

N° d'ordre :

Université de Saida– Dr. Moulay Tahar

Faculté de Technologie

Thèse

Présentée pour obtenir le diplôme de

Doctorat en Sciences

Filière : Electrotechnique

Spécialité : Commande électrique

Par :

BENKHELFALLAH Adda

Thème :

**Contribution au développement d'une structure de
commande robuste des véhicules électriques**



Thèse soutenue le 30/05/2024 devant le jury composé de :

N°	Nom et prénom	Grade	Etablissement	Qualité
01	BOUMEDIENE Larbi	Prof.	Université de Saida – Dr. Moulay Tahar	Président
02	HARTANI Kada	Prof.	Université de Saida – Dr. Moulay Tahar	Encadreur
03	MOHAMMED CHIKOUCHE Tarik	Prof.	Université de Saida – Dr. Moulay Tahar	Examineur
04	HAMID Azzedine	Prof.	Centre Universitaire Nour Bachir – El Bayadh	Examineur
05	GUETTAF Yacine	Prof.	Centre Universitaire Nour Bachir – El Bayadh	Examineur
06	BOUADI Abed	Prof.	Université de Mascara – Mustapha Stambouli	Examineur

A mes parents

.....

Remerciement

▪ *A mon directeur de thèse*

Je remercie Monsieur [Kada HARTANI](#), professeur à l'université Dr Tahar Moulay de Saida, d'avoir assuré le bon déroulement de ce travail doctoral, de confiance qu'il m'a accordée, l'autonomie qu'il m'a laissée, et pour le temps qu'il a passé pour assurer la qualité scientifique de ce travail et la qualité linguistique de mon mémoire. Son professionnalisme restera une référence que j'espère atteindre un jour, de m'avoir apporté l'aide à la gestion des différents aspects administratifs, et pour la pertinence de ses remarques et de ses conseils. Je le remercie infiniment de m'avoir soutenu dans toutes mes démarches.

▪ *Aux membres du jury*

Je remercie tous les membres du jury pour l'attention avec laquelle ils ont relu mon mémoire, et pour l'échange constructif qu'on avait eu le jour de la soutenance.

Je remercie également professeur [Larbi BOUMEDIENE](#) pour avoir accepté de présider mon jury de thèse.

Je remercie Monsieur [Tarik MOHAMMED CHIKOUCHE](#) professeur à l'université Docteur Tahar Molay Saida, qui m'a fait l'honneur de juger mon travail de thèse.

Je remercie également les autres membres du jury pour leurs commentaires et leurs remarques pertinentes, et pour l'échange constructif qu'on avait eu le jour de la soutenance. Monsieur [Azzedine HAMID](#) professeur au centre universitaire Nour Bachir El Bayadh, Monsieur [GUETTAF Yacine](#) au centre universitaire Nour Bachir El Bayadh et Monsieur [Abde BOUADI](#) professeur à l'Université de Mascara – Mustapha Stambouli.

La réalisation de cette thèse ne serait être possible sans l'aide du tout puissant ALLAH, les encouragements de mes amis les plus proches que j'ai côtoyé durant mes différents cycles d'études et à l'université.

Je dédie ce modeste travail à ma famille tout entière :

A la mémoire de mon père.

A ma mère.

A mes fils

A ma petite fille

A ma femme.

"المساهمة في تطوير بنية تحكم متينة للمركبات الكهربائية"

الملخص:

في الآونة الأخيرة، أصبحت العديد من تقنيات التحكم في المحركات الكهربائية المستخدمة في جر المركبات الكهربائية تعطي حلول ملموسة لبعض الاجهادات التي تعوق التشغيل الحسن لسلسلة الجر، (DTC) والتي تزداد شدة تأثيرها على عزم الدوران. لقد اخذت تقنية التحكم المباشر في عزم الدوران اهتمامًا كبيرًا في مجال جر المركبات الكهربائية نظرًا لفعاليتها العالية. ومع ذلك، فإن ارتفاع عزم الدوران وتموجات التدفق يمكن أن يسبب اهتزازات ميكانيكية غير سارة في مجموعة نقل الحركة. للتخفيف من تموجات عزم الدوران والحصول على استجابة سريعة ودقيقة لعزم الدوران تمت دراسة للتحكم في نظام الجر ثنائي الماكينة SVM استنادًا إلى (FDTC) نظام التحكم الغامض المباشر في عزم الدوران بطوبولوجيا موج الطاقة ذو خمسة ادرع. تمنح هذه البنية للمركبة الكهربائية سلوكًا ديناميكيًا مشابهًا لذلك الذي يفرضه المفرق التفاضلي الميكانيكي ويجعل من الممكن تلبية متطلبات معينة تفرضها سلسلة الجر.

بعد تقديم النموذج الديناميكي بثلاث درجات من الحرية في التعامل مع الجوانب الديناميكية للمركبة في بيئتها، ويهدف تحسين ثبات وسلامة المركبة الكهربائية ذات الدفع الرباعي أثناء المواقف الحرجة (الانزلاق أو التوجيه الزائد أو التوجيه المنخفض)، تم اقتراح التحكم الطولي والجانبى باستخدام عزم الدوران السريع والدقيق للمحركات الكهربائية الموجودة على متن المركبة والذي ينتقل مباشرة إلى العجلات. (ASR/ABS) يعتمد على تقنيات التحكم المنطقي الغامض في الواقع، تم اقتراح نظام تحكم منسق وأوضاع الانزلاق لضمان الاستقرار الطولي لنظام الجر وحل المشاكل الناجمة عن ظواهر الانزلاق وعرقلة العجلات. إنه بمثابة نظام التحكم في الانزلاق (ASR) عن طريق منع العجلات من الانزلاق أثناء التسارع وكنظام فرامل مانعة للانغلاق. (ABS) عن طريق منع العجلات من القفل أثناء الكبح (DYC) تم تصميم نظام التحكم الديناميكي الجانبى للمركبة الذي يجمع بين التحكم المباشر في الانعراج ومعلمة التخطيط، للحفاظ في نفس الوقت، استنادًا إلى تحليل مؤشر الثبات (AFS) والتوجيه الأمامي النشط على القدرة على المناورة والثبات الجانبى للسيارة الكهربائية ذات الدفع الرباعي في المنعطفات الضيقة. تؤكد نتائج المحاكاة صحة تصميم نظام متقدم للتحكم في الثبات الطولي والجانبى للمركبة الكهربائية في المواقف الحرجة (الانزلاق أو الانعطاف الزائد أو الانعطاف المنخفض).

كلمات مفتاحية:

السيارة الكهربائية، محرك العجلات، الثبات الطولي، الثبات الجانبى، التحكم المباشر في عزم الدوران، التحكم الضبابي DTC، نظام المحول المتعدد الماكينات، التحكم الجانبى، نظام المكابح المانعة للانغلاق (ABS)، نظام التحكم في الجر (ASR)، نظام AFS، نظام دي واي سي.

« Contribution au développement d'une structure de commande robuste des véhicules électriques »

Résumé :

Récemment, de nombreuses techniques de commande des moteurs électriques utilisés pour la traction des véhicules électriques ont permis de répondre à certaines contraintes imposées par la chaîne de traction, de plus en plus sévères sur le couple. La technologie de commande directe du couple (DTC, Direct Torque Control) a suscité un vif intérêt dans le domaine de la traction des véhicules électriques en raison de ses performances élevées. Cependant, des ondulations de couple et de flux élevées peuvent provoquer des vibrations mécaniques désagréables dans la chaîne de traction. Pour atténuer les ondulations du couple et obtenir une réponse rapide et précise du couple, une commande floue directe du couple (FDTC, Fuzzy Direct Torque Control) basée sur la SVM est étudiée pour la commande du système de traction bi-machines alimentés par une nouvelle topologie de convertisseur de puissance (onduleur à cinq bras). Cette structure confère au véhicule électrique un comportement dynamique similaire à celui imposé par un différentiel mécanique et permettent de répondre à certaines exigences imposées par la chaîne de traction. Après avoir présenté le modèle dynamique à trois degré de liberté traitant les aspects dynamiques du véhicule dans son environnement, et dans le but d'améliorer la stabilité et la sécurité du véhicule électrique à traction intégrale lors des situations critiques (dérapage, survirage ou sous virage), un contrôle longitudinal et latéral a été proposé en utilisant le couple rapide et précis des moteurs électriques embarqués qui est directement transmis aux roues. En effet, une commande ASR/ABS coordonnée basée sur des techniques de commande à logique floue et des modes de glissement a été proposée, pour assurer la stabilité longitudinale du système de traction et de résoudre les problèmes dus aux phénomènes de patinage et de blocage des roues. Il sert de régulation du glissement à l'accélération (ASR) en empêchant les roues de glisser pendant l'accélération et de système de freinage antiblocage (ABS) en empêchant les roues de se bloquer pendant le freinage. Un contrôle dynamique latéral du véhicule combinant le contrôle direct du lacet (DYC) et la direction avant active (AFS), basé sur l'analyse de l'indice de stabilité et le paramètre de planification, est conçu pour maintenir simultanément la maniabilité et la stabilité latérale du véhicule électrique à quatre roues motrices dans les virages serrés. Les résultats de la simulation valident la conception d'un système avancé de contrôle de la stabilité longitudinale et latérale du VE dans des situations critiques (patinage, survirage ou sous-virage).

Mots clés : Véhicule électrique, moteur-roue, stabilité longitudinale, stabilité latérale, commande direct du couple, commande floue DTC, système multi-machine multi-convertisseur, control latéral, système de freinage antiblocage (ABS), système antipatinage (ASR), système AFS, système DYC.

« Contribution to the development of a robust control structure for electric vehicles »

Abstract :

Recently, numerous techniques for controlling electric motors used for the traction of electric vehicles have made it possible to respond to certain constraints imposed by the traction chain, which are increasingly severe on torque. Direct Torque Control (DTC) technology has attracted interest in the field of electric vehicle traction due to its high performance. However, high torque and flux ripples can cause unpleasant mechanical vibrations in the drive train. To mitigate torque ripples and obtain fast and precise torque response, a Fuzzy Direct Torque Control (FDTC) based on SVM is studied for the control of the dual-machine traction system powered by a new power converter topology (five-leg inverter). This structure gives the electric vehicle dynamic behavior similar to that imposed by a mechanical differential and makes it possible to meet certain requirements imposed by the traction chain. After presenting the dynamic model with three degrees of freedom dealing with the dynamic aspects of the vehicle in its environment, and with the aim of improving the stability and safety of the all-wheel drive electric vehicle during critical situations (skidding, oversteering or understeer), longitudinal and lateral control was proposed using the fast and precise torque of the onboard electric motors which is directly transmitted to the wheels. Indeed, a coordinated ASR/ABS control based on fuzzy logic control techniques and sliding modes has been proposed, to ensure the longitudinal stability of the traction system and to resolve the problems due to slippage and blocking phenomena wheels. It serves as Acceleration Slip Control (ASR) by preventing the wheels from slipping during acceleration and as an Anti-Lock Braking System (ABS) by preventing the wheels from locking during braking. A vehicle lateral dynamic control combining Direct Yaw Control (DYC) and Active Forward Steering (AFS), based on stability index analysis and planning parameter, is designed to simultaneously maintain maneuverability and lateral stability of the four-wheel drive electric vehicle in tight turns. The simulation results validate the design of an advanced EV longitudinal and lateral stability control system in critical situations (slip, oversteer or understeer).

Key words: Electric vehicle, wheel motor, longitudinal stability, lateral stability, direct torque control, DTC fuzzy control, multi-machine multi-converter system, lateral control, anti-lock braking system (ABS), traction control system (ASR), AFS system, DYC system.

Table des matières

Résumé	1
Liste des symboles	2
Liste des figures	3
Liste des tableaux	5
Introduction générale	6

Chapitre 1

Historique des véhicules électriques et présentation des différentes motorisations des chaîne de traction électrique

1.1 L'historique du véhicule électrique	20
1.2 Chaîne de traction électrique	23
1.2.1 Les caractéristiques principales de la chaîne de traction	24
1.3 Types de traction électrique	24
1.3.1 Véhicule électrique à batterie (BEV)	24
1.3.2 Véhicules électriques à pile à combustible (FCEV)	26
1.3.3 L'hybride classique	27
1.4 Moteurs de traction des véhicules électriques	28
1.4.1 Moteurs à courant continu CC	30
1.4.2 Moteurs à induction	31
1.4.3 Moteur à reluctance variable- MRV-Switched reluctance motor	32
1.4.4 Moteurs synchrones (synchronous motors SM)	35
1.4.4.1 Moteur synchrone à aimant permanent- PMS	35
1.4.4.2 Moteur sans balais	36
1.5 Moteur à roue –MAR- In wheel motor	38
1.5.1 Conception du moteur dans la roue	39
1.5.2. Considérations	40
1.6 Batterie de traction du véhicule électrique	41
1.6.1 Quelques types de batteries	41
1.7 Chargeurs de batteries et modes de recharges	42
1.7.1 Chargeurs de batteries embarqués	42
1.7.2 Chargeurs de batteries non embarqués	42
1.7.3 Méthodes de recharges de la batterie	42
1.7.4 Classification selon la méthode de la recharge	43
1.8 Modélisation de la dynamique du véhicule	44
1.9 Conclusion	47
Références bibliographiques	48

Chapitre 2

Commande DTC d'un entraînement électrique - Cas d'une structure mono-machine / mono-onduleur

2.1 Introduction	
2.2 Modélisation de la batterie	
2.3 Modélisation de l'onduleur de traction	

2.4 Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents	
2.4.1 Mise en équations du modèle du MSAP	
2.4.2 Équations électriques	
2.4.3 Equations de couplage des inductances	
2.4.4 Équations magnétique	
2.4.5 Equations mécaniques	
2.4.6 Transformations de Concordia	
2.5 La commande directe du couple du moteur roue	
2.5.1 Introduction	
2.5.2 Principe de la commande directe du couple DTC	
2.5.3 Contrôle du flux statorique	
2.5.4 Contrôle du couple	
2.6 Sélection du vecteur de tension	
2.6.1 Estimation du flux statorique	
2.6.2 Estimation de la position du vecteur flux	
2.6.3 Compérateurs à hystérésis du flux	
2.6.4 Compérateurs à hystérésis du couple	
2.6.5 Table de sélection du vecteur tension	
2.7 Régulation de la vitesse	
2.8 Simulation de la DTC classique et interprétations	
2.8.1 Essai 1: Réponse à un échelon de vitesse suivi d'une introduction de couple de charge	
2.8.2 Essai 2 : Démarrage suivi d'une application d'une charge puis une réduction de vitesse	
2.9 Conclusion	
Références bibliographiques	
Références bibliographiques	80

Chapitre 3

Contrôle DTC pour l'entraînement d'un système bi-machine mono-onduleur à cinq bras dans une motorisation tout électrique

3.1 Introduction	74
3.2 Configuration de la chaîne de traction étudiée	75
3.3 Contrôle DTC proposé pour l'entraînement d'un système bi-MSAP mono-onduleur	79
3.4 Résultats de simulation	81
3.4.1 Essai 1	81
3.4.2 Essai 2	84
3.4.3 Essai 3	86
3.5 Conclusion	89
Références bibliographiques	89

Chapitre 4

Contrôle avancé de la stabilité longitudinale et latérale d'un véhicule électrique muni d'une nouvelle topologie de convertisseur de traction

4.1. Introduction	91
4.2. Commande DTC-SVM-floue du système de traction d'un VE muni d'une nouvelle topologie de...	92
4.3. Conception avancée du contrôle longitudinal et latéral d'un véhicule électrique	97
4.3.1. Proposition de contrôle longitudinal basé sur la combinaison de l'ASR et de l'ABS	98
4.3.1.1. Contrôleur ASR basé sur une commande à logique floue	99
4.3.1.2. Contrôleur ABS basé sur un contrôle par mode glissant	100
4.3.2. Contrôle latéral basé sur la combinaison des systèmes AFS/DYC	100
4.4. Résultats des simulations	103
4.4.1. Test 1	103
4.4.2. Test 2	107
4.5. Conclusion	111
Références bibliographiques	112
Conclusion générale	113
Annexe A	117

Liste des symboles

Variables :

v_a, v_b, v_c : Tensions de phase

v_α, v_β : 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

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

$\Phi_{s\alpha}, \Phi_{s\beta}$: 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

E : Tension continue de la batterie

Φ_s : Flux statorique

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

Φ^* : Valeur de référence du flux statorique

ε_Φ : Erreur du flux statorique

ε_c : Erreur du couple électromagnétique

C_{mi} : Couple du moteur $i = 1, 2, 3, 4$

C_c : Couple de conducteur

C_a : Couple de l'assistance

C_{at} : Couple auto alignement

F_{aero} : Force de résistance aérodynamique

F_{roul} : Force de résistance au roulement

F_{acc} : Force due à l'accélération

F_{ti} : Force de traction de la roue motrice $i = 1, 2, 3, 4$

V_{veh} : Vitesse du véhicule

v_x : Vitesse longitudinale du véhicule

v_y : Vitesse latérale véhicule

r : Vitesse de lacet du véhicule

ψ : Angle de Cap du véhicule

β : Angle de dérive du véhicule

α_p : Angle de la pente
 R_c : Rayon de courbure de la route
 v_i : Vitesse linéaires du véhicule ramené aux centres des roues
 ω_v : Vitesse angulaire du véhicule
 ω_r : Vitesse angulaire de la roue motrice droite (Right)
 ω_l : Vitesse angulaire de la roue motrice gauche (left)
 $\Delta\omega$: Variation de la vitesse angulaire des roues motrices
 V_{vent} : Vitesse du vent
 δ^* : Angle de braquage référence
 F_{zi} : Charge verticale
 λ : Glissement d'une roue
 μ : Coefficient de frottement entre la roue et la route
 C_{ri} : Couple résistant ramené sur l'arbre de la roue $i = 1, 2, 3, 4$
 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

Paramètres :

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 totale de la machine
 f : Coefficient de frottement visqueux
 R : Rayon du virage
 R_ω : Rayon d'une roue
 M_v : Masse totale du véhicule
 ρ : Masse volumique de l'air
 S_f : Section de projection frontale
 C_{px} : Coefficient de pénétration dans l'air
 g : Accélération du pesanteur

Indices :

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 les trois phases de la machine

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 de la machine (α, β)

$\hat{X}$: Valeur estimée de la variable X

X^* : Valeur de référence de la variable X

Opérateurs :

P : Matrice de transformation de Park

C : Matrice de transformation de Concordia

s : Variable de Laplace

Abréviations :

VE : Véhicule Electrique

VPC : Véhicules à Pile à Combustible

MSAP : Machine Synchrone à Aimants Permanents

TCS : Traction Control System

ESP : Electronic Stability Program

ABS : Anti lock Braking System

EBD : système de distribution de force de freinage électronique

DYC : Direct Yaw moment Control

AFS : Active Front Steering

CG : Centre de Gravité

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

FLI : Five leg Inverter

4WID : 4 Wheel Independent Drive

PID : Proportionnel – Intégral – Dérivé contrôleur

FLC : Fuzzy logic controller

VSC : Vehicle Stability Control

Liste des Figures

Figure 1.1 : Véhicule sous forme de calèche 1835 Robert Anderson [1]	21
Figure 1.2 : La jamais contente [4].....	21
Figure 1.3 : Toyota Prius [11]	23
Figure 1.4 : Nissan Leaf 2008	24
Figure 1.5 : Chaîne de traction du véhicule électrique source [13]	24
Figure 1.6 : Véhicule tout électrique [15].....	26
Figure 1.7 : Véhicule à pile à combustible [15].....	27
Figure 1.8 : Relation couple –vitesse [23].....	32
Figure 1.9 : Moteur à réluctance variable MRV [25]	33
Figure 1.10 : MRV-hybride-source- https://www.tecnipass.com/img-cours/mpp-hybride.gif	34
Figure 1.11 : A gauche PMSM standard à droite rotor à l'extérieur «inside –out	35
Figure 1.12 : Les sections transversales des rotors avec un rapport différent de L_d/L_q	36
Figure 1.13 : Traction par MAR logés sur l'essieu	40
Figure 1.14 : Traction par MAR logés sur l'essieu arrière	40
Figure 1.15 : Traction intégrale - 4 MAR.....	41
Figure 1.16 : Profil de recharge de la batterie du véhicule [31].....	43
Figure 1.17 : Structure du système de traction multimachine	44
Figure 1.18 : Modèle de dynamique du véhicule	45
Figure 2.1 : Modèle simple d'un accumulateur.....	51
Figure 2.2 : Schéma électrique du circuit de puissance étudié	52
Figure 2.3 : Moteur synchrone à aimants permanents dans Les repères (a,b,c) et (d,q)	53
Figure 2.4: Flux magnétiques du stator et du rotor dans différents référentiels.....	57
Figure 2.5: Représentation vectorielle de l'onduleur.....	60
Figure 2.6 : Circuit de base de la commande directe du couple	61
Figure 2.7: Composantes du flux du stator dans le plan (α, β).....	61
Figure 2.9 : Evolution du couple électromagnétique en fonction du vecteur tension appliqué.....	62
Figure 2.10 : Flux statorique et la sélection du vecteur de tension dans le plan (α, β)	63
Figure 2.11: Comparateur à hystérésis du flux.....	64
Figure 2.12: Principe de réglage du couple électromagnétique.	66
Figure 2.13 : Schéma de la régulation de la vitesse ω_m par correcteur PI.....	66
Figure 3.1. Configuration du véhicule électrique étudié.....	75
Figure 3.2. Structure parallèle de bi-MSAP roues alimentées par un onduleur à cinq bras.	76
Figure 3.3. Représentation vectorielle de l'onduleur à cinq bras.	77
Figure 3.4. Schéma de contrôle indépendant de deux MSAP alimentés par un onduleur à cinq bras.....	79
Figure 3.5 : Entraînement de deux moteurs MSAP avec des vitesses différentes	84
Figure 3.6 : Entraînement de deux moteurs MSAP avec des vitesses identiques	86
Figure 3.7. Résultats de simulation – cas de traction électrique.	88

Figure 4.1. Structure du système de traction synchrone multimachine.....	92
Figure 4.2. Structure parallèle de bi-MSAP roues alimentées par un onduleur à cinq bras.....	92
Figure 4.3. Schéma flou DTC-SVM pour la commande de moteurs IPMS doubles alimentés par un onduleur à cinq bras. ...	93
Figure 4.4. Schéma de contrôle DTC-SVM-flou d'un MSAP.. ..	93
Figure 4.5. Fonctions d'appartenance pour le FLC1 et le FLC2 : (a) erreur de flux, (b) erreur de couple, (c) tension	94
Figure 4.6. Diagramme vectoriel d'un redresseur à deux niveaux.	94
Figure 4.7. Résultats de la simulation - Pilotage de deux IPMSM avec des vitesses différentes.....	95
Figure 4.8. Résultats de la simulation - Entraînement de deux IPMSM à la même vitesse.	97
Figure 4.9. Schéma de principe du système de contrôle longitudinal et latéral avancé pour 4WIDEV.	98
Figure 4.10. Fonctions d'appartenance pour les variables d'entrée et de sortie floues	99
Figure 4.11. Schéma de principe du contrôle de la dynamique latérale du véhicule.	101
Figure 4.12. Résultats de Simulation – Essai 1.....	107
Figure 4.13. Résultats de Simulation – Essai 2.....	111

Liste des tableaux

Tableau 1.1 : la taille de la batterie, l'autonomie et les temps de charge [17]	26
Tableau 1.2 : Comparaison entre le moteur à aimant permanent PMSM et Le moteur à courant continu	29
Tableau 1.3 : Types de batteries populaires dans les véhicules électriques.....	41
Tableau 2.1 : Table de sélection générale pour la commande directe du couple.....	63
Tableau 2.2 : Programme pour la localisation du vecteur flux.....	65
Tableau 2.3 : Table de commutation de Takahashi.	66
Tableau 3.1 : Vecteurs de tension correspondant aux états de commutation de l'onduleur à cinq bras.....	77
Tableau 3.2 : Définition de la table de commutation	80
Tableau 3.3 : Définition de la table de commutation	81
Tableau 4.1. Règles du contrôleur flou FLC 1.	94
Tableau 4.2. Règles du contrôleur flou FLC 2.	94
Tableau 4.3. Les règles floues utilisées par le contrôleur ASR.	100

Introduction Générale

Au cours de ces dernières décennies, les véhicules électriques (VE) à quatre roues motrices indépendantes sont devenus des architectures de véhicules populaires en raison de leur rendement énergétique élevé et de leurs performances dynamiques nettement améliorées dans diverses situations de conduite [1]. Parmi les configurations les plus courantes des véhicules électriques, le moteur à l'intérieur des roues est connu sous le nom de traction indépendante à quatre roues. Les véhicules électriques présentent les caractéristiques générales suivantes [2]: une densité de puissance et de couple élevée, une dynamique de couple rapide ; un couple élevé à faible vitesse, la possibilité de récupérer l'énergie lors du freinage, un rendement élevé, un coût raisonnable et un faible bruit acoustique.

Récemment, des techniques avancées de contrôle des moteurs dans les roues utilisés pour la traction des véhicules électriques ont permis de répondre à certaines contraintes imposées par la chaîne de traction, de plus en plus sévères sur le couple [3] [4]. Parmi les moteurs électriques utilisés pour les véhicules électriques, les moteurs synchrones à aimants permanents intérieurs (MSAP) sont attendus en raison de leurs avantages, notamment leur densité de puissance et de couple élevée, leur rendement élevé, leur grande zone de fonctionnement à puissance constante, leur construction mécanique robuste et leur rentabilité [5] [6] [7]. De nombreuses techniques de commande des moteurs électriques installés à l'intérieur des roues ont été développées pour fournir des réponses rapides et robustes au couple. La technologie de commande directe du couple (DTC, Direct Torque Control) a suscité un vif intérêt dans le domaine de la traction des véhicules électriques en raison de ses performances élevées. Cependant, des ondulations de couple et de flux élevées et une commutation variable peuvent être observées [8]. De nombreuses méthodes ont été mises au point pour résoudre les problèmes causés par les ondulations du couple, qui provoquent des vibrations mécaniques désagréables et le bruit du véhicule, et qui peuvent même conduire à son instabilité [9]. La stratégie de DTC pour PMSM basée sur la modulation par vecteur spatial (SVM, Space Vector Modulation) a été présentée dans [10]. Un DTC amélioré utilisant une commande par backstepping en mode glissant de moteurs électriques PMS dans les roues d'un véhicule électrique est proposé dans [7]. Pour obtenir une réponse rapide et précise du couple et des performances satisfaisantes des entraînements MSAP dans les véhicules électriques, la commande floue directe du couple (FDTC, Fuzzy Direct Torque Control) basée sur le SVM est privilégiée parmi ces méthodes de commande.

Le système de traction de véhicule électrique étudié appartient à la catégorie des systèmes multi-machines multi-convertisseurs (MMS, Multi-Machine Multi-Converter Systems). Plusieurs études ont été menées pour réduire le nombre de composants en réduisant le nombre d'onduleurs [11, 12]. Deux méthodes se développent alors pour apporter des solutions aux problèmes de distribution d'énergie dans les systèmes multi-machines multi-convertisseurs : soit un seul onduleur triphasé est utilisé pour alimenter plusieurs machines en parallèle et être contrôlé par une des techniques de contrôle classiques (maître-esclave, contrôle moyen, etc.), soit une nouvelle architecture avec une électronique de puissance particulière capable de contrôler simultanément plusieurs machines en parallèle [13]. Ainsi, il est très intéressant de développer des structures partagées où un dispositif d'électronique de puissance est successivement partagé par plusieurs charges électriques. Récemment, des onduleurs multi-bras ont été développés pour réduire le nombre de composants électroniques de puissance et de composants intégrés dans les systèmes de traction entraînés par plusieurs moteurs électriques [13-16]. La particularité de notre travail est de développer une nouvelle topologie de convertisseur de puissance capable d'alimenter deux ou plusieurs moteurs dans les roues en parallèle et de fournir des lois de contrôle pour améliorer l'efficacité énergétique et assurer la stabilité globale.

La commande des systèmes multi-machines à convertisseur unique (MSS, Multi-Machine Single-Converter Systems) est le sujet de notre étude. Plusieurs méthodes ont été proposées pour contrôler les MMS. Un maître-esclave basé sur une stratégie de contrôle direct du couple par prédiction de modèle non linéaire (NMP-DTC) est développé dans [9]. Pour répondre à certaines contraintes de couple imposées par la chaîne de traction d'un véhicule électrique, qui sont de plus en plus sévères sur le couple, nous avons développé une approche de commande améliorée basée sur le DTC, appelée commande de couple directe floue (fuzzy-DTC). Il permet d'imposer un contrôle indépendant à chaque roue motrice tout en obtenant le comportement d'un différentiel mécanique en ajoutant des fonctions de sécurité supplémentaires telles que la régulation du glissement à l'accélération (ASR), le système de freinage antiblocage (ABS), ainsi que la direction avant active (AFS) et le contrôle direct de la stabilité en lacet (DYC).

Les différents systèmes de contrôle de la dynamique du véhicule peuvent être classés en trois catégories : contrôle longitudinal, latéral et vertical, en fonction des trois mouvements de translation du véhicule. L'ASR et l'ABS représentent tous deux des approches classiques efficaces pour le contrôle de la dynamique longitudinale du véhicule [17]. Ces dernières années, plusieurs techniques de contrôle non linéaire ont été appliquées à la recherche sur le contrôle du patinage des roues. Dans [18], un contrôle par modèle de comportement (BMC), qui réalise le contrôle du patinage des roues, est utilisé pour surmonter le problème non linéaire de l'adhérence. Un système de contrôle de glissement à logique floue pour les VE a été développé dans [19]. La perte d'adhérence d'une roue produit une détérioration significative du

comportement global du système de traction et est susceptible de déstabiliser le véhicule. Pour surmonter le problème posé par le phénomène de dérapage, un système de contrôle anti-dérapage basé sur la logique floue a été présenté dans [20]. Le contrôle de l'ASR pour les VE à deux roues motrices indépendantes utilisant la distribution dynamique du couple est développé dans [21]. Pour éviter que la roue ne glisse ou ne se bloque en mode traction ou en mode freinage, le rapport de glissement de chaque roue doit être contrôlé dans la zone stable. Cette étude propose une nouvelle commande longitudinale pour un véhicule électrique à quatre roues motrices indépendantes en combinant les deux fonctions de l'ASR et de l'ABS. Le contrôle longitudinal proposé présente l'avantage considérable d'agir comme une régulation du glissement à l'accélération en empêchant les roues de glisser pendant l'accélération et comme un système de freinage antiblocage en empêchant les roues de se bloquer pendant le freinage. La combinaison de ces deux systèmes permet de contrôler le patinage des roues en ajustant le couple moteur des roues en mode traction et en mode freinage.

Jusqu'à récemment, le système de direction avant active (AFS) et le contrôle direct de la stabilité en lacet (DYC) représentent les deux approches classiques efficaces pour contrôler la stabilité latérale du véhicule. Pour améliorer la tenue de route du véhicule, le système AFS ajuste l'angle de glissement du pneu et fournit des forces latérales [22]. Le DYC contrôle le mouvement de lacet du véhicule en utilisant l'angle de braquage des roues et en fournissant différents couples de freinage droite/gauche aux roues pour assurer la stabilité du véhicule [23]. Plusieurs recherches ont porté sur un schéma de combinaison de plusieurs actionneurs utilisant un couple actif de direction et de freinage. Dans un premier temps, les chercheurs ont conçu séparément les systèmes AFS et DYC, puis ont mis en œuvre une méthode de commutation basée sur les conditions de conduite [24-26]. Une commande intégrée employant des algorithmes de commande AFS et DYC à gain programmé a été développée dans [22]. La région de stabilité du véhicule est définie par l'approche du plan de phase de l'angle de dérapage et de son taux. L'indice de stabilité définit la stabilité de la direction et des freins dans la plage de fonctionnement [27].

La principale contribution de notre travail est le développement d'un système de contrôle avancé qui combine un nouveau contrôle longitudinal et latéral, afin d'améliorer le comportement, le confort et la stabilité d'un véhicule électrique à quatre roues motrices indépendantes en utilisant une nouvelle topologie de convertisseur de puissance.

Les apports scientifiques de la thèse sont développés dans les chapitres suivants :

- Le chapitre 1 intitulé *Historique des véhicules électriques et présentation des différentes motorisations des chaînes de traction électrique*

Dans ce chapitre, une présentation d'un historique sur les véhicules électriques et un rappel sur les différentes motorisations des chaînes de traction électrique seront présentées dans

le premier chapitre.

- Le chapitre 2 intitulé *Commande DTC d'un entraînement électrique - Cas d'une structure mono-machine / mono-onduleur*

Dans ce chapitre, nous imposons une technique de contrôle DTC pour la commande du système de traction mono-machine mono-onduleur. Le choix du moteur de traction s'est porté sur un moteur synchrone à aimants permanents (MSAP). Ce choix a été motivé par la puissance massique élevée, ce qui est important pour les systèmes embarqués (traction électrique), et ses performances dynamiques bien meilleures que les machines asynchrones. Afin d'apprécier les performances de cette approche de commande, nous avons conduit une simulation numérique sous le logiciel Matlab/Simulink pour analyser l'efficacité et la robustesse de la commande « DTC classique ».

- Le chapitre 3 intitulé *Contrôle DTC pour l'entraînement d'un système bi-machine mono-onduleur à cinq bras dans une motorisation tout électrique*

Notons que la commande directe du couple (DTC) 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 triphasé à deux niveaux. La question qui se pose est de comment peut-on commander deux machines alimentées par un seul onduleur de tension ? Afin d'optimiser les volumes des composants embarqués dans les systèmes de traction propulsés par plusieurs moteurs électriques, une réduction intéressante peut être obtenue par l'utilisation d'un seul onduleur de tension triphasé qui alimente simultanément plusieurs moteurs. Nous cherchons à travers ce chapitre à proposer une commande adaptée à la structure de puissance de la chaîne de traction à propulsion synchrone : l'alimentation de deux machines synchrones par un onduleur à cinq bras, pour l'entraînement des roues motrices du véhicule électrique.

- Le chapitre 4 intitulé *Contrôle avancé de la stabilité longitudinale et latérale d'un véhicule électrique muni d'une nouvelle topologie de convertisseur de traction*

Ce chapitre porte sur le développement de Contrôle avancé de la stabilité longitudinale et latérale d'un véhicule électrique muni d'une nouvelle topologie de convertisseur de traction

Dans la première partie, nous avons étudié une technique de la commande floue directe de couple pour la commande du système de traction bi-machine mono-onduleur, un ensemble de deux moteurs synchrones à aimants permanents alimentés par un onduleur à cinq bras (une nouvelle topologie de convertisseur de puissance). Les résultats de simulation montrent que la commande DTFC diminue d'une manière appréciable les ondulations du couple électromagnétique et plus robuste vis-à-vis des variations de charge, ainsi qu'une importance atténuation des ondulations du courant qui paraît sinusoïdal sans presque aucune ondulation en régime permanent. Les résultats de la simulation indiquent une réponse de couple rapide et un suivi précis de la vitesse, lorsque le véhicule électrique fonctionne sous diverses manœuvres, tout améliorant la stabilité latérale du véhicule électrique. Un modèle dynamique à trois degrés de liberté est adopté pour le contrôle combiné proposé.

Dans la deuxième partie de ce dernier chapitre, le système de commande avancé pour un véhicule électrique à quatre roues motrices indépendantes, basé sur le système MVS-DTC

flou, est développé. Tout d'abord, une nouvelle commande longitudinale qui coordonne les commandes ASR et ABS pour fournir un contrôle du glissement des roues via l'actionnement du moteur électrique IPMS dans les roues en mode traction et en mode freinage est développée. Deuxièmement, une proposition de contrôle latéral qui coordonne les systèmes de freinage AFS et DYC est conçue pour améliorer la dirigabilité du véhicule et maintenir sa stabilité dans des situations de conduite extrêmes. Les résultats de la simulation sont présentés dans l'avant dernière partie. Enfin, le manuscrit s'achèvera par une conclusion générale sur l'ensemble des travaux et résultats développés au cours de ces années de thèse. Les perspectives seront aussi abordées.

Références bibliographiques

- [1] N. N. Mustafi, "An Overview of Hybrid Electric Vehicle Technology," *Engines and Fuels for Future Transport*, pp. 73-102, 2022.
- [2] M. Rahman, M. Masrur, and M. N. Uddin, "Impacts of interior permanent magnet machine technology for electric vehicles," in *2012 IEEE International Electric Vehicle Conference*, 2012, pp. 1-5: IEEE.
- [3] C. Ifedi, B. Mecrow, J. Widmer, G. Atkinson, S. Brockway, and D. Kostic-Perovic, "A high torque density, direct drive in-wheel motor for electric vehicles," 2012.
- [4] C. J. Ifedi, "A high torque density, direct drive in-wheel motor for electric vehicles," Newcastle University, 2014.
- [5] L. Sepulchre, M. Fadel, M. Pietrzak-David, and G. Porte, "MTPV flux-weakening strategy for PMSM high speed drive," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 54, no. 6, pp. 6081-6089, 2018.
- [6] 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, no. 5, pp. 1244-1255, 2015.
- [7] N. Aouadj, K. Hartani, and M. Fatiha, "New Integrated Vehicle Dynamics Control System Based on the Coordination of AFS, DYC, and ED for Improvements in Vehicle Handling and Stability," *SAE International Journal of Vehicle Dynamics, Stability, and NVH*, vol. 4, no. 10-04-02-0009, 2020.
- [8] K. Hartani, Y. Miloud, and A. Miloudi, "Improved direct torque control of permanent magnet synchronous electrical vehicle motor with proportional-integral resistance estimator," *Journal of Electrical Engineering and Technology*, vol. 5, no. 3, pp. 451-461, 2010.
- [9] 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.
- [10] Z. Huaqiang, W. Xinsheng, and W. Pengfei, "Study on direct torque control algorithm based on space vector modulation," *Electric Machines and Control*, vol. 16, no. 6, pp. 13-18, 2012.

- [11] T. Ito, H. Inaba, K. Kishine, M. Nakai, and K. Ishikura, "Method Controlling Two or More Sets of PMSM by One Inverter on a Railway Vehicle," in *Journal of international Conference on Electrical Machines and Systems*, 2014, vol. 3, no. 2, pp. 207-214: Journal of International Conference on Electrical Machines and Systems.
- [12] T. Ahmed, H. Kada, and A. Allali, "New DTC strategy of multi-machines single-inverter systems for electric vehicle traction applications," *International Journal of Power Electronics and Drive Systems*, vol. 11, no. 2, p. 641, 2020.
- [13] B. Tabbache, S. Douida, M. Benbouzid, D. Diallo, and A. Kheloui, "Direct torque control of five-leg inverter-dual induction motor powertrain for electric vehicles," *Electrical Engineering*, vol. 99, no. 3, pp. 1073-1085, 2017.
- [14] W. Wang, J. Zhang, M. Cheng, and R. J. J. o. P. E. Cao, "Direct torque control of five-leg dual-PMSM drive systems for fault-tolerant purposes," vol. 17, no. 1, pp. 161-171, 2017.
- [15] Y. Hu, S. Huang, X. Wu, and X. J. I. T. o. P. E. Li, "Control of dual three-phase permanent magnet synchronous machine based on five-leg inverter," vol. 34, no. 11, pp. 11071-11079, 2019.
- [16] G. Jing and C. J. I. A. Zhou, "Control strategy for a five-leg inverter supplying dual three-phase PMSM," vol. 8, pp. 174480-174488, 2020.
- [17] A. G. Ulsoy, H. Peng, and M. Çakmakci, *Automotive control systems*. Cambridge University Press, 2012.
- [18] K. Hartani, M. Bourahla, and Y. Miloud, "New antiskid control for electric vehicle using behaviour model control based on energetic macroscopic representation," *Journal of Electrical Engineering*, vol. 59, no. 5, pp. 225-233, 2008.
- [19] K. Jalali, T. Uchida, J. McPhee, and S. Lambert, "Development of a fuzzy slip control system for electric vehicles with in-wheel motors," 2012.
- [20] K. Hartani and A. Draou, "A new multimachine robust based anti-skid control system for high performance electric vehicle," *Journal of Electrical Engineering and Technology*, vol. 9, no. 1, pp. 214-230, 2014.
- [21] C. Zhang, G. Yin, and N. Chen, "The acceleration slip regulation control for two-wheel independent driving electric vehicle based on dynamic torque distribution," in *Control Conference (CCC), 2016 35th Chinese*, 2016, pp. 5925-5930: IEEE.
- [22] M. Doumiati, O. Sename, L. Dugard, J.-J. Martinez-Molina, P. Gaspar, and Z. Szabo, "Integrated vehicle dynamics control via coordination of active front steering and rear braking," *European Journal of Control*, vol. 19, no. 2, pp. 121-143, 2013.
- [23] S. Ding, L. Liu, and W. X. Zheng, "Sliding mode direct yaw-moment control design for in-wheel electric vehicles," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, no. 8, pp. 6752-6762, 2017.
- [24] J. He, D. A. Crolla, M. Levesley, and W. Manning, "Coordination of active steering, driveline, and braking for integrated vehicle dynamics control," *Proceedings of the Institution of*

- Mechanical Engineers, Part D: Journal of Automobile Engineering*, vol. 220, no. 10, pp. 1401-1420, 2006.
- [25] J. Tjonas and T. A. Johansen, "Stabilization of automotive vehicles using active steering and adaptive brake control allocation," *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, vol. 18, no. 3, pp. 545-558, 2009.
 - [26] K. Hartani, M. Khalfaoui, A. Merah, and N. Aouadj, "A Robust Wheel Slip Control Design with Radius Dynamics Observer for EV," *SAE Int. J. Veh. Dyn., Stab., and NVH*, vol. 2, no. 2, 2018.
 - [27] H. T. Smakman, "Functional integration of slip control with active suspension for improved lateral vehicle dynamics," 2000.
 - [28] A. El djallil Rabhi, K. Hartani, Y. Guettaf, and A. Norediene, "Robust Multimachine Control for Bisynchronous Propulsion Traction Chain of an Electric Vehicle," *SAE International Journal of Vehicle Dynamics, Stability, and NVH*, vol. 5, no. 10-05-02-0012, 2021.
 - [29] C. Direm, K. Hartani, and N. Aouadj, "New Combined Maximum Torque per Ampere-Flux Weakening Control Strategy for Vehicle Propulsion System," *SAE International Journal of Vehicle Dynamics, Stability, and NVH*, vol. 5, no. 10-05-02-0009, 2021.
 - [30] M. Mankour, T. Mohammed Chikouche, H. Kada, B. Adda, and A. Norediene, "Advanced Longitudinal and Lateral Stability Control System for a Four-Wheel-Independent-Drive Electric Vehicle Using a New Power Converter Topology," *Journal of Electrical Engineering & Technology*, 2023/01/28 2023.
 - [31] E. Mousavinejad, Q.-L. Han, F. Yang, Y. Zhu, and L. Vlacic, "Integrated control of ground vehicles dynamics via advanced terminal sliding mode control," *Vehicle system dynamics*, vol. 55, no. 2, pp. 268-294, 2017.

Chapitre 1

Historique des véhicules électriques et présentation des différentes motorisations des chaînes de traction électrique

1.1 L'histoire du véhicule électrique

Depuis quelques années le marché des véhicules tout électrique ou bien semi a connu une évolution exponentielle. En effet peu à peu les véhicules électriques ont remplacés les véhicules thermiques. Aujourd'hui, le passage aux véhicules cent pour cent électriques ou hybrides s'impose comme une évidence à fin de réduire les émissions nocives de dioxyde de carbone (CO₂). On se permet de poser la question sur l'origine de l'émergence de l'industrie des véhicules électriques et leurs gain de place dans la mobilité au détriment des véhicules thermiques. Est-elle due à des enjeux politiques ou écologiques ou bien les deux ensembles ? Pour répondre à cette question on doit retracer l'histoire du véhicule

La première voiture électrique a été conçue dès le début du XIX^{ème} siècle mais comme beaucoup d'inventions la paternité du véhicule électrique fait débat. Pour rappel au XIX^{ème} siècle l'électricité se pose comme une alternative innovante à la vapeur et au charbon alors principales sources d'énergie. C'est en 1835 au Pays -Bas que Robert Anderson présente sa voiture électrique (sous forme de calèche à propulsion électrique dotés de huit électroaimants alimentés par une batterie de pile), c'est le début de l'histoire du véhicule électrique fig (1.1) [1].

En 1834 l'Américain Thomas Davenport construit une petite locomotive électrique [2] et en 1838 l'Ecossais Robert Davidson lui aussi construit un modèle similaire qui roulait à une vitesse de 6 Km/h électrique [1 & 3].

Ces premiers inventeurs n'utilisaient pas de batterie rechargeable, ce n'est qu'en 1859 le Français Gaston Plante inventa la première batterie rechargeable Plomb-acide cette dernière sera améliorée par Camille Faure en 1851 [1 & 4].

En 1891 l'Américain William Moorisson conduit la première vraie voiture électrique [1&5]. La « jamais contente » une voiture Belge apparait en 1899 a Dépassée le cap des 100Km/h fig. (1.2) [5].



Figure 1.1 : Véhicule sous forme de calèche 1835 Robert Anderson [1]



Figure 1.2 : La jamais contente.[4]

Dès le XX^{ième} siècle le véhicule électrique a connu ses beaux jours et plus d'un tiers des voitures en circulation était électrique le reste à essence ou vapeur.

De 1900 jusqu'à 1912 l'autonomie des véhicules électriques étaient au voisinage de 29 Km/h et coutaient 2000 dollars une somme faramineuse à l'époque.

L'apparition du constructeur Ford en 1912 avec son Modèle Ford T et le montage en chaine a contribué à la réduction du cout de production et l'avenir du Véhicule électrique a commencer à se faire sentir [6]. Dès 1920, certains facteurs déclinent les véhicules électriques dont on peut citer la faible autonomie, vitesse trop basse, Manque de puissance, disponibilité du pétrole et le prix exorbitant vis à vis des véhicules thermiques.

En 1966 le congrès Américain recommande la construction des véhicules électriques suite à la demande des voix militantes contre la pollution de l'air irrespirables surtout dans les grandes villes[5]. Le premier choc pétrolier en 1973 qui s'est concrétisé par un embargo des pays exportateurs de pétrole en est un facteur dominant pour la revalorisation de l'industrie des véhicules électriques[7].

Malheureusement malgré le prix flambant du pétrole imposé par les pays de l'OPEP et les voix qui s'élevaient de partout dans le monde à fin de diminuer la pollution de l'atmosphère suite aux gazs émis par les échappements des voitures thermique en pleines effervescences ajouté à cela les lois restrictives interdisant dans certains pays ou départements la circulation des voitures consommant le diesel comme carburant.

D'autres part les progrès scientifiques et techniques notamment sur la capacité de charge et l'autonomie des batteries progressent moins vite .Le manque de puissance des véhicules électriques va peser lourdement sur la lancée et l'émergence de ces derniers la voiture électrique est entré dans l'oubliette et demeure une alternative futuriste.

Il fallait patienter jusqu'au 1972 pour assister à la naissance de la première voiture électrique hybride (essence/électrique) conçue par le constructeur Américain GMC (Général Motors corporation) [8-9-10].

Toutefois les résultats techniques ne sont pas favorables : Peu d'autonomie, poids excessive causée par la batterie de traction. Ces derniers demeurent toujours des obstacles au développement et l'épanouissement du marché du véhicule électrique.

Vers les années 90 des décisions ont été prises un peu partout pour rentabiliser et développer les énergies vertes .On peut citer le zéro émission véhicule (ZEV) qui prévoit au moins 2% de véhicules sans émissions en 1998 en Californie.

L'avancée pertinente dans le progrès technologique des batteries rechargeable du point de vue de la capacité de recharge, l'autonomie et surtout avec l'invention des batteries Lithium-ion ajoutée à ceux-ci l'avancée spectaculaire des composants électroniques a contribué positivement au relancement des véhicules électriques.

On assiste alors à l'apparition des premières voitures électriques destinée au public. Parmi eux la EV1 de GM et la Toyota Prius premier véhicule Nipponne commercialisé en 1998 voir figure (1.3) [11].



Figure 1.3 : Toyota Prius [11].

EN 2008 la Nissan Leaf figure (1.4) et les véhicules électriques du constructeur Américain Tesla vont rentrer dans la course en proposant des modèles plus performants.

Non seulement la capacité et l'autonomie ont été améliorés mais faut dire aussi la multiplication, la distribution raisonnable et étudiée des bornes de recharge aux alentours des grandes surfaces, stations de ravitaillement en carburant et le long des autoroutes sans oublier les prix qui ont été revus suite à l'incitation des gouvernements sous formes d'aides et de réductions pour financer l'achat d'un véhicule électrique.

L'ère 2011-2015 représente le renouveau en matière de véhicules électriques. L'électrique se démocratise avec l'arrivée du groupe Bolloré (citadines électriques en libre-service) mais aussi grâce à la sortie de la Renault ZOE et de la Tesla Model S [12].



Figure 1.4 : Nissan Leaf 2008.

1.2 Chaîne de traction électrique

La chaîne de traction est la partie du véhicule regroupant le système de stockage de l'énergie de propulsion, le convertisseur de l'énergie de propulsion et le groupe motopropulseur, qui fournit directement ou indirectement l'énergie mécanique aux roues pour la propulsion du véhicule [13].

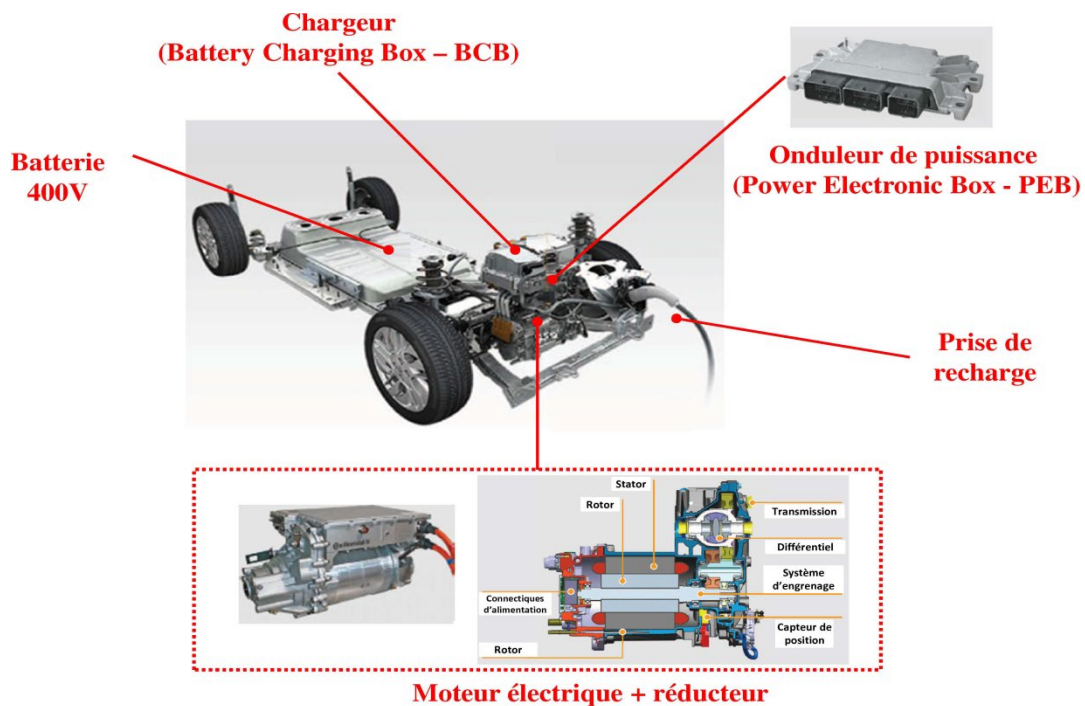


Figure 1.5 : Chaîne de traction du véhicule électrique source [13]

1.2.1 Les caractéristiques principales de la chaîne de traction

- a) Une chaîne de traction unique par véhicule;
- b) Le système de stockage de l'énergie de propulsion et le convertisseur de l'énergie de propulsion sont les principaux dispositifs non périphériques de la chaîne de traction qui fournissent différentes formes d'énergie, directement ou indirectement, aux fins de la propulsion, qui se transforment finalement en énergie mécanique transmise aux roues. Les différentes définitions de la chaîne de traction d'un véhicule sont classées selon l'agencement du ou des systèmes de stockage de l'énergie et du ou des convertisseurs d'énergie dans la chaîne de traction.
- c) Inclusion des dispositifs périphériques (par exemple condensateur, batterie 12 V, dispositif de conditionnement de l'énergie électrique, capteurs, actionneurs, module de gestion électronique [14].

1.3 Types de traction électrique

1.3.1 Véhicule électrique à batterie (BEV)

Les véhicules électriques à batterie (Battery electric vehicle- BEV) se distinguent des voitures traditionnelles par le fait qu'ils n'utilisent pas de moteur à combustion interne. Ces véhicules sont alimentés uniquement par des batteries qui peuvent être chargées à l'aide de chargeurs de niveau 1, 2 ou 3. La recharge à domicile peut se faire avec des chargeurs de

niveau 1 ou 2, tandis que les chargeurs de niveau 3 sont destinés aux stations de recharge commerciales [15-16].

En raison de l'absence de moteur à combustion interne, les BEV ont l'avantage de pouvoir parcourir une plus grande distance avec une seule charge que les véhicules hybrides.

Les BEV s'imposent rapidement comme la nouvelle norme en matière de VE et représentent l'avenir du transport fig (1.5).

Avantage des BEV

- La conception du groupe motopropulseur d'un BEV est simple et rentable, car l'énergie de la batterie est directement transmise au(x) moteur(s) fixé(s) sur le(s) essieu(x).
- Des batteries plus grandes que celles des véhicules hybrides offrent une plus grande autonomie en mode tout électrique.
- Freinage régénératif.
- Zéro émission à l'échappement.
- Faibles coûts d'exploitation.
- Performances supérieures à celles des autres véhicules hybrides.

Inconvénients des BEV

- Les BEV doivent être branchés pour être rechargés, et le processus peut prendre beaucoup de temps.
- La recharge à domicile à l'aide d'un chargeur de niveau 2 prend généralement une nuit pour une charge complète.
- L'utilisation d'une station publique de recharge rapide en courant continu permet d'obtenir une charge de 80 % en 30 à 60 minutes.
- Il est nécessaire de planifier la recharge pour les longs trajets, car l'autonomie peut être insuffisante.
- Le prix initial d'un BEV peut être plus élevé que celui d'autres VE, surtout s'il a une plus grande autonomie.

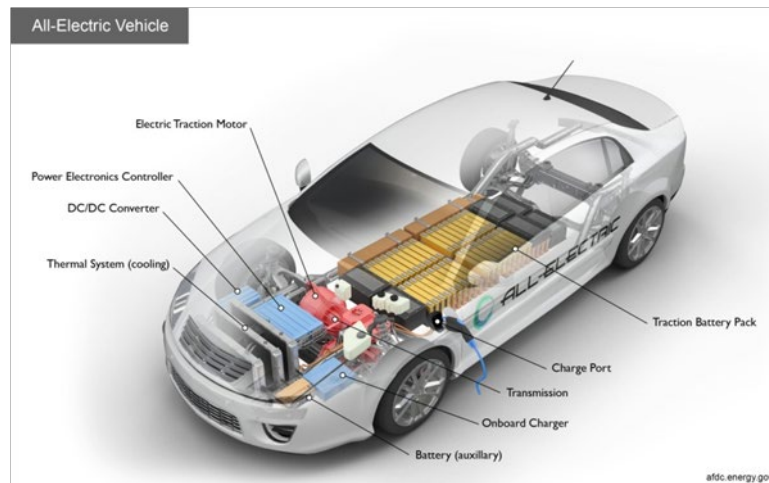


Figure 1.6 : Véhicule tout électrique [15].

Le tableau (1.1) ci-dessous résume la taille de la batterie, l'autonomie et les temps de charge de quatre des véhicules électriques à batterie les plus populaires disponibles aujourd'hui.

BEV Model	Taux de charge maximal	Taille de la batterie	Temps de charge avec le chargeur L1	Temps de charge avec JuiceBox Pro 40	Autonomie
Tesla Model S 75D	11,5kwh	75Kwh	65 h	8h	237miles
Chevy Bolt EV	7,7kwh	60Kwh	48h	8,5h	238miles
NissanLEAFePlus	6,6kwh	62Kwh	52h	10h	226miles
BMW i3	7,7kwh	42Kwh	35h	5,5h	153miles

Tableau 1.1 : la taille de la batterie, l'autonomie et les temps de charge [17].

1.3.2 Véhicules électriques à pile à combustible (FCEV)

Les véhicules à pile à combustible sont également propulsés par un moteur exclusivement électrique. Contrairement aux véhicules 100% électriques, l'électricité n'est pas produite par des batteries, mais par des piles à hydrogène. Ces piles à combustible à hydrogène génèrent de l'électricité en combinant l'hydrogène et l'oxygène. Comme les véhicules électriques à batterie, les véhicules électriques à pile à combustible ne produisent aucune émission au niveau local. FCEV signifie « Fuel Cell Electric Vehicle ». leur disponibilité est actuellement limitée et leur production dépend de la disponibilité des infrastructures voir Figure 1.6.

Avantages des FCEV

- La taille réduite de la batterie d'un FCEV permet de réduire les coûts de remplacement par rapport à un véhicule électrique à batterie (BEV).
- Le poids réduit de la batterie d'un FCEV améliore les performances du véhicule.
- Freinage par régénération.
- Un FCEV peut être rechargé rapidement, il faut en général environ quatre minutes pour atteindre une charge complète à partir d'une batterie vide.

Inconvénients des FCEV

- Les stations de ravitaillement en carburant sont actuellement limitées et se trouvent principalement dans quelques États.
- Le coût du ravitaillement en carburant d'un FCEV est relativement élevé par rapport à celui d'une voiture électrique, un plein coûtant généralement environ 80 dollars.
- Malgré la popularité croissante des FCEV, la majeure partie de la production d'hydrogène provient actuellement de sources non renouvelables telles que le gaz naturel et le charbon, qui contribuent aux émissions de CO₂.

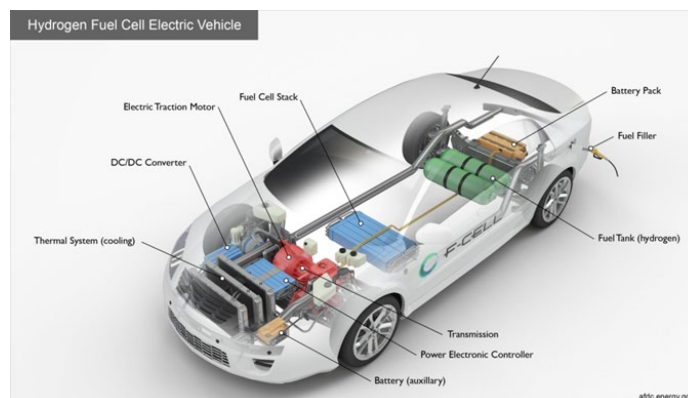


Figure 1.7 : Véhicule à pile à combustible [15]

1.3.3 L'hybride classique

La voiture hybride existe depuis plus de 20 ans. Elle dispose de 2 moteurs : un **moteur électrique** et un **moteur thermique** (essence ou diesel), qu'elle utilise selon les besoins. En fonction du niveau d'hybridation de ces 2 moteurs, on parle de :

- micro-hybrides ;
- hybrides douces ou « mild hybrides » ;
- hybrides fortes ou « full hybrides ».

Dans une « full hybride » (le modèle le plus courant), le moteur électrique sert au **démarrage** et à **basse vitesse**. La voiture peut ainsi rouler en mode électrique pendant 1 à 2 km. Puis le moteur à essence prend le relais. Le moteur électrique se recharge uniquement en roulant, notamment par la récupération de l'énergie dissipée au freinage [16].

Les inconvénients d'un tel véhicule

- Double moteur signifie double poids et double coût énergétique de fabrication .
- Dans les faits, il n'exprime son potentiel qu'en ville, car il redevient un véhicule à essence ou diesel sur autoroute.
- L'économie d'**émissions** varie ainsi, selon l'usage, entre 10% et 50% [14].

L'hybride rechargeable ou « plug-in »

La voiture hybride rechargeable fonctionne comme une hybride classique, à cela près qu'elle peut être rechargée directement et **rapidement** (2h) via une **simple prise électrique**. L'autonomie en mode électrique est ainsi augmentée, ce qui permet de rouler sur une distance de 20 à 60 km. Suffisant pour un trajet en ville **sans émissions**.

Par rapport à l'hybride classique, l'hybride rechargeable améliore surtout votre confort. En termes d'émissions, il fait un peu mieux, mais à condition que vous maîtrisiez parfaitement sa conduite et que vous exploitiez au maximum le moteur électrique.

1.4 Moteurs de traction des véhicules électriques

Les machines électriques sont des composants essentiels de la chaîne cinématique des véhicules électriques. Au cours des dernières années, la majorité des systèmes de traction ont convergés vers la présence d'une forme ou d'une autre de machines à aimants permanents. La tendance est de plus en plus à l'amélioration de la densité de puissance et de l'efficacité des machines de traction, ce qui donne lieu à des conceptions innovantes et à des améliorations des topologies de base des machines, ainsi qu'à l'émergence de nouvelles classes de machines.

Les machines électriques des VE doivent avoir un rendement élevé, un couple nominal élevé, un couple de démarrage élevé, une large plage de vitesse, une capacité de surcharge élevée, une puissance élevée en vitesse de croisière, une plage de vitesse à puissance constante élevée, une puissance spécifique et une densité de puissance élevées, une réponse dynamique rapide, une bonne capacité d'affaiblissement du flux à grande vitesse, une grande fiabilité et de bonnes caractéristiques de tolérance aux pannes. Ces exigences importantes sont essentielles quel que soit le type de machine. Cependant, la topologie et le

principe de fonctionnement de la machine dictent la conception et les mesures de contrôle nécessaires pour répondre à ces exigences. La machine qui répond à toutes ces exigences doit avoir un coût acceptable [18].

La figure (1.15) présente les types de moteurs potentiels et les choix possibles pour les applications des véhicules électriques [19].

	Machine à courant continu	Machine synchrone bobiné	Machine à aimants	Machine à reluctance	Machine asynchrone
Compacité	-	+	++	+	-
Pertes à basse vitesse	+	+	++	+	-
Pertes à haute vitesse	+	++	-	++	++
Acoustique	-	+	+	++	+
Fiabilité	-	+	++	++	++
Maturité industrielle pour la traction automobile	++	+	++	-	+
Simplicité de fabrication	-	-	+	++	++
coût	-	+	-	++	++

Tableau 1.2 : Présentation des différents moteurs et les critères importants demandés par l'automobile [19]

Les types de machines de base utilisés dans les véhicules électriques (VE) sont les machines à courant continu, les machines à induction, les machines synchrones à aimant permanent, les machines à réluctance variable et les machines à réluctance synchrone. D'autres configurations de machines ont été utilisées ou sont susceptibles d'être utilisées, notamment des machines synchrones à aimant permanent à flux radial et à flux axial [16].

1.4.1 Moteurs à courant continu CC

Le moteur à courant continu est utilisé comme moteur de traction dans les véhicules électriques (VE) depuis la fin du XIX^{ème} siècle en raison de la simplicité de la régulation de sa vitesse. Cependant, le faible rendement, la masse importante et la mauvaise fiabilité due aux balais et aux collecteurs font que les moteurs à courant continu ne sont pas adaptés aux véhicules électriques [20].

Les moteurs à courant continu sont moins courants que les moteurs à courant alternatif dans les voitures électriques modernes, mais ils présentent néanmoins des avantages uniques. Comme les moteurs à courant alternatif, les moteurs à courant continu génèrent un champ magnétique qui tourne autour d'un rotor central. La principale différence entre les moteurs à courant alternatif et les moteurs à courant continu réside dans la manière dont le champ magnétique est généré. Dans un moteur à courant continu, le champ magnétique est généré par l'interaction entre deux champs magnétiques : celui du rotor et celui du stator. Les moteurs à courant continu sont connus pour leur simplicité et leur durabilité, ce qui les rend idéaux pour les voitures électriques. Ils sont également très efficaces, même s'ils ne le sont pas autant que les moteurs à courant alternatif. L'un des principaux avantages des moteurs à courant continu est qu'ils sont capables de produire un couple élevé à faible vitesse, ce qui est important pour les voitures électriques, car elles doivent pouvoir accélérer rapidement à partir d'un départ arrêté [21]. Les moteurs à courant continu pour véhicules électriques sont classés en deux catégories : les moteurs à commutation enroulement d'excitation statorique responsable de la création du champ magnétique du stator et les moteurs sans commutation, ici l'enroulement est remplacé par des aimants permanents. Les moteurs à commutation sont essentiellement des moteurs à CC conventionnels, y compris l'excitation en série, en dérivation et à excitation séparé.

Les moteurs à courant continu font l'objet d'un intérêt depuis longtemps en raison de leur simplicité de contrôle et du découplage de la vitesse et du couple. De toute évidence, les moteurs à courant continu sont encore de grands concurrents pour les applications à faible puissance pour les applications à faible consommation d'énergie [22].

1.4.2 Moteurs à induction

Le moteur asynchrone à induction n'est pas une nouveauté. Il a été inventé par deux chercheurs indépendants: Nikola Tesla et Galileo Ferraris. Bien que l'inventeur italien ait apparemment développé ce moteur pour la première fois en 1885, Nikola Tesla a été le premier à déposer le brevet en 1888. L'invention du moteur à induction est sans aucun doute l'une des plus grandes réussites dans l'exploitation de l'électricité pour alimenter nos vies. L'adoption de ce type de moteur est tellement répandue de nos jours qu'il est très difficile d'imaginer. Les moteurs à induction magnétique IM sont divisés en deux catégories mais la conception entre les deux types diffère. Le stator est identique pour les deux et c'est lui qui est responsable de la naissance du flux statorique à travers de trois enroulements diphasés dans l'espace de 120° . L'interaction de ce flux sur l'enroulement du rotor induit un courant rotorique et puis il en résulte un couple qui fait tourner les roues du VE via un réducteur. Les machines à induction à cage d'écureuil ont une riche histoire en tant que machines les plus utilisées dans l'industrie. Grâce à leur simplicité, leur faible coût et leur robustesse, elles constituent un bon candidat pour la plupart des applications, y compris la traction. Parmi les autres avantages clés de ces machines, citons un couple de pointe élevé, une bonne réponse dynamique et une maintenance très réduite dans tous les aspects du fonctionnement. Les machines fonctionnent généralement avec un entraînement standard à commande vectorielle à deux niveaux, qui permet une large gamme de vitesses de fonctionnement, comme le montre la figure (1.7). Ces machines se caractérisent par trois régimes de fonctionnement distincts, à savoir un couple constant, une puissance constante et une puissance réduite, qui sont déterminés par les choix effectués en ce qui concerne la conception de la machine et la commande [21].

Les IM peuvent facilement fonctionner à une vitesse élevée de plus de 15 000 tr/min avec une large gamme de puissance constante. Cependant, le circuit de commande des IM est complexe, et leur efficacité et leur densité de puissance sont relativement faibles par rapport aux PMSM, ce qui explique que leur part de marché de plus en plus faible au niveau mondial [23].

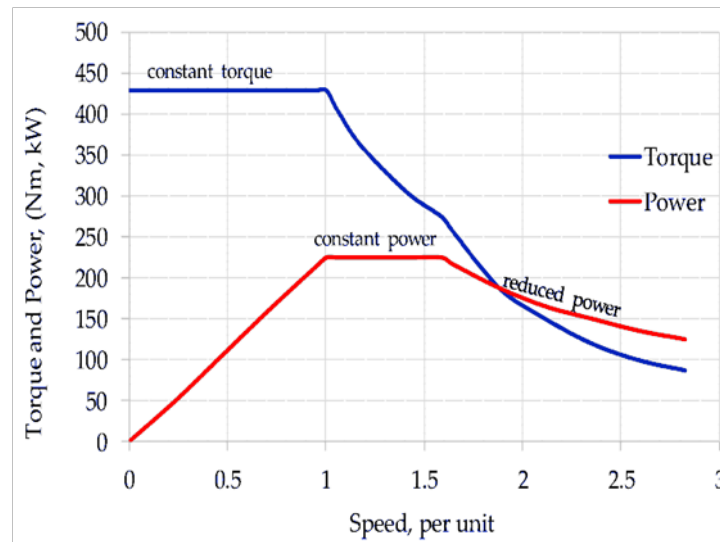


Figure 1.8 : Relation couple –vitesse [23].

1.4.3 Moteur à réluctance variable- MRV-Switched reluctance motor

Dans un moteur à réluctance, le rotor du moteur électrique est uniquement constitué de tôle électrique. Le rotor ne dispose donc ni d'aimants permanents, ni d'enroulements, ni d'une cage de court-circuit. C'est pourquoi le moteur à réluctance est très peu coûteux à fabriquer. En raison de l'absence d'excitation dans le rotor, la densité de puissance est inférieure à celle des moteurs synchrones à aimants permanents. En revanche, les moteurs à réluctance ne possèdent pas de couple d'arrêt et disposent d'une plus grande sécurité en cas de court-circuit. Comme le rotor ne dispose ni d'enroulements ni d'aimants permanents, le moteur à réluctance peut être bien refroidi et est très résistant aux températures élevées. L'entrefer a une grande influence sur le rendement des moteurs à réluctance et ne devrait pas dépasser 0,8 mm [24].

Le moteur à réluctance variable a une structure matérielle particulièrement simple, mais la modélisation nécessaire à sa commande est assez complexe en présence de l'influence des non linéarités [24]. La dénomination de machine à réluctance variable (MRV) englobe des machines de structures différentes dont la propriété commune est une variation sensible de la forme de l'entrefer durant la rotation. Mais ces machines n'ont nullement les mêmes caractéristiques ni les mêmes performances et ne sont nullement destinées au même usage. Les MRV ne se plient pas à une classification évidente. En effet, pour la même géométrie, ils peuvent fonctionner avec de l'énergie continue comme le MRV pure à double saillance, ou avec de l'énergie alternative comme le MRV synchrone, VERNIER, hybride, ...etc. Les MRV peuvent être à mouvement rotatif ou linéaire.

Le fonctionnement des moteurs à réluctance est relativement simple. Pour que le rotor tourne, la résistance magnétique doit varier en fonction de la position. La résistance magnétique est également appelée réluctance, d'où le nom de moteur à réluctance. L'application d'une tension à un enroulement dans le stator fait circuler un courant. Ce courant génère un flux magnétique qui circule à travers le stator et le rotor. Le rotor tourne dans la direction dans laquelle la résistance magnétique pour que le flux magnétique diminue. Il en résulte un couple qui redevient nul dès que le rotor a atteint la position de la plus petite résistance magnétique. Pour obtenir un mouvement de rotation continu, il faut alors appliquer une tension à l'enroulement suivant [22]. Il existe deux types de moteurs à réluctance : les moteurs à réluctance commutée (SRM) et les moteurs à réluctance synchrone (SynRM). Les SRM sont dites aussi machine à réluctance variable pur leurs stators ont une structure saillante et c'est ici que les bobines sont logés ils sont alimentés par un courant de forme d'onde rectangulaire. Le stator dispose d'un enroulement concentré, ce qui signifie que chaque dent porte un enroulement. Le nombre de pôles du stator et du rotor doit être différent.

En règle générale, le nombre de pôles du stator est supérieur à celui du rotor. Une combinaison typique est 6/4, c'est-à-dire 6 pôles de stator et 4 pôles de rotor. Comme le rotor n'est composé que d'une seule paire de tôles, le moteur SR convient particulièrement bien aux vitesses très élevées. La fabrication du moteur à réluctance commutée est relativement simple, car les enroulements peuvent être pré-enroulés et il suffit de les glisser sur les dents du stator. Le moteur SR dispose d'un couple plus élevé, ce qui rend le moteur plus bruyant qu'un moteur à réluctance synchrone, par exemple. L'ondulation du couple est due aux courants de phase plus élevés dont le moteur a besoin. L'onduleur ou l'électronique de puissance pour les moteurs à réluctance commutée est plus cher que pour un moteur à réluctance synchrone, par exemple, en raison des courants de phase élevés. En revanche, la résolution du capteur de position peut être faible, ce qui permet d'utiliser un capteur bon marché.



Figure 1.9 : Moteur à réluctance variable MRV [25]

La structure du stator des moteurs à réluctance synchrone ou bien aussi connu sous le nom de MRV effet VERNIER est presque identique à celle des moteurs asynchrones. Le rotor est constitué d'un paquet de tôles rondes dans lesquelles sont découpées des barrières de flux magnétique. Le rotor n'est pas adapté aux vitesses de rotation élevées, car pour les vitesses élevées, des entretoises supplémentaires doivent être insérées dans les barrières de flux afin de garantir la résistance à la vitesse. Ces entretoises ont toutefois un effet négatif sur le rendement de la machine. Le moteur à réluctance synchrone dispose d'un couple beaucoup plus faible qu'un moteur à réluctance commuté. Le rendement est également beaucoup plus élevé que celui des moteurs SR. Comme le moteur à réluctance synchrone a un courant de phase plus faible, son inverseur ou son électronique de puissance est moins cher. Il faut toutefois utiliser un capteur de position avec une résolution suffisante pour réaliser une bonne commande et une bonne régulation Figure (1.8).

Les MRV hybrides ont parfois la même structure que les deux types précédents, mais en plus ils sont dotés d'aimants permanents afin d'améliorer leurs performances. L'adjonction d'aimants dans les structures à double saillance permet de compenser un entrefer trop élevé. Deux machines à aimants à double saillance dérivées des MRVDS: l'une met en œuvre des aimants placés au rotor figure 1.8, la machine se rapprochant des machines synchrones à aimants enterrés (Interior Permanent Magnet); la seconde conserve le rotor passif de la MRV pure et utilise des aimants placés au stator: on obtient alors une machine à double saillance et aimants permanents statoriques (DSPMM) dite « MRV polarisée » [25].

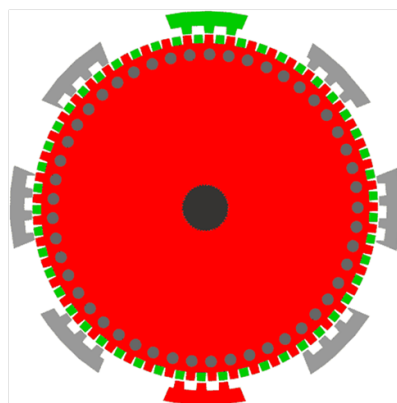


Figure 1.10 : MRV-hybride-source-<https://www.tecnipass.com/img-cours/mpp-hybride.gif>

1.4.4 Moteurs synchrones (synchronous motors SM)

1.4.4.1 Moteur synchrone à aimant permanent- PMS

La différence fondamentale entre les moteurs asynchrones à induction et les moteurs synchrones à aimants permanents réside dans la manière dont les champs magnétiques rotatifs du rotor et du stator sont produits et interagissent. Dans les moteurs synchrones à aimants permanents, il existe un champ magnétique rotatif natif, créé par des aimants permanents (d'où le nom du moteur) dans le rotor. Dans ces moteurs, les champs magnétiques rotatifs du rotor et du stator sont synchronisés et il n'y a pas de glissement.

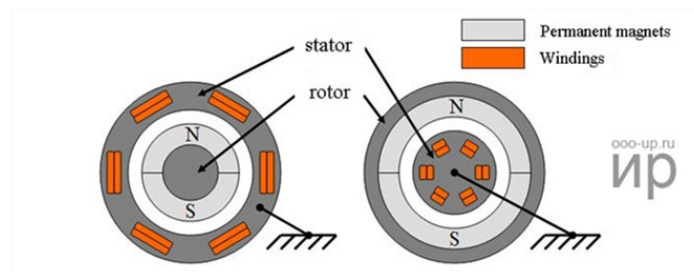


Figure 1.11 : A gauche PMSM standard à droite rotor à l'extérieur «inside –out

Les aimants permanents du rotor sont l'un des éléments clés qui augmentent la densité de puissance et améliorent le rendement du moteur. L'augmentation de la densité de puissance signifie une puissance élevée dans un faible volume, c'est pourquoi les moteurs à aimants permanents sont utilisés exclusivement dans les véhicules hybrides rechargeables. Dans ces véhicules Les aimants permanents sont fabriqués à partir de matériaux à base de terres rares, dont la Chine contrôle la majorité. Des questions se posent quant aux aspects éthiques du processus d'extraction et c'est pourquoi de nombreux fabricants tentent de réduire l'utilisation de ces matériaux dans leurs moteurs [26]. Les moteurs à aimants permanents sont également très efficaces et peuvent produire un couple élevé à faible vitesse, ce qui est important pour les voitures électriques. Le principal inconvénient des moteurs à aimants permanents est qu'ils peuvent être coûteux à fabriquer, ce qui explique pourquoi ils ne sont pas aussi couramment utilisés que les moteurs à courant alternatif ou à courant continu [26]. Généralement, le rotor est situé à l'intérieur du stator du moteur électrique, mais il existe également des structures avec un rotor externe - les moteurs électriques "inside out". Figure (1.10). Le rotor est constitué d'aimants permanents. Les aimants permanents sont constitués de matériaux ayant une force coercitive élevée. En fonction de la conception du rotor, les moteurs synchrones sont divisés en :

- moteurs électriques avec rotor à pôles saillants.

- moteurs électriques avec rotor à pôles non saillants.

Un moteur électrique à rotor à pôles non saillants présente des inductances directes et en quadrature égales $L_d = L_q$ tandis que pour un moteur électrique à rotor à pôles saillants, l'inductance en quadrature n'est pas égale à l'inductance directe $L_d \neq L_q$.

La figure 1.11 montre les Sections transversales des rotors avec différents rapports L_d/L_q . Les aimants sont marqués en noir. Les figures (e) et (f) montrent des rotors à couches axiales, les figures (c) et (h) montrent des rotors avec barrières.

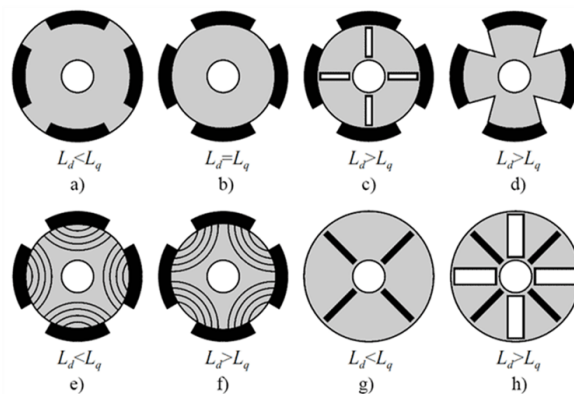


Figure 1.12 : Les sections transversales des rotors avec un rapport différent de L_d/L_q . (e) et (f) montrent des rotors à couches axiales, (c) et (h) montrent des rotors avec barrières.

1.4.4.2 Moteur sans balais

Pour éviter les problèmes mentionnés ci-dessus, on utilise un autre type de moteur qui n'a pas de balais, d'où le nom de moteur à courant continu sans balais. Dans ce type de moteur, la bobine est fixe et l'aimant constitue le rotor. Cela rend le moteur robuste car il n'y a pas de pièce électrique en mouvement. Comme les bobines ne sont pas en mouvement, la commutation se fait électroniquement. Bien que le système de contrôle soit complexe, les ordinateurs modernes et l'utilisation de capteurs facilitent l'application de ces systèmes de contrôle. Les moteurs sans balais les plus couramment utilisés sont le moteur à courant continu sans balais (BLDC) et le moteur synchrone à aimant permanent (PMSM). Les moteurs BLDC et PMSM ont une configuration similaire. Ils sont tous deux dotés d'aimants permanents, les rotors étant généralement constitués d'aimants en néodyme. Ce qui les différencie, c'est leur force contre-électromotrice. En raison de la construction du bobinage du stator, le moteur BLDC produit une force contre-électromotrice trapézoïdale, tandis que le moteur PMSM produit une tension sinusoïdale. Les différences entre les moteurs synchrones à aimant permanent (PMSM) et les moteurs à courant continu sans balais (BLDC) sont résumés dans le tableau (1.2) suivant [27]:

Moteur synchrone à aimants permanents PMSM	Moteur à courant continu sans balai BLDC
Il s'agit de moteurs synchrones à courant alternatif sans balais	Il s'agit de moteurs CC sans balais
Absence d'ondulations de couple	Présence d'ondulations de couple
L'efficacité des performances est élevée	L'efficacité des performances est faible
Plus efficace	Moins efficace
Utilisé dans les applications industrielles, les automobiles, les servomoteurs, la robotique, les entraînements de trains, etc.	Utilisé dans les systèmes électroniques de direction assistée, les systèmes de chauffage, de ventilation et de climatisation, les entraînements de trains hybrides (électriques), etc.
Faible niveau de bruit.	Produit un bruit élevé.

Tableau 1.2 : Comparaison entre le moteur à aimant permanent PMSM et Le moteur à courant continu sans balais BLDC.

A titre d'illustration, quelques avantages des machines à aimants permanents, sont cités ci-dessous :

Avantages

- il offre un rendement plus élevé à des vitesses élevées
- il est disponible en petites tailles et dans différents conditionnements
- l'entretien et l'installation sont très faciles par rapport à un moteur à induction
- il est capable de maintenir un couple complet à faible vitesse.
- un rendement et une fiabilité élevés
- couple régulier et performances dynamiques
- L'absence d'enroulement rotorique annule les pertes joules au niveau du rotor.
- Le couple volumique et la puissance massique sont importants et permettent une meilleure compacité.
- L'absence des collecteurs et des balais simplifie la construction et l'entretien.
- La densité de flux, relativement élevée dans l'entrefer, assure une très bonne performance dynamique.
- De plus, les machines à aimants permanents sans balais (brushless) sont capables de fonctionner avec un facteur de puissance proche de l'unité.
- Le contrôle précis et rapide du couple, de la vitesse et de la position est possible avec un simple onduleur de tension triphasé.

Inconvénients

Les moteurs synchrones à aimants permanents présentent les inconvénients suivants :

- Ce type de moteur est très coûteux par rapport aux moteurs à induction.
- Ils sont en quelque sorte difficile à mettre en route car ce ne sont pas des moteurs à démarrage automatique.

Applications

Les applications des moteurs synchrones à aimant permanent sont les suivantes,

- les climatiseurs
- Réfrigérateurs
- les compresseurs à courant alternatif
- Machines à laver à entraînement direct
- Direction assistée électrique de l'automobile
- les machines-outils
- Systèmes de grande puissance pour améliorer le facteur de puissance capacitif et différentiel
- le contrôle de la traction
- les unités de stockage de données.
- Servocommandes.
- Applications industrielles telles que la robotique, l'aérospatiale et bien d'autres [28].

1.5 Moteur à roue –MAR- In wheel motor

L'entraînement par moteur électrique est la clé de tous les véhicules électriques (VE) et il prend de nouvelles formes. Les moteurs à l'intérieur des roues ont fait leurs preuves dans les VE à deux roues, mais ils ont rarement été utilisés dans les véhicules de plus grande taille pour des raisons de sécurité et de coût, et parce que l'on craint que le poids non suspendu ne rende la conduite plus difficile. Les moteurs proches de la roue sont un compromis.

L'idée de placer les moteurs dans l'espace interne vide des roues n'est pas nouvelle. En 1900, Ferdinand Porsche a présenté le premier véhicule électrique à roues intérieures, le 4MIDEV. Le "Système Lohner-Porsche". Il était propulsé par deux moteurs électriques dans les roues et pouvait atteindre plus de 55 km/h. Au cours des années suivantes, le véhicule a été équipé d'un moteur à combustion, créant ainsi le premier véhicule hybride.

De toute façon, au cours du XXIème siècle, les moteurs à combustion sont devenus sans doute la technologie la plus courante pour les véhicules touristiques ; bien que les

véhicules électriques aient continué à se développer, la technologie in-wheel a été partiellement abandonnée en raison de ses désavantages dynamiques [29].

Selon Elaphe et Protean Electric, qui figurent parmi les plus importants producteurs de moteurs de roues, la puissance du moteur peut atteindre jusqu'à 100 kW, avec des couples de pointe allant jusqu'à 1400 Nm. Ces valeurs concernent un seul moteur ; si le véhicule est un 4MIDEV, cela signifie que les performances globales sont produites par la combinaison de quatre moteurs. En outre, de nombreux moteurs comprennent un système de freinage par récupération, qui récupère l'énergie cinétique pour la stocker ou la rendre immédiatement disponible.

1.5.1 Conception du moteur dans la roue.

Dans ce type de transmission, le moteur électrique est logé à l'intérieur de la roue et lui fournit de l'énergie directement, sans nécessiter de transmission. Ce système est principalement utilisé dans les bicyclettes électriques, les scooters électriques, les fauteuils roulants électriques, et plus récemment dans les véhicules électriques. L'idée d'installer le moteur à l'intérieur de la jante d'un VE est un choix judicieux, car elle permet de garantir que toute la puissance de sortie du moteur est disponible au niveau de la roue sans aucune perte de transmission. Les VE qui utilisent ce type de moteur peuvent être équipés de deux moteurs dans l'essieu avant, et donc le véhicule est à traction avant figure (1.12), ou bien sur l'essieu arrière et le véhicule est à propulsion arrière, comme le montre la figure (1.13). Une autre option consiste à équiper chaque roue motrice par un moteur à roue. La figure (1.14) montre la topologie de la chaîne de traction à quatre roues à l'aide des IWM.

Caractéristiques

Les véhicules purement électriques équipés d'IWM présentent les caractéristiques suivantes : une conception plus simple à la fois pour le châssis et le train de traction et ils ont les caractéristiques suivantes :

- Ne nécessite pas d'arbre de transmission ;
- Ne nécessite pas de différentiel ;
- Ne nécessite pas de transmission.

Avantages

Les véhicules électriques MAR présentent plusieurs avantages en termes de contrôle, d'efficacité, de simplicité et de sécurité de contrôle, comme il est indiqué ci-dessous :

- La possibilité d'appliquer un système à quatre roues motrices ;

- Les moyeux des moteurs sont reliés directement aux roues ;
- Rendement élevé grâce à l'absence de pertes mécaniques dues aux arbres de transmission, à la transmission et au différentiel ;
- La possibilité d'appliquer des systèmes de sécurité active, ABS régénératif, ESP et TV.

1.5.2. Considérations

Certaines considérations doivent être prises en compte en adoptant des MAR , car ils augmentent le poids et la complexité à la chaîne de traction.

- Augmentation de la masse non suspendue en raison de l'installation des moteurs à l'intérieur des roues
- L'augmentation de la masse des éléments entraînés, et donc de l'inertie globale du véhicule.
- Nécessite une nouvelle conception du véhicule (peut être appliquée aux véhicules conventionnels après une modification importante de la configuration du véhicule)
- Le système de contrôle est compliqué, car tous les MAR doivent travailler dans un système de commande à distance.
- La nécessité d'un système de freinage d'assistance ainsi que le freinage électrique ;
- Difficulté de conception en raison de l'espace limité à l'intérieur de la roue.

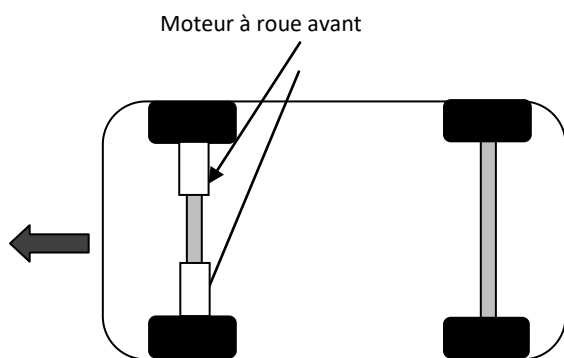


Figure 1.13 : Traction par MAR logés sue l'essieu

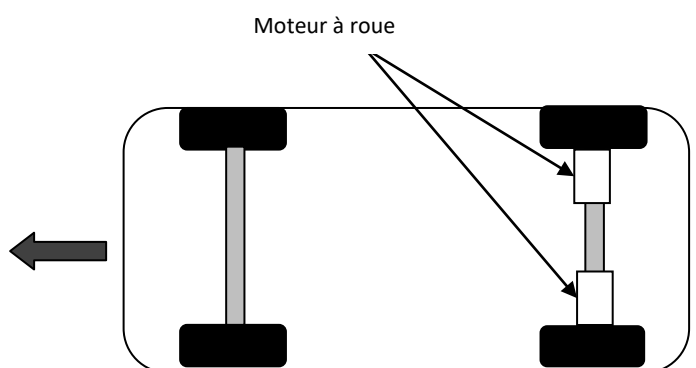


Figure 1.14 : Traction par MAR logés sue l'essieu arrière.

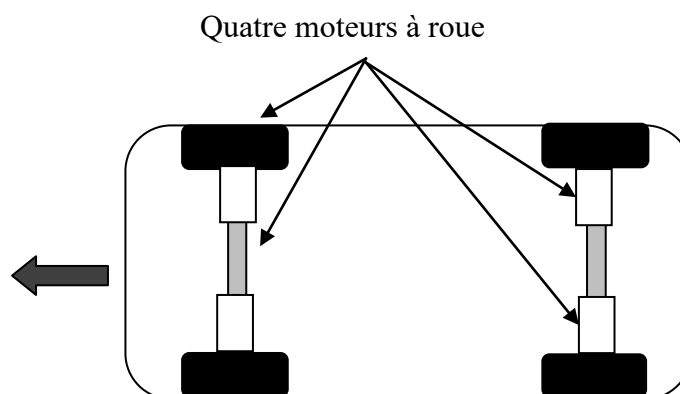


Figure 1.15 : Traction intégrale - 4 MAR

1.6 Batterie de traction du véhicule électrique

La batterie constitue le cœur même de la voiture électrique, il s'avère donc nécessaire de se plonger dans le sujet. De son processus de fabrication, à son fonctionnement, son coût ou encore sa durée de vie.

1.6.1 Quelques types de batteries

Les plus utilisés dans les VE sont le lithium-ion, (Li-ion), l'acide au plomb, le nickel-cadmium (NiCd) et l'hydruure de nickel-métal (NiMH), etc. Le tableau (1.3) illustre certaines caractéristiques clés de ces types de batteries populaires. On voit clairement que la batterie Li-ion est nettement meilleure que les autres batteries.

Type batterie	Durée de vie par cycle	Tension nominal V	Densité d'énergie W.h.kg ⁻¹	Rendement en charge en %	Taux d'auto -décharge en %.mois ⁻¹	température de chargement en C°	température de déchargement en C°
Li-ion	600-3000	3.2-3.7	100-270	80-90	3-10	0 - 45	-20 - 60
Acide- plomb	200-300	2.0	30-50	50-95	5	-20 - 50	-20 - 50
Nickel- Cadmium	1000	1.2	50-80	70-90	20	0 - 45	-20 - 65
Nickel- métal- Hydruure	300-600	1.2	60-120	65	30	0 - 45	-20 - 65

Tableau 1.3 : Types de batteries populaires dans les véhicules électriques.

La batterie est composée de plusieurs cellules. Elles sont reliées les unes aux autres pour être ensuite supervisées par un circuit électrique. Plusieurs facteurs vont donc déterminer la tension délivrée ainsi que la quantité d'énergie pouvant être stockée par la batterie. S'agissant alors du nombre de cellules assemblées, de leur taille ainsi que de la façon dont elles sont disposées.

1.7 Chargeurs de batteries et modes de recharges

1.7.1 Chargeurs de batteries embarqués

En fonction de l'emplacement des chargeurs, les VE sont classés en chargeurs embarqués, chargeurs externes et chargeurs intégrés. Les chargeurs de batteries embarqués font partie du VE et sont situés sur lui-même, les modules du circuit de recharge engendrent une augmentation du poids du VE. Puisque cette option exige un circuit de recharge spécial dans le VE ceci va induire au coût total du VE. La puissance nominale est limitée en raison de contraintes d'espace et de poids. Il faut également plus de temps pour recharger complètement la batterie d'un véhicule par rapport aux chargeurs non embarqués. Avec un chargeur embarqué, un véhicule peut être rechargé sur n'importe quelle prise de courant disponible à la maison, dans un garage ou sur un lieu de travail, avec une protection au sol [30].

1.7.2 Chargeurs de batteries non embarqués

Les chargeurs non embarqués ne font pas partie du VE généralement ils sont situés soit au domicile plus précisément dans un garage pour les chargeurs de batteries moyenne puissance (niveau 2). On peut les retrouver aux stations traditionnelles, dans les places réservées aux stationnements et même le long des autoroutes. D'autre part, les chargeurs non-embarqués utilisent la charge rapide et peuvent recharger un véhicule en un temps beaucoup plus court. Il est possible de charger une batterie en 10 minutes et d'augmenter son état de charge de 50 % avec un chargeur externe d'une puissance de 240 kW.

1.7.3 Méthodes de recharges de la batterie

L'état rechargeable de la batterie est considéré comme la principale ressource énergétique pour la recharge des VE. L'amélioration substantielle dans le domaine de la technologie des batteries est l'une des principales raisons du récent déploiement à grande échelle des VE. Actuellement, la principale technologie de stockage d'énergie est passée des batteries plomb-acide aux batteries lithium-ion. Certains chercheurs travaillent également sur des batteries à haute densité énergétique pour différentes applications des VE, telles que les

batteries lithium-soufre. Différentes méthodes de charge sont envisagées pour charger les batteries des VE, à savoir:

- Tension constante (CV)
- Courant constant (CC)
- Puissance constante (CP)
- Chargement conique et flottant (Taper and Float Charging)
- Courant de fuite (TC) (Trickle Current)

Récemment, une autre méthode liée à la technologie de charge des batteries consiste à combiner les méthodes susmentionnées pour mieux contrôler la charge des batteries. cette technique s'appelle la méthode de charge CC-CV. D'autres méthodes pour les applications de charge rapide des batteries des VE sont les méthodes de charge par impulsion et par réflexe ou par impulsion négative (pulse and reflex or négative pulse) figure (1.15) [31].

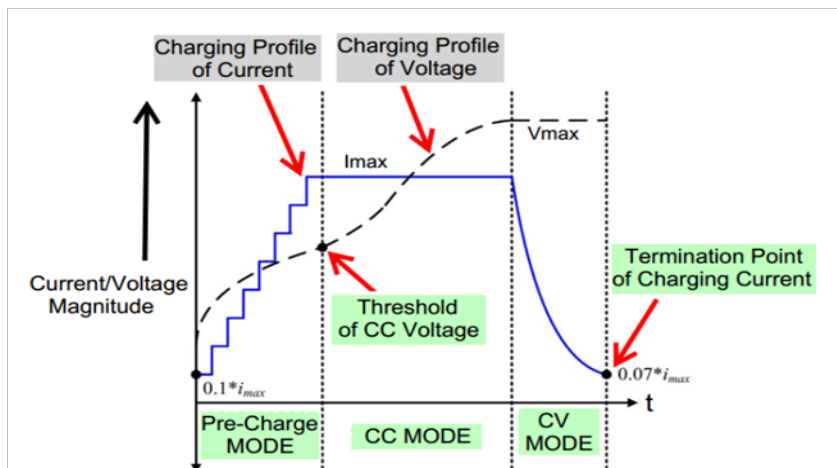


Figure 1.16 : Profil de recharge de la batterie du véhicule [31].

1.7.4 Classification selon la méthode de la recharge

Il existe trois méthodes pour recharger un VE :

- Recharge conductive
- Recharge par échange de batterie
- Recharge inductive

1.8 Modélisation de la dynamique du véhicule

Les systèmes d'aide à la conduite jouent un rôle crucial dans l'amélioration et l'augmentation de la sécurité des usagers. Plusieurs versions de ces systèmes existent déjà sur le marché, tels que les systèmes de sécurité active comme l'ABS, l'ESP, l'ASR DYC... etc.

Le contrôle dynamique du véhicule électrique peut être envisagé selon plusieurs axes. Son principe reste toutefois fondé sur l'analyse des forces qui s'exercent aux pieds des roues selon les directions longitudinale, transversale et verticale [32].

Notre but consiste à étudier le comportement dynamique du véhicule électrique à traction intégrale en accélération et freinage (longitudinal) et glissement (latéral) en développant des lois de commande non linéaires (FSMC Fuzzy logic sliding mod control).

Les forces agissant à l'interface roue-sol dans le repère (x, y) sont représentées sur la Figure (1.18) Dans cette recherche, nous considérons les hypothèses suivantes : Le centre de gravité (CG) du véhicule est solidement situé sur l'axe longitudinal ; les efforts du véhicule sont uniformément répartis sur les quatre roues ; les roues directrices sont à l'avant du véhicule.

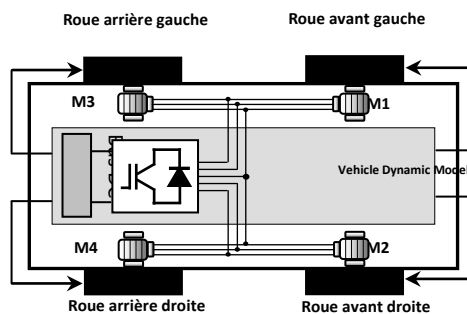


Figure 1.17 : Structure du système de traction multimachine.

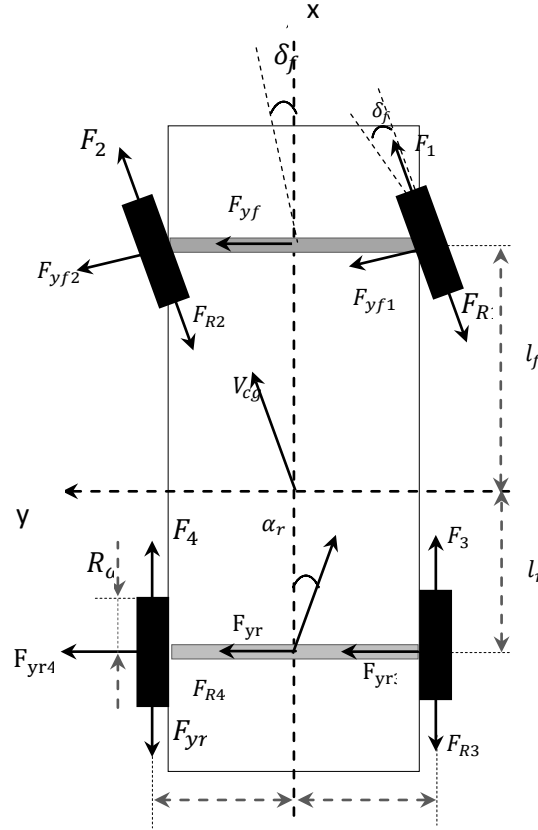


Figure 1.18: Modèle de dynamique du véhicule.

Les équations du mouvement longitudinal, latéral et en lacet du véhicule sont données par:

$$M_v(\dot{v}_x - rv_y) = \sum_{i=1}^4 F_{xi} \cos \delta_i - \sum_{i=1}^4 F_{yi} \sin \delta_i - 0.5 \rho S_f C_{px} v_x^2 - \dots M_v g \sin \alpha_p \quad (1.1)$$

$$M_v(\dot{v}_y + rv_x) = \sum_{i=1}^4 F_{xi} \sin \delta_i + \sum_{i=1}^4 F_{yi} \cos \delta_i - 0.5 \rho S_f C_{py} v_x^2 - \dots M_v g \cos \alpha_p$$

$$J_v \dot{r} = \sum_{i=1}^4 F_{xi} \sin \delta_i x_i - \sum_{i=1}^4 F_{yi} \cos \delta_i x_i - \sum_{i=1}^4 F_{xi} \cos \delta_i y_i + \dots + \sum_{i=1}^4 F_{yi} \sin \delta_i y_i + \sum_{i=1}^4 M_{ai} + 0.5 \rho S_f C_{pz} v_x^2$$

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

$$M_Z = \sum_{i=1}^4 F_{xi} x_i \sin \delta_i + \sum_{i=1}^4 F_{yi} x_i \cos \delta_i + \sum_{i=1}^4 F_{xi} y_i \sin \delta_i + \sum_{i=1}^4 F_{yi} y_i \cos \delta_i + \sum_{i=1}^4 M_{ai} + 0.5 \rho S_f C_{pz} v_x^2 \quad (1.2)$$

Les vitesses linéaires des quatre roues peuvent être écrites comme suit:

$$\begin{aligned}
 u_{t1} &= (v_x + d_r)\cos\delta + (v_y + l_f r)\sin\delta \\
 u_{t2} &= (v_x + d_r) \\
 u_{t3} &= (v_x - d_r)\cos\delta + (v_y + l_f r)\sin\delta \\
 u_{t4} &= (v_x - d_r)
 \end{aligned} \tag{1.3}$$

Pour un angle de braquage δ_i , l'angle de glissement α_i est exprimé comme suit:

$$\alpha_i = \beta_i - \delta_i \tag{1.4}$$

Où β_i est l'angle de braquage de la roue (i) qui est donné par l'expression suivante :

$$\beta_i = \arctang\left(\frac{v_{yi}}{v_{xi}}\right) = \arctang\left(\frac{v_y + \psi x_i}{v_x - \psi y_i}\right) \tag{1.5}$$

L'angle de glissement latéral pour les roues avant et arrière est le suivant:

$$\begin{cases}
 \alpha_1 = \arctang\left(\frac{1}{v_x + d}(V_y + rL_f)\right) - \delta \\
 \alpha_3 = \arctang\left(\frac{1}{v_x - d}(V_y + rL_f)\right) - \delta \\
 \alpha_2 = \arctang\left(\frac{1}{v_x - d}(V_y + rL_f)\right) \\
 \alpha_4 = \arctang\left(\frac{1}{v_x - d}(V_y + rL_f)\right)
 \end{cases} \tag{1.6}$$

Le coefficient d'adhérence longitudinal μ_a d'une roue est défini comme suit :

$$\mu_a = \frac{F_x}{F_z} \tag{1.7}$$

Les charges des essieux arrière et avant agissant sur les points de contact des roues peuvent être simplifiées comme suit :

$$F_{Z1} = \frac{L_r g M_v}{2L} - \frac{h_{cg} M_v}{2L} (\dot{v}_x - r v_y) + \frac{h_{cg} M_v}{2L_w} (\dot{v}_y + r v_x) \tag{1.8}$$

$$F_{Z3} = \frac{L_r g M_v}{2L} - \frac{h_{cg} M_v}{2L} (\dot{v}_x - r v_y) + \frac{h_{cg} M_v}{2L_w} (\dot{v}_y + r v_x) \tag{1.9}$$

$$F_{Z2} = \frac{L_f g M_v}{2L} - \frac{h_{cg} M_v}{2L} (\dot{v}_x - r v_y) + \frac{h_{cg} M_v}{2L_w} (\dot{v}_y + r v_x) \quad (1.10)$$

$$F_{Z4} = \frac{L_f g M_v}{2L} - \frac{h_{cg} M_v}{2L} (\dot{v}_x - r v_y) + \frac{h_{cg} M_v}{2L_w} (\dot{v}_y + r v_x) \quad (1.11)$$

1.9 Conclusion

A travers ce premier chapitre on a retracé la chronologie de l'histoire du véhicule électrique de l'ère 1833 date de la première voiture électrique jusqu'à nos jours. Le VE jouissait de l'accord total de la société de l'époque malgré ces inconvénients. Le moteur à explosion a vu son émergence plus tard fragilisant si je n'ose dire une extinction totale du VE. Les émissions nocives de ces moteurs ainsi que le prix instable du pétrole ont redonnés naissance au VE qui n'a pas cessé de s'améliorer et c'est le contexte de ce premier chapitre. Dans le but de palier les faiblesses de ce type de véhicules les constructeurs ont développés des modèles en hybridant tantôt et le cent pou cent électrique souvent. La motorisation n'a pas échappé à la valorisation au fur du temps en passant du moteur à courant continu au tout dernier moteur synchrone à aimants permanents à roue qui sera l'actionneur dans notre travail. La batterie source d'énergie principal du VE s'est amélioré de l'époque de l'acide plomb au famille lithium. Les méthodes de recharges et la diversification des bornes de recharges ont été citées ainsi que les différentes modes de tractions y compris la traction à quatre roues motrices qui sera traité au quatrième chapitre. L'amélioration de la sécurité du véhicule tel que la tenue de route et son comportement sur des virages vient par l'étude dynamique longitudinal et transversal, ces deux dernières performances ont été revues brièvement sans détails car elles sont référencies au dernier chapitre de thèse.

Références bibliographiques

- [1] [http:// www.izi-by-edf.fr](http://www.izi-by-edf.fr)
- [2] <https://www.auto123.com/fr/actualites/thomas-davenport-invente-le-moteur-electrique-un-27-novembre/48383/>.
- [3] <https://www.pinterest.com/pin/102245854024157468/>
- [4] <https://www.7joursaclermont.fr/petite-histoire-de-la-voiture-electrique/?cn-reloaded=1>
- [5] <https://www.mobilitytechgreen.com/blog/2014/07/24/dossier-lhistoire-de-la-voiture-electrique/>
- [6] <https://www.guideautoweb.com/articles/6058/ford-modele-t-un-monument-de-technologie/>
- [7] <https://www.leshardis.com/2021/06/petite-histoire-de-la-voiture-electrique-2/>
- [8] <https://www.yespark.fr/recharge/voiture-electrique/histoire-voiture-electrique>
- [9] <https://www.futura-sciences.com/tech/dossiers/technologie-voiture-futur-685/page/13/>
- [10] <https://www.energie360.ch/fr/magazine/electromobilite/histoire-electromobilite/>
- [11] <https://www.universalis.fr/encyclopedie/premiere-automobile-hybride-commercialisee/#:~:text=Mise%20sur%20le%20march%C3%A9%20en,producteur>
- [12] <https://www.ornikar.com/code/cours/ecologie/carburant/electrique/premiere-voiture-electrique>
- [13] A.Raisemche “Commande tolérante aux défauts d’une chaîne de traction d’un véhicule électrique”- thèse de doctorat- UNIVERSITÉ PARIS-SUD-2014.
- [14] <https://unece.org/fileadmin/DAM/trans/main/wp29/wp29resolutions/ECE-trans-wp29-1121f.pdf>
- [15] <https://www.makeuseof.com/exploring-differences-ev-powertrains/>
- [16] <https://www.energuide.be/fr/questions-reponses/quels-sont-les-differents-types-de-voitures-electriques/196/>
- [17] <https://www.enelxway.com/us/en/resources/blog/the-different-types-of-electric-vehicles>
- [18] E. A. Annette - v .Jouanne and A. Yokochi “An Overview of Electric Machine Trends in Modern Electric Vehicles by “ MDPI
- [19] <https://www.avere-france.org/les-moteurs-de-vehicules-electriques/>
- [20] W. Cai1- X. Wu1 – M. Zhou1- Y.Liang 2021.” Review and Development of Electric Motor Systems and Electric Powertrains for New Energy Vehicles” -2021
- [21] <https://energy5.com/an-overview-on-the-types-of-electric-motors-used-in-electric-cars>
- [22] R.Vidyesh – P.Ghadge “Electrical Motors for Electric Vehicle: An Overview”- International Journal of Advances in Engineering and Management
(IJAEM) Volume 3, Issue 7 July 2021
- [23] <https://www.mdpi.com/2075-1702/8/2/20>
- [24] <https://www.cairn-sciences.info/moteurs-electriques-industriels--9782100823284-page-345.html>.

- [25] <https://oswos.com/fr/moteur-reluctance/>
- [26] <https://energy5.com/an-overview-on-the-types-of-electric-motors-used-in-electric-cars>
- [27] <https://en.engineering-solutions.ru/motorcontrol/pmsm/>
- [28] A.Adel « Analyse du comportement du moteur synchrone dans les entraînements électriques à vitesse variable » Magister 2010 -Université de Annaba.
- [29] M.K.Ghezzi “Control of a Four In-Wheel Motor Drive Electric Vehicle” these de master- in Industrial Engineering- September 2017.
- [30] K. Naik Mude –“Battery Charging Method for Electric Vehicles: From Wired to On-Road Wireless Charging-Chinese Journal of Electrical Engineering, Vol.4, No.4, December 2018
- [31] S.Habib-M.Mansoor Khan-F.Abbas1-L.Sang–M.U.Shahid-H.Tang ”A Comprehensive Study of Implemented International Standards, Technical Challenges, Impacts and Prospects for Electric Vehicles” DOI 10.1109/ACCESS.2018.2812303, IEEE Access
- [32] L.Menhour,B.D’Andr’ea-Novel,M.Fliess,H.Mounier-“Commande couplée longitudinale/latérale de véhicules par platitude et estimation algébrique“- HAL Id: hal-00686653 <https://hal-polytechnique.archives-ouvertes.fr/hal-00686653> Submitted on 10 Apr 2012.

Chapitre 2

Commande DTC d'un entraînement électrique - Cas d'une structure mono-machine / mono-onduleur.

2.1 Introduction

Dans ce deuxième chapitre, nous présentons la méthode de la commande DTC appliquée à la structure d'un système mono-onduleur mono-machine, initialement appliquée dans la chaîne de traction d'un véhicule électrique (VE). Le choix du moteur de traction s'est porté sur un moteur synchrone à aimants permanents. Ce choix a été motivé par la puissance massique élevée, ce qui est important pour les systèmes embarqués (traction électrique), et ses performances dynamiques sont bien meilleures que les machines asynchrones. Nous allons commencer la modélisation de la machine synchrone à aimants permanents sachant qu'elle est le cœur de la chaîne de traction. Dans la suite du présent chapitre, nous aborderons la modélisation de la commande « DTC classique », 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). Afin d'apprécier les performances de cette approche, nous avons conduit une simulation numérique sous le logiciel Matlab/Simulink pour analyser l'efficacité et la robustesse de la commande « DTC classique ».

2.2 Modélisation de la batterie

L'un des éléments clés de l'électrification automobile est la technologie de stockage de l'électricité. Les systèmes de stockage électrique présentent une grande variété de conceptions et de chimies qui s'adaptent à un large éventail d'applications, de véhicules et de niveaux de performance attendus. De ce fait, la conception, le dimensionnement et la sélection du système de stockage le plus adapté impliquent systématiquement un compromis entre des attributs clés comme l'autonomie, la fiabilité, la taille, la masse et la durée de vie [1].

La plupart des modèles existants pour la simulation de la batterie peut être divisé en trois sous groupes :

- Modèle Empirique
- Modèle Electrochimique
- Modèle Électrique

Cependant, un circuit électrique spécialement développé des modèles de base peuvent être utilisés pour une prédiction précise de Charge et décharge des piles, il faut prendre en considération l'état de charge.

Le modèle utilisé permet la simulation de la batterie Dynamique utilisant uniquement les données provenant des fabricants de batteries « Fiche technique », et il n'y a que des différences mineures dans les modèles représentant différents types de batteries, dans notre projet on va seulement travailler sur le model Li-ion. La figure (2.1) illustre un modèle électrique d'une batterie Li ion.

Dans ce simple modèle R_i et V_0 sont considérés constants. Ce modèle ne tient pas compte ni de la variation de la résistance interne de l'accumulateur en fonction de l'état de charge ni de la température. Ce modèle peut être appliqué si on peut négliger la dépendance des paramètres de l'état de charge et de la température. Le modèle le plus simple et le plus commun, consiste en une source de tension idéale V_0 (tension à vide) en série avec une résistance interne. V_1 est la tension terminale aux bornes de l'accumulateur [2].

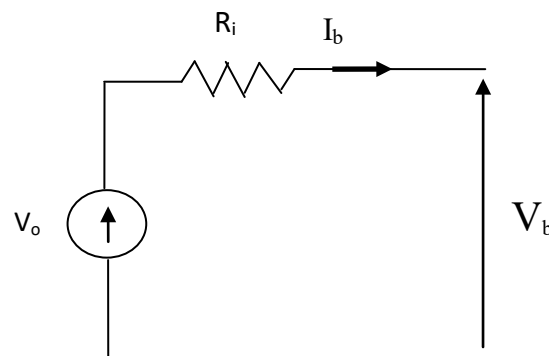


Figure 2.1 : Modèle simple d'un accumulateur.

2.3 Modélisation de l'onduleur de traction

L'onduleur de tension permet une alimentation alternative triphasée du moteur. Les semi-conducteurs utilisés sont des IGBT. Dans cette étude on considère le cas idéal d'un onduleur triphasé à deux niveaux de tension et on a opté pour une méthode de modélisation à topologie variable, qui considère les semi-conducteurs comme des interrupteurs idéaux, possédant deux états possibles : fermé et ouvert. Le schéma de principe du circuit de puissance pour la traction à courant alternatif est représenté à la Figure (2.2) [3].

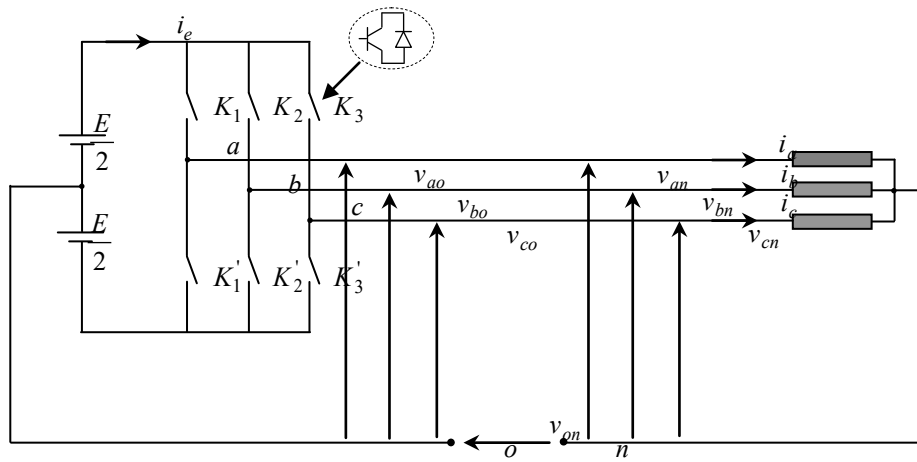


Figure 2.2 : Schéma électrique du circuit de puissance étudié.

De la figure (2.2) les tensions aux bornes du moteur synchrone sont :

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

$S_i (i = a, b, c)$ l'état de l'interrupteur parfait de l'onduleur de tension.

2.4 Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents

Les grandeurs physiques au niveau du stator et du rotor tels que les flux, courants forces électromotrices induites et tensions sont non stationnaires et varient au cours du temps. Les équations différentielles qui régissent le comportement tel qu'il soit électrique, mécanique, thermique et acoustiques sont généralement non linéaires nécessitent des méthodes de résolutions très complexe. La modélisation est un issu pour élaborer un modèle mathématique qui ne reflète

pas quasiment les phénomènes réels mais souvent plus proche de ce qui se produit au niveau de la machine d'ailleurs tout dépend des hypothèses simplificatrices entreprises. Le but du model simple bien sur c'est la simulation de la commande de la machine. Dans notre étude on a opté pour un moteur synchrone à aimants permanents vu les caractéristiques remarquables de ce type de moteur.[1 à 6]

Les hypothèses simplificatrices:

- La répartition des forces magnétomotrices est sinusoïdale.
- Le circuit magnétique de la machine n'est pas saturé.
- L'effet d'amortissement au rotor est négligé.
- Les irrégularités de l'entrefer dues aux encoches statoriques sont ignorées.
- Les phénomènes d'hystérésis et les courants de Foucault sont négligés.
- Les couplages capacitifs entre les enroulements sont négligés.

2.4.1 Mise en équations du modèle du MSAP

La représentation schématique de la machine synchrone à aimants permanents dans l'espace électrique est donnée sur la figure (2.3).

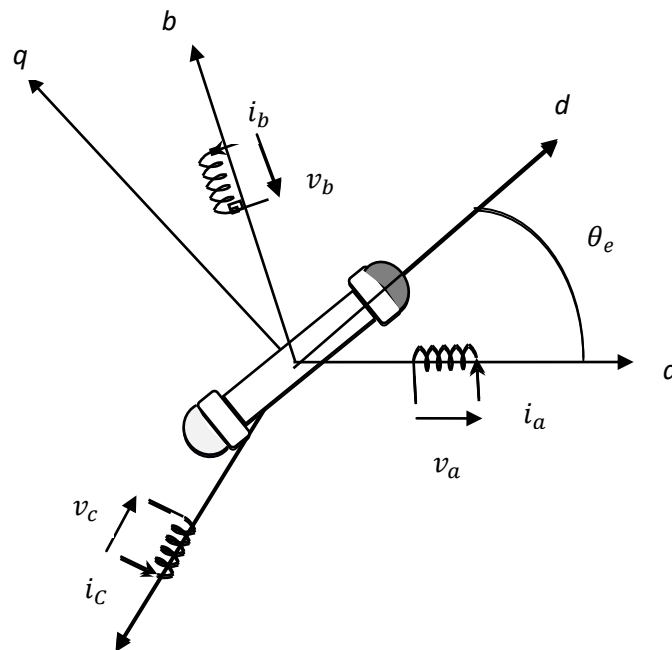


Figure 2.3 : Moteur synchrone à aimants permanents dans Les repères (a,b,c) et (d,q) .

L'enroulement triphasé du stator fixe du MSAP est constitué de trois phases dont les axes sont décalés angulairement de $\frac{2\pi}{3}$. Ils sont alimentés par des tensions décalées dans le temps de $\frac{2}{3}$ de période. Ces derniers génèrent un champ magnétique tournant à la vitesse de synchronisme ω_s tel que: $\omega_s = \frac{f}{p}$.

Avec :

f fréquence des courants du stator.

P nombre de paires de pôles par phase.

ω_s vitesse angulaire du champs tournant en (rd/s)[7].

2.4.2 Équations électriques

La loi d'Hom appliquée aux trois phases (a,b,c) de l'enroulement du stator décalées de 120° dans l'espace est :

$$V_a = R_{sa}i_a + \frac{d\phi_a}{dt} \quad (2.2)$$

$$V_b = R_{sb}i_b + \frac{d\phi_b}{dt} \quad (2.3)$$

$$V_c = R_{sc}i_c + \frac{d\phi_c}{dt} \quad (2.4)$$

V_a, V_b, V_c Tensions des phases du stator.

i_a, i_b, i_c courant de phase de l'enroulement du stator.

ϕ_a, ϕ_b, ϕ_c flux total de chaque phase du stator

En notation matricielle les équations électriques du MSAP peuvent s'écrire comme suit :

$$[V_{abc}] = [R_s][i_{abc}] + \frac{d}{dt}[\phi_{abc}] \quad (2.5)$$

Sachant que les matrices tensions, courants et flux sont des matrices colonne d'ordre trois et que la matrice des résistances du stator est carrée du même ordre.

$$[V_{abc}] = \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix}, [i_{abc}] = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix}, [\phi_{abc}] = \begin{bmatrix} \phi_a \\ \phi_b \\ \phi_c \end{bmatrix}, [R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

2.4.3 Equations de couplage des inductances

Les équations du flux du MSAP dans un repère (d, q) tournant avec une vitesse de synchronisme ω_s et décalé d'un angle θ_e par rapport au stator peuvent être déduites des inductances mutuelles du repère fixe (a, b, c) lié au stator

$$[\phi_f] = \phi_{fm} \begin{bmatrix} \cos\theta_e \\ \cos\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_e - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

2.4.4 Équations magnétique

$$\begin{aligned} \phi_a &= Li_a + Mi_b + Mi_c + M_{sf}i_f \cos\theta_e \\ \phi_b &= Li_b + Mi_c + Mi_a + M_{sf}i_f \cos\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) \end{aligned} \quad (2.8)$$

$$\begin{aligned} \phi_c &= Li_c + Mi_b + Mi_c + M_{sf}i_f \cos\left(\theta_e - \frac{4\pi}{3}\right) \\ [\phi_{abc}] &= [L][i_{abc}] + [\phi_f] \end{aligned} \quad (2.9)$$

$[\phi_{abc}]$: Matrice des flux de chaque enroulement des trois phases du stator.

$[I_{abc}]$: Matrice des courants des phases du stator.

$[\phi_f]$: Matrice des flux mutuels du rotor.

$[L]$: Matrice des inductances propres et mutuelles du stator .

Par hypothèse les enroulements sont identiques alors :

$$[L_{abc}] = \begin{bmatrix} L & M & M \\ M & L & M \\ M & M & L \end{bmatrix}$$

On remplace l'équation (2.9) dans (2.5) on aura.

$$[V_{abc}] = [R_s][I_{abc}] + \frac{d}{dt} \left(\begin{bmatrix} L & M_s & M_s \\ M_s & L & M_s \\ M_s & M_s & L \end{bmatrix} + \phi_{fm} \begin{bmatrix} \cos\theta_e \\ \cos\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_e - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \right) \quad (2.10)$$

Le couple électromagnétique est donné par l'équation suivante :

$$C_{em} = \frac{1}{\omega_m} ([e_{abc}]^T [i_{abc}]) \quad (2.11)$$

$$e_{abc} = \frac{d}{dt} [\phi_{abc}] \quad \text{Représentent les FEM produites dans les phases statoriques.}$$

2.4.5 Equations mécaniques

En appliquant la seconde loi de la dynamique de Newton au rotor tournant :

$$\sum \mathcal{M}/_o = J \frac{d\Omega}{dt}$$

$\mathcal{M}$: Les moments appliqués au rotor par rapport à un point fixe o.

J : Moment d'inertie des parties tournantes du moteur en Kg .m².

$\frac{d\Omega}{dt}$: Accélération angulaire du rotor en rd /s².

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f\Omega \quad (2.12)$$

C_{em} : Couple électromagnétique en N.m.

C_r : Couple de charge en N.m.

f : Coefficient de frottement.

La résolution mathématique des équations différentielles des équations électriques, magnétiques et mécaniques est fastidieuse et sont fortement non linéaire, pour un aboutissement proche de la réalité physique que concrétisent ces équations on doit penser à une représentation dans d'autres repères qui reflète identiquement ou presque les caractéristiques du MSAP. En raison de ce qu'on veut étudier comme caractéristiques freinage, démarrage acoustique, commande....etc, on choisit le référentiel adéquat.

2.4.6 Transformations de Concordia

La transformée de Clarke, est un outil mathématique utilisé en électrotechnique, et en particulier pour la commande, afin de modéliser un système triphasé grâce à un modèle diphasé. Il s'agit d'un changement de repère. Les deux premiers axes dans la nouvelle base sont traditionnellement nommés α, β . Les grandeurs transformées sont généralement des courants, des tensions ou des flux. Dans le cas d'une machine synchrone, le repère de Clarke est fixé au stator. La transformée de Concordia est très similaire à la transformée de Clarke, à la différence qu'elle est unitaire. Les puissances calculées après transformation sont donc les mêmes que dans le système initial, ce qui n'est pas le cas pour la transformée de Clarke.

Le vecteur X représente une grandeur telle que courant, tension ou bien le flux.

$$[X_{\alpha\beta 0}] = [C][X_{abc}] \quad (2.13)$$

La matrice carrée d'ordre trois est une matrice orthogonale tel que :

$$C = \frac{\sqrt{2}}{3} \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{pmatrix} \quad (2.14)$$

La projection des équations électriques, magnétiques et mécaniques (2.5),(2.10) et (2.12) figure (2.4).

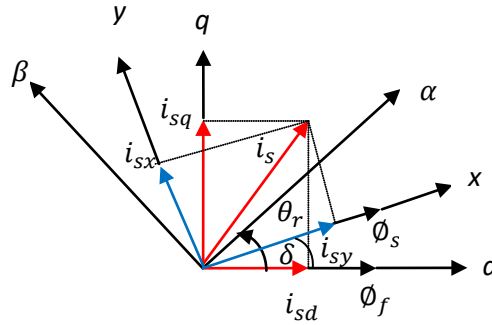


Figure 2.4: Flux magnétiques du stator et du rotor dans différents référentiels

Equations des tensions

$$\begin{cases} v_{s\alpha} = R_s i_{s\alpha} + L_s \frac{di_{s\alpha}}{dt} - \omega_m \Phi_f \sin\theta \\ v_{s\beta} = R_s i_{s\beta} + L_s \frac{di_{s\beta}}{dt} + \omega_m \Phi_f \cos\theta \end{cases} \quad (2.15)$$

Equations des flux

$$\begin{cases} \Phi_{s\alpha} = L_s i_{s\alpha} + \Phi_f \cos\theta \\ \Phi_{s\beta} = L_s i_{s\beta} + \Phi_f \sin\theta \end{cases} \quad (2.16)$$

Equation du couple électromagnétique.

$$C_{em} = \frac{3}{2} p (\Phi_{s\alpha} i_{s\beta} - \Phi_{s\beta} i_{s\alpha}) \quad (2.17)$$

2.5 La commande directe du couple du moteur roue.

2.5.1 Introduction

Une stratégie d'entraînement très utilisée pour les MSAP est la commande vectorielle (FOC), qui a été proposée par Blaschke en 1971 pour les moteurs à induction (IM). Cependant, le contrôle FOC est assez complexe en raison de la transformation du système de référence et il est très dépendant des paramètres du moteur et de la vitesse de l'arbre mécanique. Pour atténuer ces problèmes, une nouvelle stratégie de contrôle du couple d'un moteur à induction a été développée par Takahashi sous le nom de contrôle direct du couple (DTC) et par Depenbrock sous le nom d'autocontrôle direct auto-contrôle direct (DSC). L'idée de base du DTC pour les moteurs à induction est de contrôler le couple et le flux en sélectionnant correctement les vecteurs de tension qui est basé sur la relation entre la fréquence de glissement et le couple [8].

Le contrôle direct du couple (DTC) est une nouvelle méthode de contrôle après le contrôle vectoriel FOC. Elle abandonne le découplage de la commande vectorielle et utilise directement le flux du stator pour contrôler le flux et le couple du moteur. Ainsi, la réponse dynamique du système est très rapide. La stratégie de commande DTC est appliquée au PMSM afin d'améliorer les caractéristiques de couple du moteur [9].

La figure (2.6) montre un schéma typique du système DTC du MSAP. Étant donné qu'il ne nécessite pas de régulateur de courant, et de générateur de signaux MLI, le système DTC présente les avantages suivants:

Simplicité, de bonnes performances dynamiques et d'une insensibilité aux paramètres du moteur, à l'exception de la résistance de l'enroulement du stator. Par rapport au FOC, le principal inconvénient du DTC est l'importance des ondulations du couple et du flux. L'état de commutation de l'onduleur n'est mis à niveau qu'une seule fois par intervalle d'échantillonnage. L'onduleur conserve le même état jusqu'à ce que la sortie du contrôleur d'hystérésis change d'état, ce qui se traduit par des ondulations de couple et de flux relativement importantes. Une autre caractéristique est la fréquence de commutation non constante de l'onduleur, qui varie en fonction de la vitesse du rotor, du couple de charge et de la largeur de bande des deux contrôleurs à hystérésis. Au cours de ces dernières années, de nombreuses tentatives ont été menées pour résoudre ces problèmes, principalement

en l'amélioration des contrôleurs à hystérésis ou leur remplacement par d'autres types de régulateurs.

2.5.2 Principe de la commande directe du couple DTC.

Le principe de la commande du couple et de la vitesse du moteur par la méthode directe consiste en la synthétisation d'un vecteur de tension V_s . La boucle externe comprend un capteur de position du rotor, les courants de phases alimentant le moteur ainsi que les valeurs des tensions V_{abc} projetés dans le référentiel (α, β) , ces derniers en plus de la tension continue de l'onduleur triphasé sont estimés pour engendrer un vecteur de flux statorique $\hat{\phi}_s$ et un couple $\hat{C}_{em}$. Ces deux grandeurs sont comparés à leurs valeurs de références ϕ_s^* et C_{em}^* . L'erreur sur le flux ϕ_s^{err} est corrigé à travers un contrôleur d'hystérésis à bande généralement à deux niveaux pour générer une commande ϵ_s et également l'erreur du couple C_{em}^{err} est corrigé par un contrôleur d'hystérésis à bande à deux ou bien à trois niveaux. La table de commutation qui a pour rôle la sélection du vecteur de tension du stator V_s pendant une période T_e (période de commutation) qui reflète exactement la trajectoire du flux et puis le couple dans l'espace utilise comme entrées les commandes τ_{ϕ_s} , τ_C et la position angulaire θ qu'occupe ce vecteur pour commander les commutateurs de l'onduleur triphasé. Le nombre de vecteurs de tension disponibles pour la sélection dans une table de commutation dépend du niveau de tension de l'onduleur utilisé. En général, un onduleur à n niveaux générera $3n(n-1)+1$ vecteurs de tension distincts. Par exemple, un onduleur à deux niveaux génère sept vecteurs de tension distincts ($V_0, V_1 \dots V_6$) dans le plan (α, β) , comme le montre la fig (2.5).

Plusieurs stratégies de commande DTC se sont développées après celle de Takahachi profitant des degrés de liberté offerts par la structure de l'onduleur de tension triphasé. Plusieurs tables de commutations définissant les états des interrupteurs de l'onduleur ont été présentés sous divers formes. Dans notre travail on utilise la table de vérité originale de Takahachi.

Le vecteur tension de référence est délivré par un onduleur à deux niveaux. En utilisant les variables logiques représentant l'état des interrupteurs, le vecteur tension peut s'écrire sous la forme [7,8]:

$$V_s = \sqrt{\frac{2}{3}} E [S_a + a S_b + a^2 S_c] \quad (2.18)$$

$$\text{Avec } a = e^{j\frac{2\pi}{3}}$$

$$V_s = \begin{cases} \sqrt{\frac{2}{3}} E e^{j\frac{(k-1)\pi}{3}} & \text{pour } k=1,2,3,4,5,6 \\ 0 & \text{pour } N = 0 \text{ et } 7 \end{cases} \quad (2.19)$$

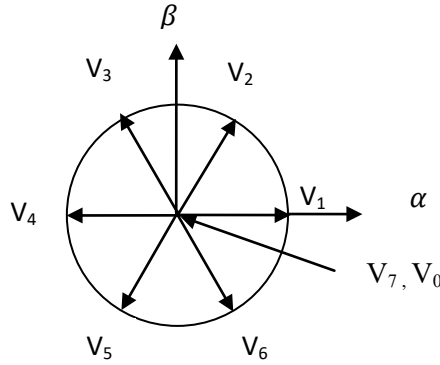


Figure 2.5: Représentation vectorielle de l'onduleur.

La tension de sortie ou bien le vecteur V_s s'exprime par :

$$V_s = -j\sqrt{\frac{3}{2}} E e^{j\omega t} \quad (2.20)$$

Si on néglige la chute de tension dans les enroulements le flux du stator est :

$$\phi_s = -j\sqrt{\frac{3}{2}} \frac{E}{\omega} e^{j(\omega t - \frac{\pi}{2})} \quad (2.21)$$

Les équations (2.20) et (2.21) montrent que la tension et le flux sont déphasés de $\frac{\pi}{2}$ l'une à l'autre. L'extrémité du flux ϕ_s décrit un cercle parfait si on applique des tensions sinusoïdales. Ceci sera possible avec un choix convenable des vecteurs tensions actifs de l'onduleur [10].

2.5.3 Contrôle du flux statorique

Le flux statorique du moteur synchrone dans un repère fixe (α, β) liée au stator est obtenu de l'équation suivante [11]:

$$v_s = R_s i_s + \frac{d\phi_s}{dt} \quad (2.22)$$

$$\int_0^{T_e} d\phi_s = \int_0^{T_e} (v_s - R_s i_s) dt \quad (2.23)$$

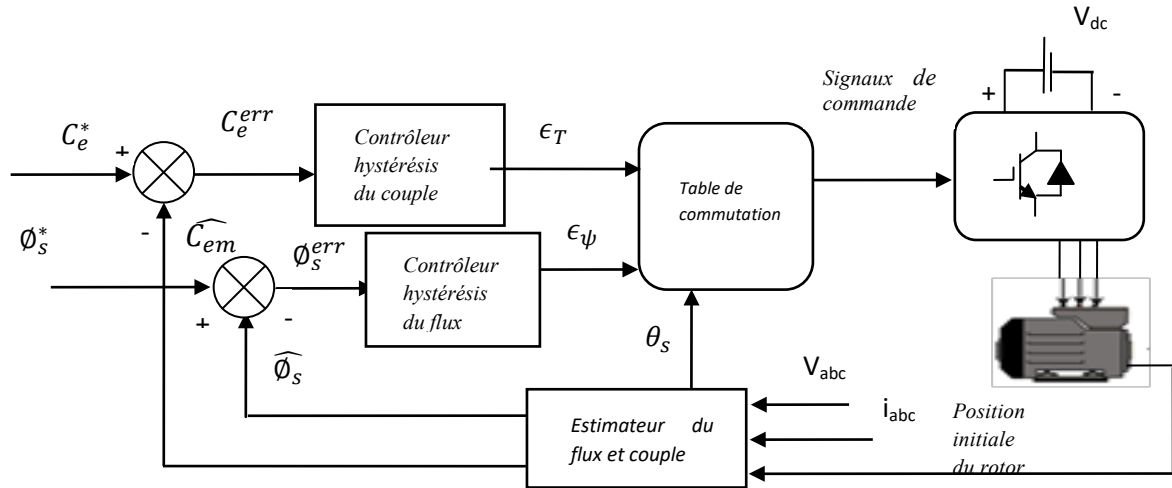


Figure 2.6 : Circuit de base de la commande directe du couple

Si la chute de tension due à la résistance de l'enroulement statorique est négligée (fonctionnement en régime à grande vitesse du MSAP) on aura pendant une période d'échantillonnage fixe T_e à partir de l'équation (2.23).

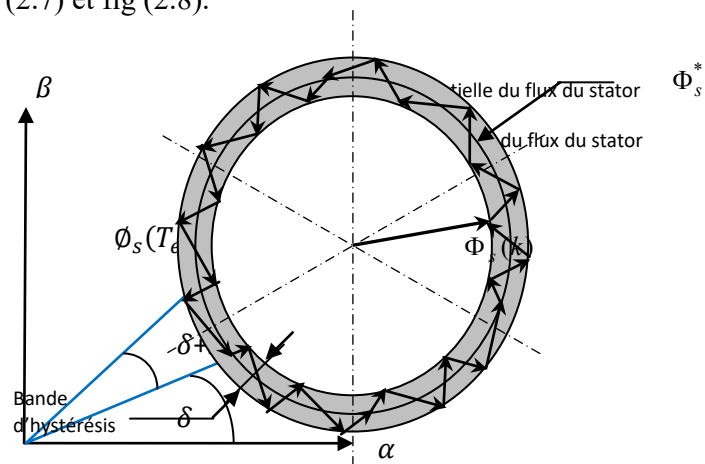
$$\Phi_s(T_e) - \Phi_s(0) = V_s T_e \quad (2.24)$$

Le vecteur tension appliqué à la machine reste constant, donc.

$$\Phi_s(k+1) = \Phi_s(k) + V_s T_e \quad (2.25)$$

$$\Delta \Phi_s = V_s T_e \quad (2.26)$$

Cette dernière équation traduit que selon le choix du vecteur de la tension du stator 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) et fig (2.8).

Figure 2.7: Composantes du flux du stator dans le plan (α, β) .

2.5.4 Contrôle du couple

Le couple électromagnétique C_{em} est proportionnel au flux statorique Φ_s et le flux des aimants permanents du MSAP d'après l'équation suivante :

$$C_{em} = \frac{3}{2} \frac{P}{L_s} \Phi_s \Phi_f \sin \delta \quad (2.27)$$

δ est l'angle de charge ou l'angle que forment les deux axes porteurs du flux statorique et le flux rotorique.

Il est clair d'après l'équation (2.27) que si on conserve l'amplitude du flux Φ_s constante durant une période T_e , le couple électromagnétique dépend uniquement de l'angle δ . Pour augmenter le couple, il faut augmenter δ . Et pour augmenter δ , le flux du stator doit tourner plus vite que le flux du rotor.

On peut donc dire que le couple est contrôlé par la vitesse de rotation du flux statorique.

La figure (2.9), illustre l'évolution du couple électromagnétique lorsqu'on applique deux vecteurs de tension qui font évoluer le flux statorique dans des sens de rotation contraires. Le sens de rotation trigonométrique est considéré comme le sens de rotation positif [12].

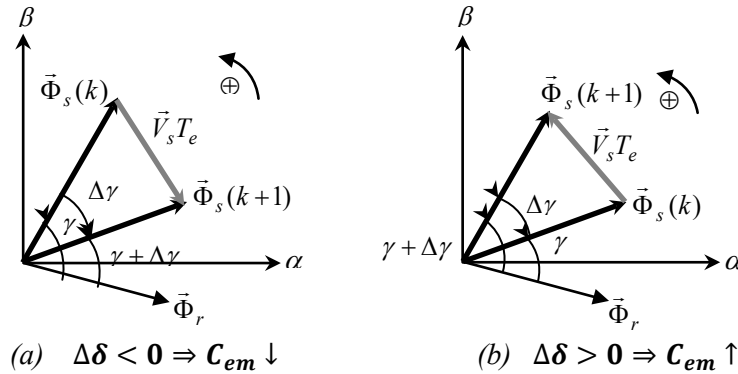


Figure 2.9 : Evolution du couple électromagnétique en fonction du vecteur tension appliqué

Pour contrôler le flux Φ_s et par conséquent le couple électromagnétique C_{em} du MSAP le cercle inscrit dans le plan (α, β) est divisée en six zones S1 à S6. En fonction de la présence du vecteur flux dans la zones S_i sus-indiquées et tout dépend de ce qu'on désire, le flux et le couple sont contrôler par les quatres vecteurs $V_{i+1}, V_{i+2}, V_{i-1}, V_{i-2}$. La figure (2.10) et le tableau (2.1) montrent l'évolutions des deux grandeurs [13-14].

		Vecteur $\vec{V}_s$
Φ_s	Croît	$\vec{V}_{i-1} \quad \vec{V}_i \quad \vec{V}_{i+1}$
	Décroît	$\vec{V}_{i-2} \quad \vec{V}_{i+2} \quad \vec{V}_{i+3}$
C_{em}	Croît	$\vec{V}_{i+1} \quad \vec{V}_{i+2}$
	Décroît	$\vec{V}_{i-1} \quad \vec{V}_{i-2}$

Tableau 2.1 : Table de sélection générale pour la commande directe du couple

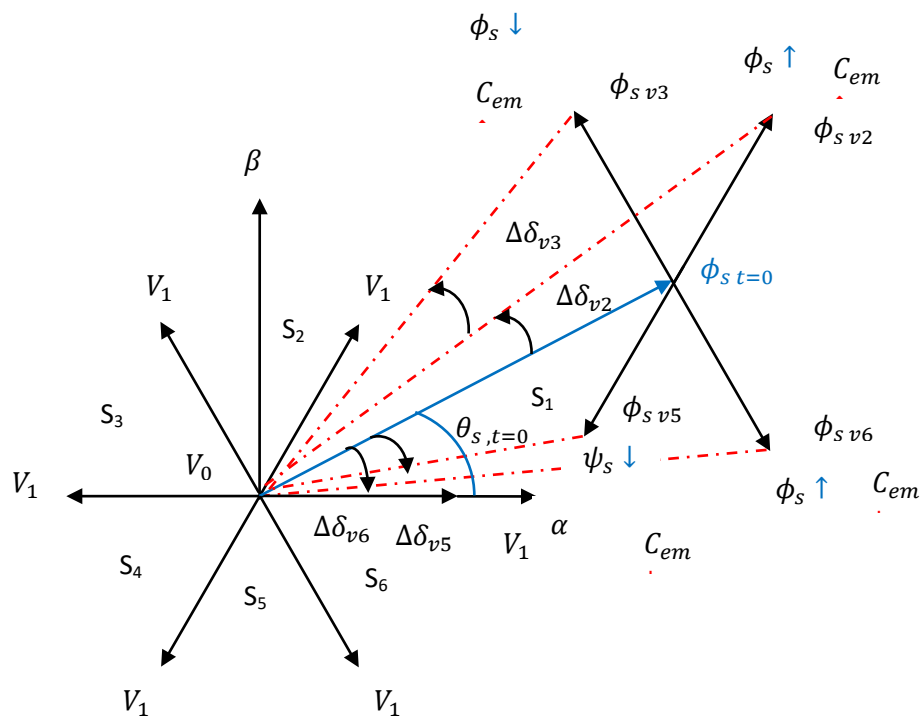


Figure 2.10 : Flux statorique et la sélection du vecteur de tension dans le plan (α, β)

2.6 Sélection du vecteur de tension

2.6.1 Estimation du flux statorique

Les composantes dans le repère (α, β) du flux statorique ϕ_s en fonction des composantes de la tension du stator dans le même référentiel sont données par les relations suivantes :

$$\phi_{s\alpha} = \int_0^T (v_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha}) dt \quad (2.28)$$

$$\phi_{s\beta} = \int_0^T (v_{s\beta} - R_s i_{s\beta}) dt \quad (2.29)$$

Les tensions $v_{s\alpha}$ et $v_{s\beta}$ en fonction des commandes logiques des commutateurs S_a , S_b , et S_c et de la tension continue de l'onduleur E en appliquant la transformation de Concordia sont :

$$\bar{V}_s = V_{s\alpha} + j V_{s\beta} \quad (2.30)$$

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} E \left(S_a - \frac{1}{2}(S_b + S_c) \right) \\ V_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} E (S_b - S_a) \end{cases} \quad (2.31)$$

De la même manière on estime les composantes du courant en mesurant les courants (i_a, i_b, i_c) alimentant le moteur MSAP projetés dans le référentiel (α, β) tel que :

$$\bar{I}_s = I_{s\alpha} + j I_{s\beta} \quad (2.32)$$

$$\begin{cases} i_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} i_a \\ i_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} (i_b - i_c) \end{cases} \quad (2.33)$$

Le module du flux ϕ_s est :

$$\phi_s = \sqrt{\phi_{s\alpha}^2 + \phi_{s\beta}^2} \quad (2.34)$$

2.6.2 Estimation de la position du vecteur flux ϕ_s

Pour identifier le secteur S_i d'évolution du vecteur flux ($i=1$,à 6) on calcul la fonction arc tangente des composantes des flux.

$$\theta_s = \arctg\left(\frac{\phi_{s\alpha}}{\phi_{s\beta}}\right) \quad (2.35)$$

Le calcul de l'angle θ_s nécessite un temps important mais dans la commande directe du couple il n'est pas impératif de connaître avec précision la position exacte du flux car il suffit d'avoir une idée du numéro de secteur d'évolution dans le plan (α, β) . Le programme Matlab du tableau (2.2) est utilisé pour la détermination de la position ou l'identification du numéro de secteur d'évolution du vecteur flux[15].

2.6.3 Comparateurs à hystérésis du flux

Un comparateur à hystérésis à deux niveaux est utilisé pour la correction du flux celui-ci sert à cerner le flux à l'intérieur d'une couronne circulaire de largeur

$\Delta\phi = \phi_s^* - \widehat{\phi}_s$ comme il est montré sur la figure (2.11). La sortie du signal du contrôleur τ_ϕ ne peut avoir que deux valeurs 1 ou 0 selon l'erreur $\Delta\phi$:

- Si l'erreur du flux $\Delta\phi > 0$, il faut augmenter le flux et la sortie du signal du comparateur à hystérésis vaut $\tau_\phi = 1$.
- Si l'erreur du flux $\Delta\phi < 0$, il faut diminuer le flux et la sortie du signal du comparateur à hystérésis vaut $\tau_\phi = 0$.

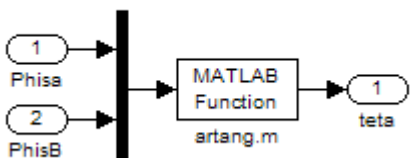
	<pre> function teta=artang(x); Phisa=x(1); Phisb=x(2); if Phisa==0 if Phisb ==0 teta=0; elseif Phisb<0 teta=3*pi/2; elseif Phisb>0 teta=pi/2; end else teta=atan(Phisb/Phisa); if Phisa<0 teta=teta+pi; elseif Phisb<0 teta=teta+2*pi; end end Secteur=floor(rem(teta)+pi/6,2*pi)/pi*3)+1; </pre>
---	---

Tableau 2.2 : Programme pour la localisation du vecteur flux ϕ_s .

La largeur de la bande d'hystérésis est sélectionnée en fonction de la durée de la période d'échantillonnage T_e cette dernière dépend de la fréquence de commutation des commutateurs.

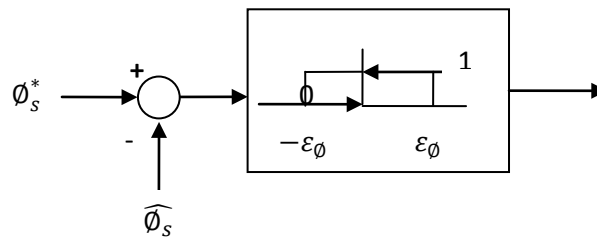


Figure 2.11: Comparateur à hystérésis du flux

2.6.4 Comparateurs à hystérésis du couple

En fonction de la dynamique désirée il existe deux types de contrôleurs du couple :

- Si le moteur a un seul sens de rotation alors le comparateur à hystérésis a deux niveaux comme sur la figure (2.12) (a).
- Le couple peut être positif ou bien négatif suivant le sens de rotation du MSAP, l'utilité d'usage d'un correcteur à hystérésis à trois niveaux est impératif. La figure (2.12) (b) indique que suivant l'erreur ΔC_{em} positif ou négatif, le signal de sortie du correcteur prendra la valeur 1 (augmentation), -1 (diminution) ou bien 0 (maintien) de la vitesse[16].

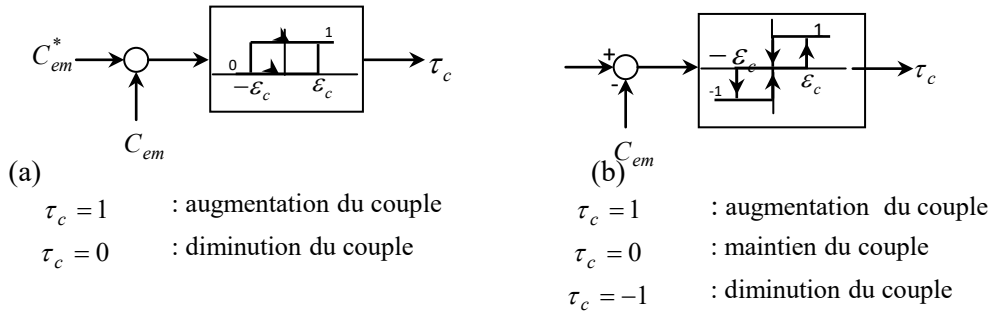


Figure 2.12: Principe de réglage du couple électromagnétique.

2.6.5 Table de sélection du vecteur tension

Le vecteur tension délivré à la sortie de l'onduleur est choisit d'une manière à maintenir le flux et le couple à l'intérieur des bandes d'hystérésis. Le Tableau (2.3) donne toutes les sélections possibles du vecteur tension [15].

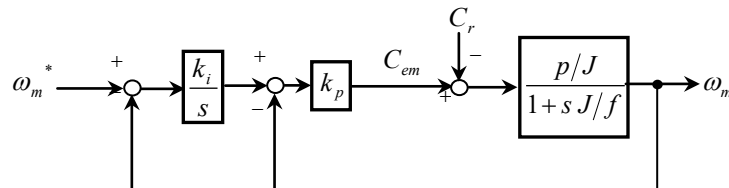
		Secteur					
τ_Φ	τ_c	1	2	3	4	5	6
1	1	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₁
	0	V ₇	V ₀	V ₇	V ₀	V ₇	V ₀
	-1	V ₆	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅
0	1	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₁	V ₂
	0	V ₀	V ₇	V ₀	V ₇	V ₀	V ₇
	-1	V ₅	V ₆	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄

Tableau 2.3 : Table de commutation de Takahashi.

2.7 Régulation de la vitesse

Le control de la vitesse du MSAP est effectué à partir de ces caractéristiques mécaniques. Le schéma bloc de la régulation de la vitesse de rotation avec usage du correcteur classique IP est montré à la figure (2.13). L'équation caractéristique de la fonction de transfert en boucle fermée ω_m^*/ω_m est donnée par :

$$D(s) = s^2 + \frac{f + p k_p}{J} s + \frac{p k_p k_i}{J} \quad (2.36)$$

Figure 2.13 : Schéma de la régulation de la vitesse ω_m par correcteur IP.

L'équation caractéristique de la fonction de transfert est un polynôme de 2ème degré. Les paramètres du régulateur sont calculés par la méthode de placement des pôles. On obtient deux pôles complexes conjugués. Par le choix des k_p et k_i on place ces racines, les pôles de la fonction de transfert. On choisit deux racines complexes conjuguées. L'équation caractéristique désirée, exprimée par les pôles choisis (en fonction de l'amortissement ζ et la fréquence ω_n), à savoir [13-17]:

$$D^*(s) = s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2 \quad (2.37)$$

Par identification des termes des polynômes des équations (2.36) et (2.37), on obtient les paramètres suivants du correcteur, en fonction de l'amortissement ζ et la fréquence ω_N :

$$\begin{cases} k_p = \frac{2\zeta\omega_N \frac{J}{f} - 1}{\frac{p}{f}} \\ k_i = \frac{\omega_N^2 J}{k_p p} \end{cases} \quad (2.38)$$

2.8 Simulation de la DTC classique et interprétations

La simulation de l'entraînement du MSAP commandé par application de la méthode directe du couple DTC du schéma bloc de la figure (2.6) alimenté par un onduleur de tension contrôlé par la MLI vectorielle SVM est supposé parfait. Les paramètres de la machine synchrone à aimants permanents sont définis dans le tableau A.1 de l'annexe A.

2.8.1 Essai 1: Réponse à un échelon de vitesse suivi d'une introduction de couple de charge

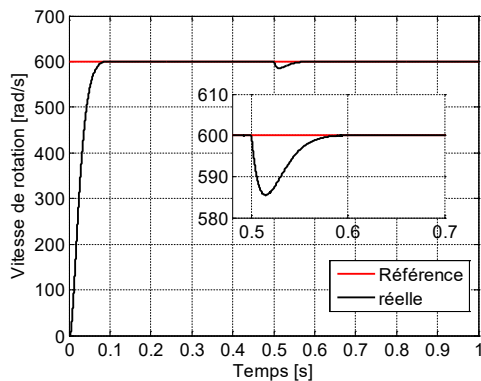
Pour avoir une idée de la robustesse de la régulation on applique une vitesse de référence de 600 rd / sec et à l'instant $t = 0.5$ sec le MSAP subit un couple résistant $C_r = 60 Nm$, les résultats de simulations de la figure (2.14) présentent les performances statiques et dynamiques des commandes.

La figure (2.14) (a) montre que le dépassement est quasi nul de la réponse en vitesse ceci explique les performances du correcteur IP de la boucle de vitesse.

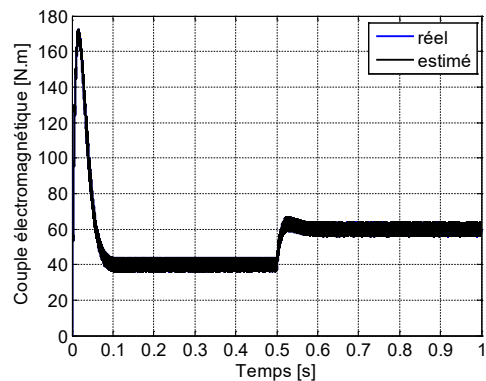
La vitesse n'est pas trop perturbée lors de l'application du couple résistant C_r , ($\Delta\omega_m = 3\%$) pendant une durée de 0.09 sec jusqu'à son annulation. Donc le régulateur PI de la vitesse est en bonne concordance avec la commande DTC. On constate donc un fonctionnement satisfaisant tant en régime transitoire qu'en régime permanent (erreur statique nulle).

L'allure de la courbe du couple électromagnétique présente deux phases de fonctionnements : Durant la première phase c'est-à-dire au démarrage le couple atteint une valeur maximale de 165 N.m enregistrant ainsi la phase transitoire. La deuxième phase le couple se stabilise à une valeur de 40N.m après une chute presque instantanée marquant la fin du régime transitoire et le début du régime stationnaire. Ondulations du couple en régime établi est acceptable. La figure (2.14) (b) montre la caractéristique du couple .

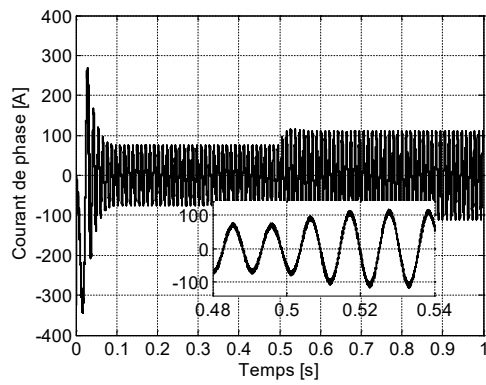
La figure (2.14) (c) montre que l'appel de courant statorique est important pendant la phase de démarrage (240 A) puis il se stabilise à sa valeur nominal après l'achèvement de la phase de démarrage. Quand on applique un couple de charge l'appel de courant est observable et La figure (2.14) (e) illustre l'allure du flux statorique et que son contrôle est parfait, il atteint subitement sa valeur de référence de 0.08 Weber avec un dépassement minime au voisinage de sa référence. La trajectoire circulaire de l'extrémité du flux est observable avec un rayon valant 0.08 Weber comme il indiqué sur la figure (2.14) (f). Les composantes du flux du stator sont sinusoïdales et ne sont pas influencés par l'application du couple de charge car on ne remarque pas de déformations des courbes des composantes du flux ceci est montré sur la figure (2.14) (g). ce qui montre le bon découplage entre le flux et le couple, et que le système se comporte convenablement vis-à-vis de la variation de la charge.



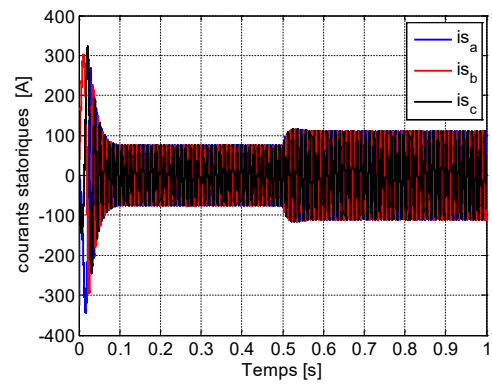
(a) Vitesse de rotation



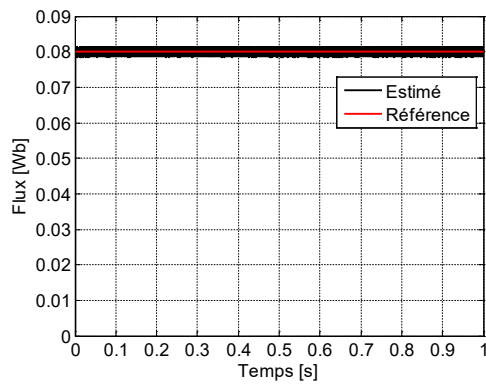
(b) Couple électromagnétique



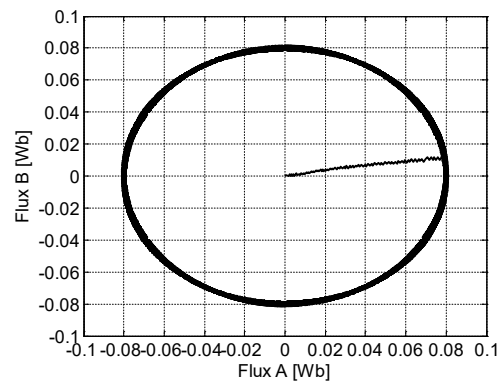
(c) Courant de phase



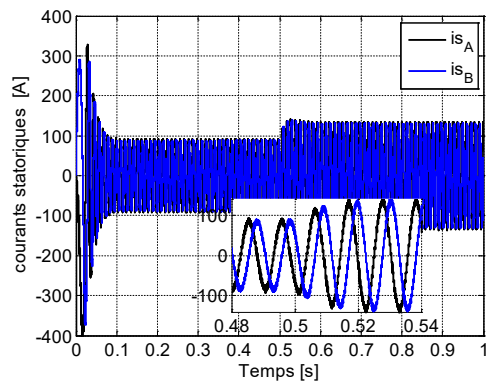
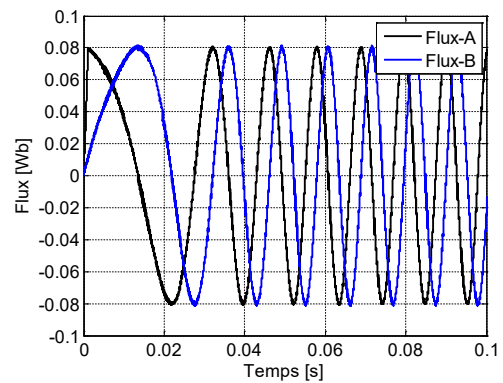
(d) Courants statoriques



(e) Flux statoriques



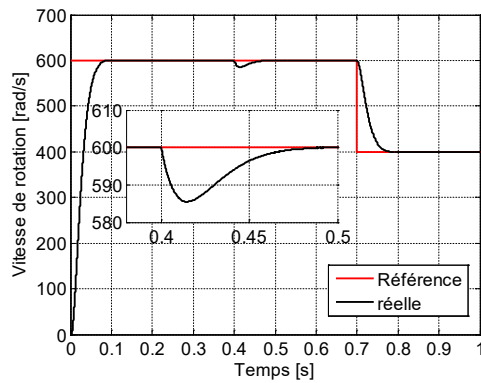
(f) Trajectoire circulaire du flux statorique

(g) Courants statoriques dans le plan α, β (h) Flux statoriques dans le plan α, β **Figure 2.14 :** Réponse à un échelon de vitesse suivi d'une introduction de couple de charge.

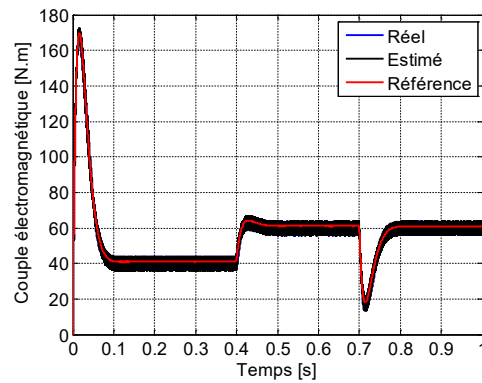
2.8.2 Essai 2 : Démarrage suivi d'une application d'une charge puis une réduction de vitesse

La simulation du comportement de la machine, lors d'un démarrage en charge (40 N.m) avec application d'un échelon de consigne de la vitesse de 600rd/sec est effectué. Le système est soumis à des variations de la charge en

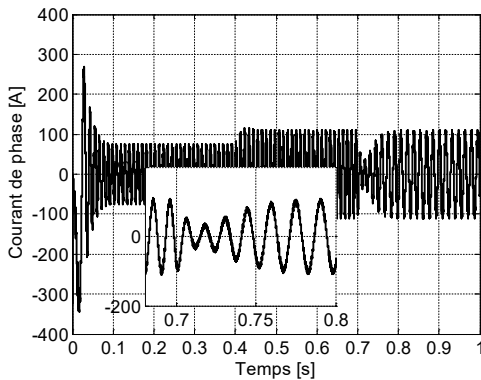
appliquant un couple résistant de 20 N.m à l'instant $t = 0.4$ sec. Ensuite, nous procédons à un changement de la consigne de la vitesse vers 400 rd/sec à l'instant $t = 0.7$ sec. Lors de l'application de l'échelon de charge, le couple électromagnétique suit parfaitement la référence figure (2.15) (b) avec une influence sur la vitesse qui rejoint par la suite sa valeur de référence figure (2.15) (a). La structure du correcteur a permis d'avoir des performances très satisfaisantes. Un bon rejet de perturbation du couple résistant (voir le zoom sur la figure (2.12) (a)). On constate que le système répond avec succès à ce type de test et que le découplage entre le flux et le couple est vérifié. Donc, on peut dire que notre commande est robuste vis-à-vis des variations de la charge et du sens de rotation. On conclut que le système répond avec succès à ce type de test.



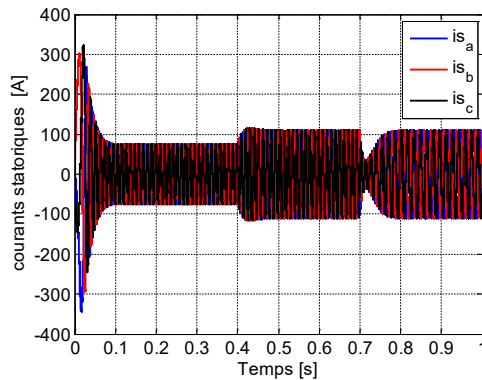
(a) Vitesse de rotation



(b) Couple électromagnétique



(c) Courant de phase



(d) Courants statoriques

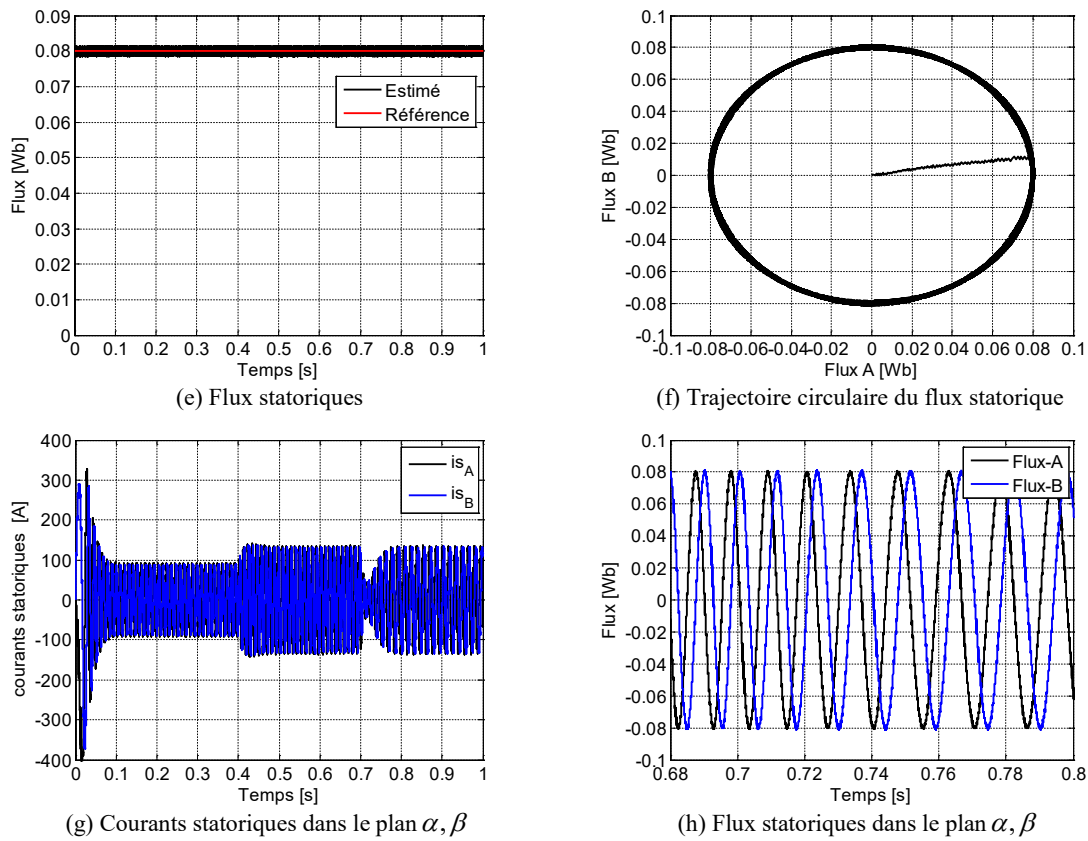


Figure 2.15 : Démarrage suivi d'une application d'une charge puis une réduction de vitesse

2.9 Conclusion

Dans cette partie on a élaboré un modèle mathématique du MSAP par la modélisation des principaux phénomènes électriques, magnétiques et mécaniques. Ensuite, l'onduleur de tension, considéré comme un élément de connexion du moteur de traction avec la source d'énergie, a été modélisé par une matrice de connexion dont les éléments sont des variables logiques. la méthode de commande directe de couple (DTC) appliquée au modèle de la machine synchrone à aimants permanents (MSAP) alimenté par un onduleur de tension, en présence de la boucle de réglage de vitesse par un correcteur IP, a été présentée. Les résultats de simulation obtenus, présentés dans ce présent chapitre, montrent qu'avec ce type de commande avec des régulateurs classiques, la vitesse, le couple et le flux statorique de la machine peuvent être contrôlé avec de bonnes performances dynamiques et statiques.

Références bibliographiques

- [1] <https://www.plm.automation.siemens.com/global/fr/industries/automotive-transportation/battery-modeling-simulation.html>.
- [2] Université sidi mohammed ben abdellah faculté des sciences et techniques Fes département de génie électrique.
- [3] C. Direm, K. Hartani, and N. Aouadj, "New Combined Maximum Torque per Ampere-Flux Weakening Control Strategy for Vehicle Propulsion System," *SAE International Journal of Vehicle Dynamics, Stability, and NVH*, vol. 5, no. 10-05-02-0009, 2021.
- [4] A. El djallil Rabhi, K. Hartani, Y. Guettaf, and A. Norediene, "Robust Multimachine Control for Bisynchronous Propulsion Traction Chain of an Electric Vehicle," *SAE International Journal of Vehicle Dynamics, Stability, and NVH*, vol. 5, no. 10-05-02-0012, 2021.
- [3] S. Xiaohui, C. Guodong, and X. Shuping, "A Permanent Magnet Synchronous Motor System Direct Torque Control Architecture Based on Space Vector Modulation," in *Computer Network, Electronic and Automation (ICCNEA), 2017 International Conference on*, 2017, pp. 412-417: IEEE.
- [4] 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, no. 4, pp. 694-707, 2018.
- [5] A. Sivaprakasam and T. Manigandan, "An alternative scheme to reduce torque ripple and mechanical vibration in direct torque controlled permanent magnet synchronous motor," *Journal of Vibration and Control*, vol. 21, no. 5, pp. 855-871, 2015.
- [6] Y. Ren and Z.-Q. J. I. T. o. I. E. Zhu, "Reduction of both harmonic current and torque ripple for dual three-phase permanent-magnet synchronous machine using modified switching-table-based direct torque control," vol. 62, no. 11, pp. 6671-6683, 2015.
- [7] D. ABBES « Cours Conversion électromécanique de l'énergie électrique « Version 2014-2015 HEY ingénieurs pour le monde.
- [8] Y. Wang, J. G. Zhu and Y. G. Guo « A Survey of Direct Torque Control Schemes for Permanent Magnet Synchronous Motor Drives » Faculty of Engineering, University of Technology, Sydney PO Box 123, Broadway, NSW 2007, Australia.
- [9] J.Singh, B. Singh, S. P. Singh "Performance Evaluation of Direct Torque Control with Permanent Magnet Synchronous Motor Bulletin of Electrical Engineering and Informatics)Vol.1, No.2, June 2012, pp. 165~178.
- [10] I. Takahashi and T. Noguchi, "Take a look back upon the past decade of direct torque control [of induction motors]," in *Proceedings of the IECON'97 23rd International Conference on Industrial Electronics, Control, and Instrumentation (Cat. No. 97CH36066)*, 1997, pp. 546-551.
- [11] W. Hachelfi « Contribution à l'amélioration des performances statiques et dynamiques du moteur à aimants permanents » thèse de doctorat Université Larbi Ben M'hidi – Oum El Bouaghi 2022
- [12] S. Bentouati « Contribution à la Modélisation et à la Commande Neuro-Floue de la Machine Synchrone à Aimants Permanents à Commande Directe du Couple » thèse de doctorat Ecole Nationale Polytechnique 2016.
- [13] I. Azizi, H. Radjeai « Direct Torque Control Method of Permanent Magnet Synchronous Motor with Speed Control » Australian Journal of Basic and Applied Sciences, 7(11) Sep 2013, Pages: 505-512.
- [14] M. h. 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.
- [15] K. Hartani, Y. Miloud, and A. Miloudi, "Improved direct torque control of permanent magnet synchronous electrical vehicle motor with proportional-integral resistance estimator," *Journal of Electrical Engineering and Technology*, vol. 5, pp. 451-461, 2010.

- [16] M. h. 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.
- [17] K. Hartani, M. h. Sekour, and A. Draou, "A new direct torque control scheme for PMSM with on-line stator resistance tuning," in *4th International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives*, 2013, pp. 721-726

Chapitre 3

Contrôle DTC pour l'entraînement d'un système bi-machine mono-onduleur à cinq bras dans une motorisation tout électrique

3.1 Introduction

Les systèmes à plusieurs machines électriques et convertisseurs statiques occupent une place importante dans le domaine de la traction électrique et ferroviaire [1]. La multiplication des applications des moteurs électriques fonctionnant à vitesse variable permet la conception des systèmes comprenant plusieurs machines et plusieurs convertisseurs, appelés systèmes multi-machines multi-convertisseurs (SMM). Dans la plupart des applications, ces systèmes sont utilisés comme des systèmes mono-machine indépendants, où chaque machine électrique possède son propre onduleur, et bénéficie d'un contrôle indépendant de ceux des autres, contrôle vectoriel, DTC, etc... Plusieurs études ont été menées pour réduire le nombre de composants en diminuant le nombre d'onduleurs [2-5]. L'amélioration des performances des variateurs multi-machines peut être obtenue soit en développant de nouvelles stratégies de contrôle, soit en modifiant la structure de l'onduleur [6-9]. Récemment, avec le développement de la technologie des semi-conducteurs, l'introduction de microprocesseurs puissants et de dispositifs d'électronique de puissance..., une plus grande attention est portée aux systèmes comprenant plusieurs machines électriques alimentées par un seul onduleur [10].

Afin d'optimiser les volumes des composants embarqués dans les systèmes de traction propulsés par plusieurs moteurs électriques, une réduction intéressante peut être obtenue par l'utilisation d'un seul onduleur de tension triphasé qui alimente simultanément plusieurs moteurs [11, 12]. Notre travail se développe dans ce contexte, où des structures de puissance réduite basées sur l'électronique de puissance, capables d'alimenter deux ou plusieurs machines électriques en parallèle et fournissant des lois de commande pour

améliorer l'efficacité énergétique. Ce système est appelé système multi-machines mono-convertisseur.

Afin d'assurer la stabilité du véhicule électrique dans son environnement, on propose une nouvelle technique de contrôle d'un véhicule électrique (VE) avec deux essieux avant et arrière équipé de deux ensembles de moteurs bi-MSAP insérés dans les roues, connectés en parallèle et alimentés par un seul onduleur triphasé. Cette technique de contrôle permet de réaliser la fonction d'un différentiel mécanique à l'aide d'un contrôle indépendant à chaque roue motrice. La simulation numérique avec Matlab/Simulink montre que cette technique de contrôle permet d'assurer une excellente dynamique du système de conduite du véhicule électrique.

3.2 Configuration de la chaîne de traction étudiée

Nous avons choisi la configuration présentée sur la Figure 3.1 comme système d'étude [13]. Le véhicule électrique est propulsé par deux roues motrices du train avant (M1 et M2) et celles du train arrière (M3 et M4). Un seul onduleur de tension entraînant les quatre moteurs-roues du véhicule électrique.

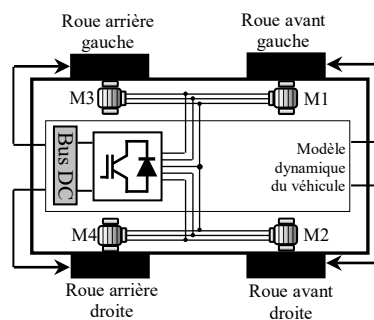


Figure 3.1. Configuration du véhicule électrique étudié.

La configuration choisie permet aux machines d'un même essieu de tourner à des vitesses identiques ou différentes (cas des virages) [14]. Nous nous sommes également intéressés au contrôle DTC amélioré de deux machines synchrones à aimants permanents alimentées en parallèle par un onduleur de tension triphasé à cinq bras.

En général, piloter un système composé de deux moteurs alimentés par deux onduleurs triphasés conventionnels à vitesses variables indépendantes, nécessite douze (12) interrupteurs de puissance contrôlables. Afin de réduire le nombre de ces interrupteurs, un seul onduleur composé de dix (10) interrupteurs (avec cinq (05) bras) est utilisé dans l'application spécifiée [15]. Pour la structure de puissance étudiée, un bras d'onduleur est partagé pour deux phases de deux moteurs. Les deux autres phases de chaque machine sont

connectées à leurs deux bras d'onduleur distinct. La structure d'entraînement de deux moteurs avec un onduleur à cinq bras (FLI) offre une économie de deux commutateurs par rapport à l'onduleur de tension triphasée standard. La Figure 3.2 montre la structure principale de l'onduleur à cinq bras (FLI) alimentant deux MSAP triphasés en parallèle. Les deux moteurs ont besoin de trois entrées [12]. Cette structure utilise un bras commun pour alimenter les deux phases des deux moteurs synchrones à aimants permanents en même temps, notée bras C. Les phases (a1, b1), respectivement (a2, b2), sont connectées à leurs propres bras d'onduleur (A1, B1), respectivement (A2, B2). Cette configuration permet aux machines (MSAP1 et MSAP2) de fonctionner à des vitesses identiques ou différentes [10] [12, 16] [17].

Les fonctions de commutation S_{ij} ($i=1,...,5$ et $j=1,2$) sont définies comme $S_{ij}=1$ lorsque l'interrupteur supérieur est activé et $S_{ij}=0$ lorsqu'il est désactivé. Il existe au total 32 états de commutation (2^5) dans un onduleur à cinq bras, disponibles pour la commande des deux moteurs, Figure 3.3 [18].

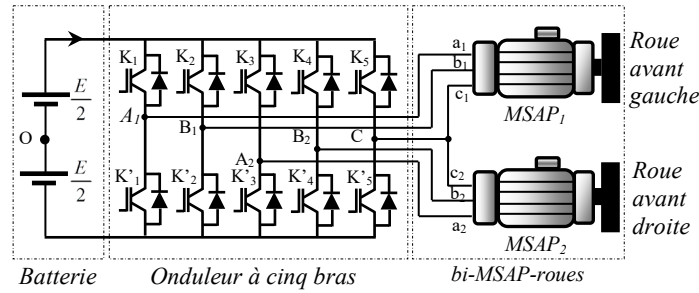


Figure 3.2. Structure parallèle de bi-MSAP roues alimentées par un onduleur à cinq bras.

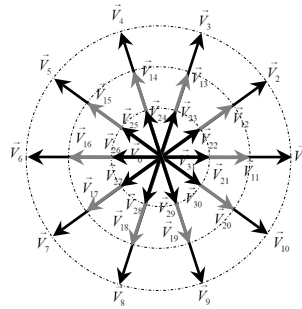
Comme indiqué par [19] pour l'onduleur à cinq bras, la valeur de tension maximale aux bornes d'un interrupteur ouvert est toujours égale à la tension continue V_{dc} . Cette tension doit être supérieure à la plus grande tension entre phases. Ainsi, pour une même tension continue, la capacité de structure à cinq bras conduit à une réduction des tensions d'alimentation des MSAP. En conséquence, la plage de vitesse et les variations de charge que les moteurs peuvent gérer sont également réduites.

Le vecteur tension de l'onduleur à cinq bras appliqué aux deux MSAP est donné par :

$$\begin{aligned} \vec{V}_s &= V_{s\alpha} + jV_{s\beta} \\ &= \sqrt{\frac{2}{3}}E \left(S_{11} + S_{21}e^{j\frac{2\pi}{5}} + S_{31}e^{j\frac{4\pi}{5}} + S_{41}e^{j\frac{6\pi}{5}} + S_{51}e^{j\frac{8\pi}{5}} \right) \end{aligned} \quad (3.1)$$

Tableau 3.1. Vecteurs de tension correspondant aux états de commutation de l'onduleur à cinq bras [12].

Classification des vecteurs	V_s	S_{11}	S_{21}	S_{31}	S_{41}	S_{51}
Vecteur Zéro (VZ)	V_0	0	0	0	0	0
	V_{31}	1	1	1	1	1
Vecteur Grand (VG) $\vec{V}_s = 1,618\sqrt{\frac{2}{3}}Ee^{j\frac{k\pi}{5}} \quad k \in \{0, \dots, 9\}$	V_1	1	1	0	0	1
	V_2	1	1	0	0	0
	V_3	1	1	1	0	0
	V_4	0	1	1	0	0
	V_5	0	1	1	1	0
	V_6	0	0	1	1	0
	V_7	0	0	1	1	1
	V_8	0	0	0	1	1
	V_9	1	0	0	1	1
	V_{10}	1	0	0	0	1
Vecteur Moyen (VM) $\vec{V}_s = \sqrt{\frac{2}{3}}Ee^{j\frac{k\pi}{5}} \quad k \in \{0, \dots, 9\}$	V_{11}	1	0	0	0	0
	V_{12}	1	1	1	0	1
	V_{13}	0	1	0	0	0
	V_{14}	1	1	1	1	0
	V_{15}	0	0	1	0	0
	V_{16}	0	1	1	1	1
	V_{17}	0	0	0	1	0
	V_{18}	1	0	1	1	1
	V_{19}	0	0	0	0	1
	V_{20}	1	1	0	1	1
Vecteur Petit (VP) $\vec{V}_s = 0,618\sqrt{\frac{2}{3}}Ee^{j\frac{k\pi}{5}} \quad k \in \{0, \dots, 9\}$	V_{21}	0	1	0	0	1
	V_{22}	1	1	0	1	0
	V_{23}	1	0	1	0	0
	V_{24}	0	1	1	0	1
	V_{25}	0	1	0	1	0
	V_{26}	1	0	1	1	0
	V_{27}	0	0	1	0	1
	V_{28}	0	1	0	1	1
	V_{29}	1	0	0	1	0
	V_{30}	1	0	1	0	1

**Figure 3.3.** Représentation vectorielle de l'onduleur à cinq bras.

À partir de la Figure 3.2, les équations suivantes peuvent être obtenues :

$$\begin{cases} V_{A1N1} = V_{A1O} + V_{ON1} \\ V_{B1N1} = V_{B1O} + V_{ON1} \\ V_{CN1} = V_{CO} + V_{ON1} \\ V_{A2N2} = V_{A2O} + V_{ON2} \\ V_{B2N2} = V_{B2O} + V_{ON2} \\ V_{CN2} = V_{CO} + V_{ON2} \end{cases} \quad (3.2)$$

Sous l'hypothèse d'équilibre des charges, il s'ensuit :

$$\begin{cases} V_{A1N1} + V_{B1N1} + V_{CN1} = 0 \\ V_{A2N2} + V_{B2N2} + V_{CN2} = 0 \end{cases} \quad (3.3)$$

Donc :

$$\begin{cases} V_{ON1} = -\frac{1}{3}(V_{A1O} + V_{B1O} + V_{CO}) \\ V_{ON2} = -\frac{1}{3}(V_{A2O} + V_{B2O} + V_{CO}) \end{cases} \quad (3.4)$$

La substitution de (3.4) dans (3.2) conduit à :

$$\begin{cases} V_{A1N1} = \frac{2}{3}V_{A1O} - \frac{1}{3}V_{B1O} - \frac{1}{3}V_{CO} \\ V_{B1N1} = -\frac{1}{3}V_{A1O} + \frac{2}{3}V_{B1O} - \frac{1}{3}V_{CO} \\ V_{CN1} = -\frac{1}{3}V_{A1O} - \frac{1}{3}V_{B1O} + \frac{2}{3}V_{CO} \\ V_{A2N2} = \frac{2}{3}V_{A2O} - \frac{1}{3}V_{B2O} - \frac{1}{3}V_{CO} \\ V_{B2N2} = -\frac{1}{3}V_{A2O} + \frac{2}{3}V_{B2O} - \frac{1}{3}V_{CO} \\ V_{CN2} = -\frac{1}{3}V_{A2O} - \frac{1}{3}V_{B2O} + \frac{2}{3}V_{CO} \end{cases} \quad (3.5)$$

Tenant compte les états des interrupteurs de puissance, les tensions de sortie de l'onduleur peuvent être écrites comme suit :

$$\begin{cases} V_{A1O} = (2S_{11} - 1)\frac{E}{2} \\ V_{B1O} = (2S_{21} - 1)\frac{E}{2} \\ V_{A2O} = (2S_{31} - 1)\frac{E}{2} \\ V_{B2O} = (2S_{41} - 1)\frac{E}{2} \\ V_{CO} = (2S_{51} - 1)\frac{E}{2} \end{cases} \quad (3.6)$$

Les tensions de sortie de l'onduleur à cinq bras peuvent être exprimées en fonction des variables booléennes de contrôle (états des interrupteurs) en remplaçant (3.6) dans (3.5) donne :

$$\begin{bmatrix} V_{AN1} \\ V_{BN1} \\ V_{CN} \\ V_{AN2} \\ V_{BN2} \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & 0 & 0 & -1 \\ -1 & 2 & 0 & 0 & -1 \\ -1 & -1 & 0 & 0 & 2 \\ 0 & 0 & 2 & -1 & -1 \\ 0 & 0 & -1 & 2 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{11} \\ S_{21} \\ S_{31} \\ S_{41} \\ S_{51} \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

3.3 Contrôle DTC proposé pour l'entraînement d'un système bi-MSAP mono-onduleur

La Figure 3.4 illustre le principe de la nouvelle méthode de commande DTC pour deux machines synchrones triphasées à aimants permanents alimentées par un seul onduleur à cinq bras [12] [20]. Le contrôle proposé permet d'assurer un contrôle indépendant des deux machines en terme de flux, couple et vitesse. Le contrôle du flux et du couple est effectué avec des comparateurs d'hystérésis et une table de commutation pour sélectionner le vecteur de tension approprié. Un contrôleur IP est choisi dans la boucle de régulation de vitesse afin d'améliorer les performances dynamiques [13]. Grâce à la structure particulière de l'onduleur choisie, on peut imposer des références de vitesse différente aux deux moteurs-roues en vue de réaliser un système différentiel électrique [14, 21].

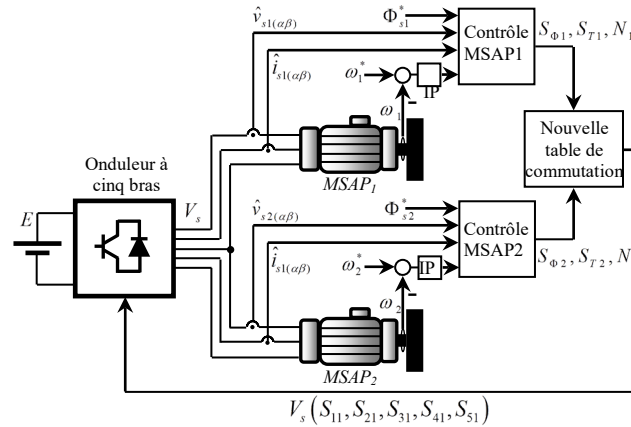


Figure 3.4. Schéma de contrôle indépendant de deux MSAP alimentés par un onduleur à cinq bras.

Avant de faire le choix du vecteur tension optimal généré par l'onduleur à cinq bras, il faut déterminer les besoins du système et de prendre en compte les couples des deux moteurs. Une table de commutation utilise les valeurs de sortie des comparateurs à hystérésis correspondant aux erreurs de flux statoriques et aux erreurs de couples électromagnétiques ainsi que les numéros des secteurs d'évolution des flux statoriques des deux moteurs (S_{ϕ_i}, S_{T_i}, N_i) (

$i = 1, 2$). En se basant sur le principe de la commande directe en couple et la logique suivante, une nouvelle table de commutation peut être développée.

Si l'on note $V_{s1}(S_{a1}, S_{b1}, S_{c1})$ et $V_{s2}(S_{a2}, S_{b2}, S_{c2})$, respectivement, les vecteurs tension appliqués au premier et au second moteur, sont générés selon les règles suivantes :

▪ Si $(S_{T1}, S_{T2}) = (0, 1)$, le vecteur optimal fourni par l'onduleur à cinq bras est $V_s(S_{c2}, S_{c2}, S_{a2}, S_{b2}, S_{c2})$.

▪ Si $(S_{T1}, S_{T2}) \neq (0, 1)$, le vecteur optimal fourni par l'onduleur à cinq bras est :

$$\begin{cases} V_s(S_{a1}, S_{b2}, S_{a2}, S_{b2}, S_c) & \text{if } S_{c1} = S_{c2} = S_c \\ V_s(S_{a1}, S_{b2}, S_{c1}, S_{c1}, S_{c1}) & \text{if } S_{c1} \neq S_{c2} \end{cases}$$

L'idée proposée est schématisée en détail par les tableaux 3.2, et 3.3 [13]. Dans ces tableaux, les différentes situations possibles pour les erreurs de couple des deux moteurs (S_{T1}, S_{T2}) dans la boucle de régulation sont présentées.

Tableau 3.2. Définition de la table de commutation si $S_{T1} = 1$ et $S_{T2} = 1$

N_2	N_1	1		2		3		4		5		6	
	$\begin{matrix} S_{\Phi 1} \\ S_{\Phi 2} \end{matrix}$	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0
1	1	$\vec{V}_{14}$	$\vec{V}_5$	$\vec{V}_5$	$\vec{V}_{16}$	$\vec{V}_{16}$	$\vec{V}_7$	$\vec{V}_7$	$\vec{V}_{18}$	$\vec{V}_{18}$	$\vec{V}_{26}$	$\vec{V}_{26}$	$\vec{V}_{14}$
	0	$\vec{V}_{22}$	$\vec{V}_{25}$	$\vec{V}_{25}$	$\vec{V}_{16}$	$\vec{V}_{16}$	$\vec{V}_7$	$\vec{V}_7$	$\vec{V}_{18}$	$\vec{V}_{18}$	$\vec{V}_{29}$	$\vec{V}_{29}$	$\vec{V}_{22}$
2	1	$\vec{V}_{22}$	$\vec{V}_{25}$	$\vec{V}_{25}$	$\vec{V}_{16}$	$\vec{V}_{16}$	$\vec{V}_7$	$\vec{V}_7$	$\vec{V}_{18}$	$\vec{V}_{18}$	$\vec{V}_{29}$	$\vec{V}_{29}$	$\vec{V}_{22}$
	0	$\vec{V}_2$	$\vec{V}_{13}$	$\vec{V}_{13}$	$\vec{V}_{28}$	$\vec{V}_{28}$	$\vec{V}_8$	$\vec{V}_8$	$\vec{V}_9$	$\vec{V}_9$	$\vec{V}_{11}$	$\vec{V}_{11}$	$\vec{V}_2$
3	1	$\vec{V}_2$	$\vec{V}_{13}$	$\vec{V}_{13}$	$\vec{V}_{28}$	$\vec{V}_{28}$	$\vec{V}_8$	$\vec{V}_8$	$\vec{V}_9$	$\vec{V}_9$	$\vec{V}_{11}$	$\vec{V}_{11}$	$\vec{V}_2$
	0	$\vec{V}_2$	$\vec{V}_{13}$	$\vec{V}_{13}$	$\vec{V}_{21}$	$\vec{V}_{21}$	$\vec{V}_{19}$	$\vec{V}_{19}$	$\vec{V}_{10}$	$\vec{V}_{10}$	$\vec{V}_{11}$	$\vec{V}_{11}$	$\vec{V}_2$
4	1	$\vec{V}_2$	$\vec{V}_{13}$	$\vec{V}_{13}$	$\vec{V}_{21}$	$\vec{V}_{21}$	$\vec{V}_{19}$	$\vec{V}_{19}$	$\vec{V}_{10}$	$\vec{V}_{10}$	$\vec{V}_{11}$	$\vec{V}_{11}$	$\vec{V}_2$
	0	$\vec{V}_2$	$\vec{V}_{13}$	$\vec{V}_{13}$	$\vec{V}_{24}$	$\vec{V}_{24}$	$\vec{V}_{27}$	$\vec{V}_{27}$	$\vec{V}_{30}$	$\vec{V}_{30}$	$\vec{V}_{11}$	$\vec{V}_{11}$	$\vec{V}_2$
5	1	$\vec{V}_2$	$\vec{V}_{13}$	$\vec{V}_{13}$	$\vec{V}_{24}$	$\vec{V}_{24}$	$\vec{V}_{27}$	$\vec{V}_{27}$	$\vec{V}_{30}$	$\vec{V}_{30}$	$\vec{V}_{11}$	$\vec{V}_{11}$	$\vec{V}_2$
	0	$\vec{V}_3$	$\vec{V}_4$	$\vec{V}_4$	$\vec{V}_{16}$	$\vec{V}_{16}$	$\vec{V}_7$	$\vec{V}_7$	$\vec{V}_{18}$	$\vec{V}_{18}$	$\vec{V}_{23}$	$\vec{V}_{23}$	$\vec{V}_3$
6	1	$\vec{V}_3$	$\vec{V}_4$	$\vec{V}_4$	$\vec{V}_{16}$	$\vec{V}_{16}$	$\vec{V}_7$	$\vec{V}_7$	$\vec{V}_{18}$	$\vec{V}_{18}$	$\vec{V}_{23}$	$\vec{V}_{23}$	$\vec{V}_3$
	0	$\vec{V}_{14}$	$\vec{V}_5$	$\vec{V}_5$	$\vec{V}_{16}$	$\vec{V}_{16}$	$\vec{V}_7$	$\vec{V}_7$	$\vec{V}_{18}$	$\vec{V}_{18}$	$\vec{V}_{26}$	$\vec{V}_{26}$	$\vec{V}_{14}$

Tableau 3.3. Définition de la table de commutation si $S_{T1} = 1$ et $S_{T2} = 0$. et , si $S_{T2} = 1$ et $S_{T1} = 0$.

		$Si\ S_{T1} = 1\ et\ S_{T2} = 0$	$Si\ S_{T2} = 1\ et\ S_{T1} = 0$
N_1 N_2	$S_{\Phi1}$ $S_{\Phi2}$	Pour N_2 et $S_{\Phi2}$	Pour N_1 et $S_{\Phi1}$
1	1	$\vec{V}_2$	$\vec{V}_2$
	0	$\vec{V}_{13}$	$\vec{V}_{13}$
2	1	$\vec{V}_{13}$	$\vec{V}_{13}$
	0	$\vec{V}_{16}$	$\vec{V}_{16}$
3	1	$\vec{V}_{16}$	$\vec{V}_{16}$
	0	$\vec{V}_7$	$\vec{V}_7$
4	1	$\vec{V}_7$	$\vec{V}_7$
	0	$\vec{V}_{18}$	$\vec{V}_{18}$
5	1	$\vec{V}_{18}$	$\vec{V}_{18}$
	0	$\vec{V}_{11}$	$\vec{V}_{11}$
6	1	$\vec{V}_{11}$	$\vec{V}_{11}$
	0	$\vec{V}_2$	$\vec{V}_2$

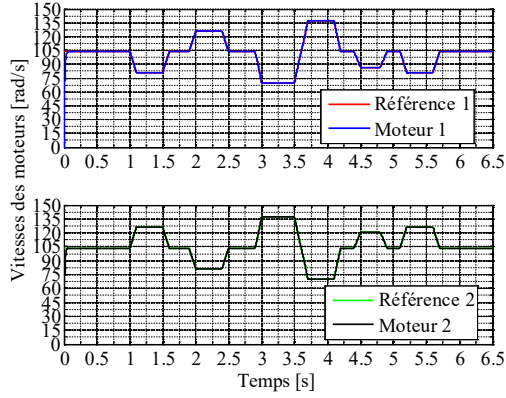
3.4 Résultats de simulation

Dans cette partie, la technique de contrôle DTC développé précédemment a été validée en simulation numérique à l'aide de logiciel Matlab/Simulink. Les paramètres des moteurs utilisés sont donnés dans le Tableau A.1 de l'annexe et les résultats de simulation sont présentés sur la Figure 3.5.

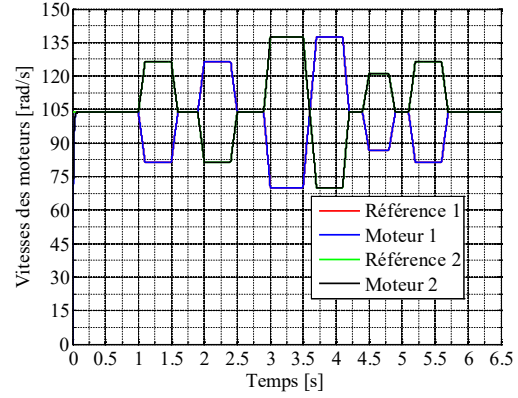
3.4.1 Essai 1

Dans cet essai, on impose un entraînement avec des vitesses différentes du système bi-machine mono-onduleur suivi d'une variation de charges. Les Figures 3.5 (a) et (b) montrent qu'il existe une poursuite exemplaire des vitesses de référence avec une réponse dynamique assez rapide et un très court transitoire lors des changements de consignes de vitesse. Les couples électromagnétiques des deux moteurs sont illustrés sur les Figures 3.5 (c) et (d). On remarque des réactions très souhaitables des deux moteurs lors des variations alternées des charges sur les deux moteurs. On remarque que l'application de variation des charges ne modifié pas les vitesses, ce qui signifie que les régulateurs de vitesse agissent bien avec la technique de contrôle développée. Les Figure 3.5 (k)-(n) montrent les formes sinusoïdales des courants absorbés par les des deux moteurs. On observe un oscillatoire en régime transitoire lors des réactions des moteurs aux variations de charges.

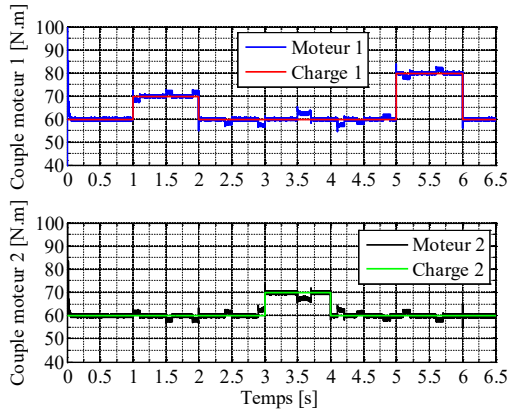
Les flux statoriques illustrés sur les Figures 3.5 (g)-(j) montrent que les valeurs estimées et réelles sont pratiquement identiques. On constate une bonne stabilité magnétique des deux moteurs face aux variations de charges et une très bonne dynamique du couple et un bon découplage des flux et couples.



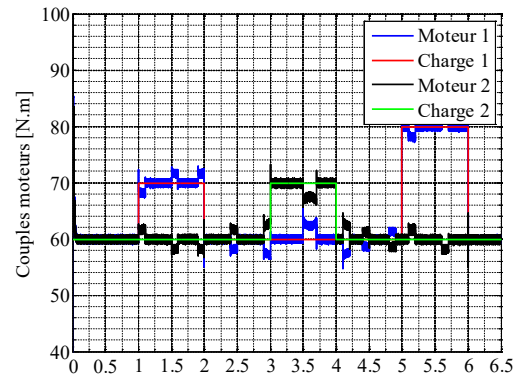
(a)



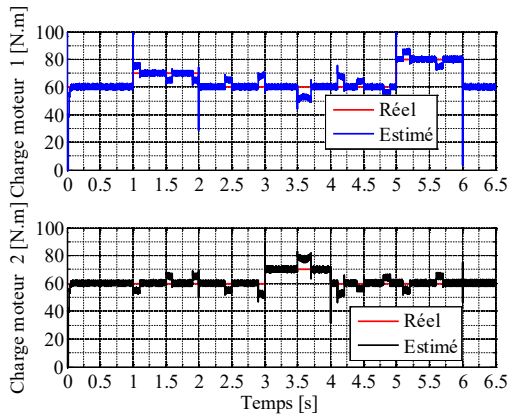
(b)



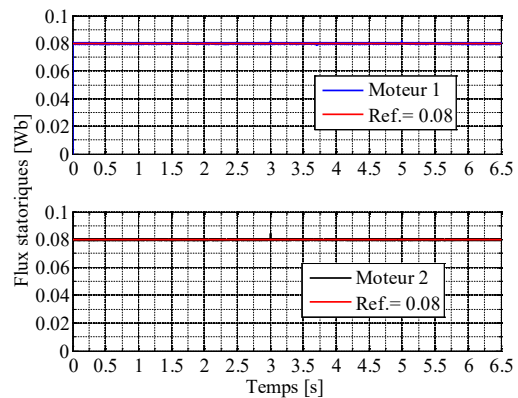
(c)



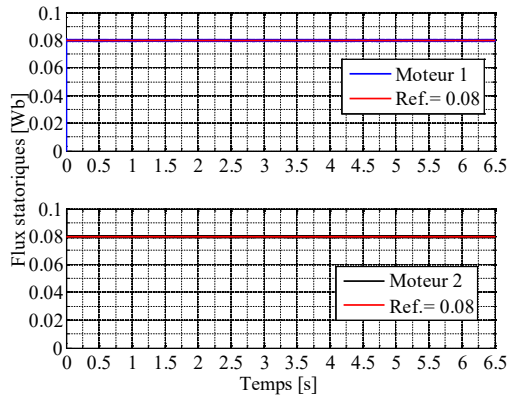
(d)



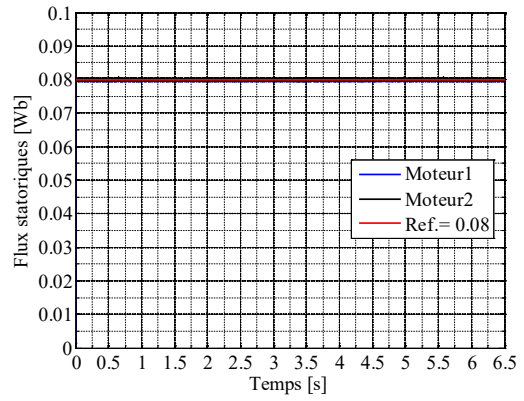
(e)



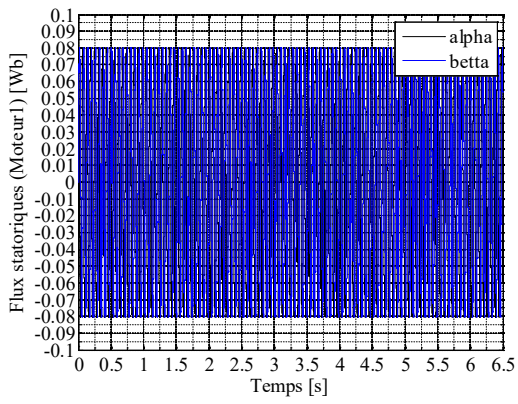
(f)



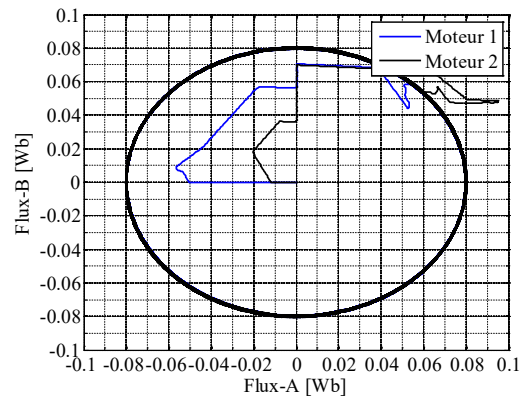
(g)



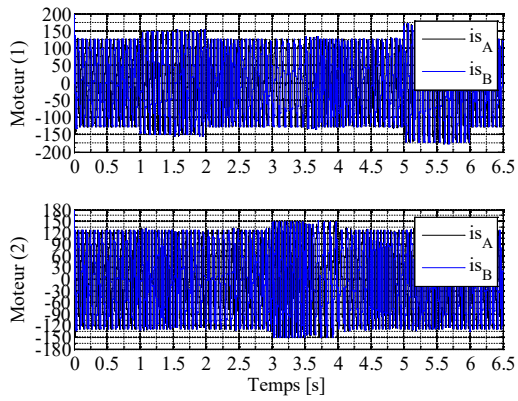
(h)



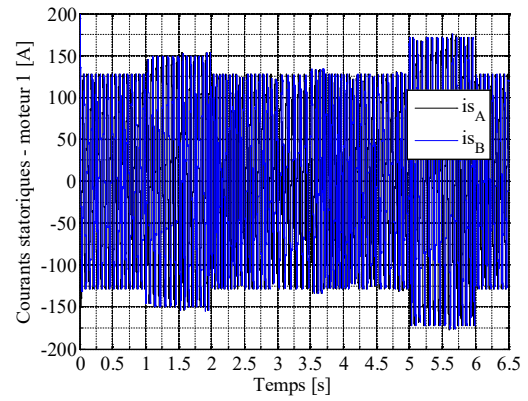
(i)



(j)



(k)



(l)

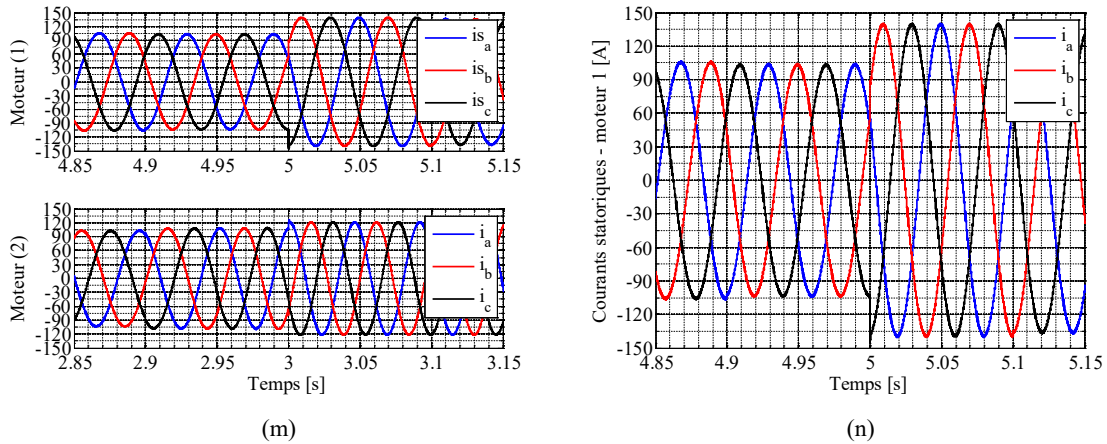
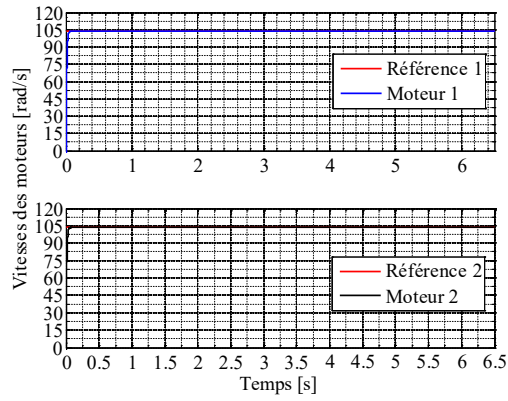


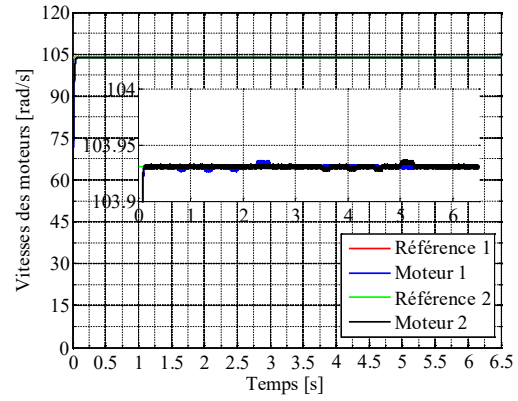
Figure 3.5 : Entraînement de deux moteurs MSAP avec des vitesses différentes.

3.4.2 Essai 2

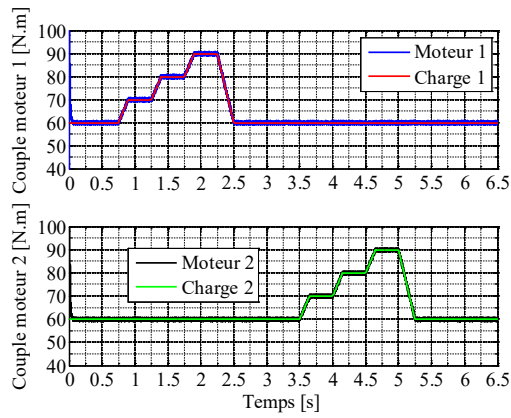
Dans ce deuxième essai, on impose un entraînement avec des vitesses identiques du système bi-machine mono-onduleur suivi d'une variation successive de charges. Les Figures 3.5 (a) et (b) montrent qu'il existe une poursuite exemplaire des vitesses de référence avec une réponse dynamique assez rapide et un très court transitoire lors des changements de consignes de vitesse, Figure 4.6(c). Les Figures 3.6 (a) et (b) présentent les réponses en vitesse des deux moteurs. On remarque que lors de variation de charges lorsque l'une des machines est perturbée, l'autre machine n'est pas influencée - comme tout processus indépendant-. On constate alors un fonctionnement satisfaisant tant en régime transitoire qu'en régime permanent. Les figures 3.6 (c)-(d) et 3.6 (e)-(f) illustrent respectivement les couples électromagnétiques et les flux statoriques des deux machines. Une poursuite exemplaire des couples de charge avec des réponses dynamiques assez rapides. Les flux statoriques ne sont pas perturbés lors des variations successives des charges appliquées aux deux moteurs, ce qui montre le bon découplage entre le flux et le couple. Par conséquent, toute perturbation affecte l'une des deux machines sera rejetée et l'autre n'est pas influencée. Ce qui confirme que le contrôle proposé n'induit pas de couplage entre les deux machines via la commande. Les Figures 3.6 (i)-(l) représentent les courants statoriques des deux moteurs correspondant au fonctionnement considéré. On observe une variation rapide lors des variations successives des charges.



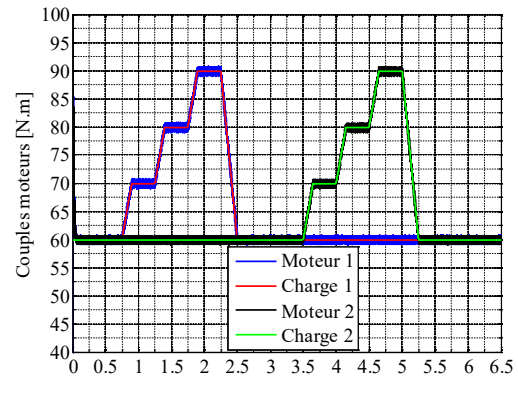
(a)



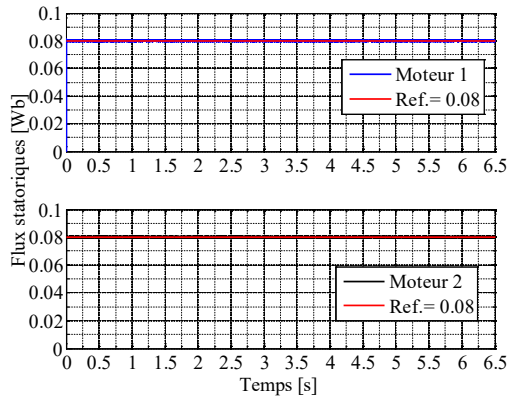
(b)



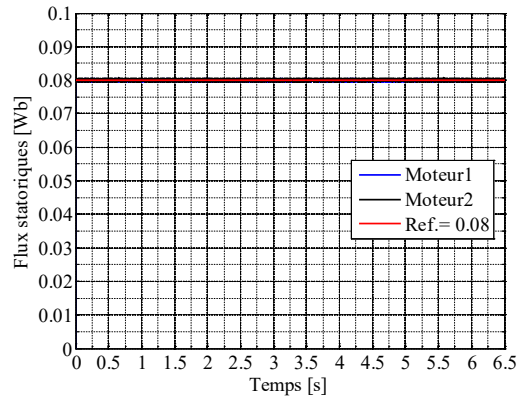
(c)



(d)



(e)



(f)

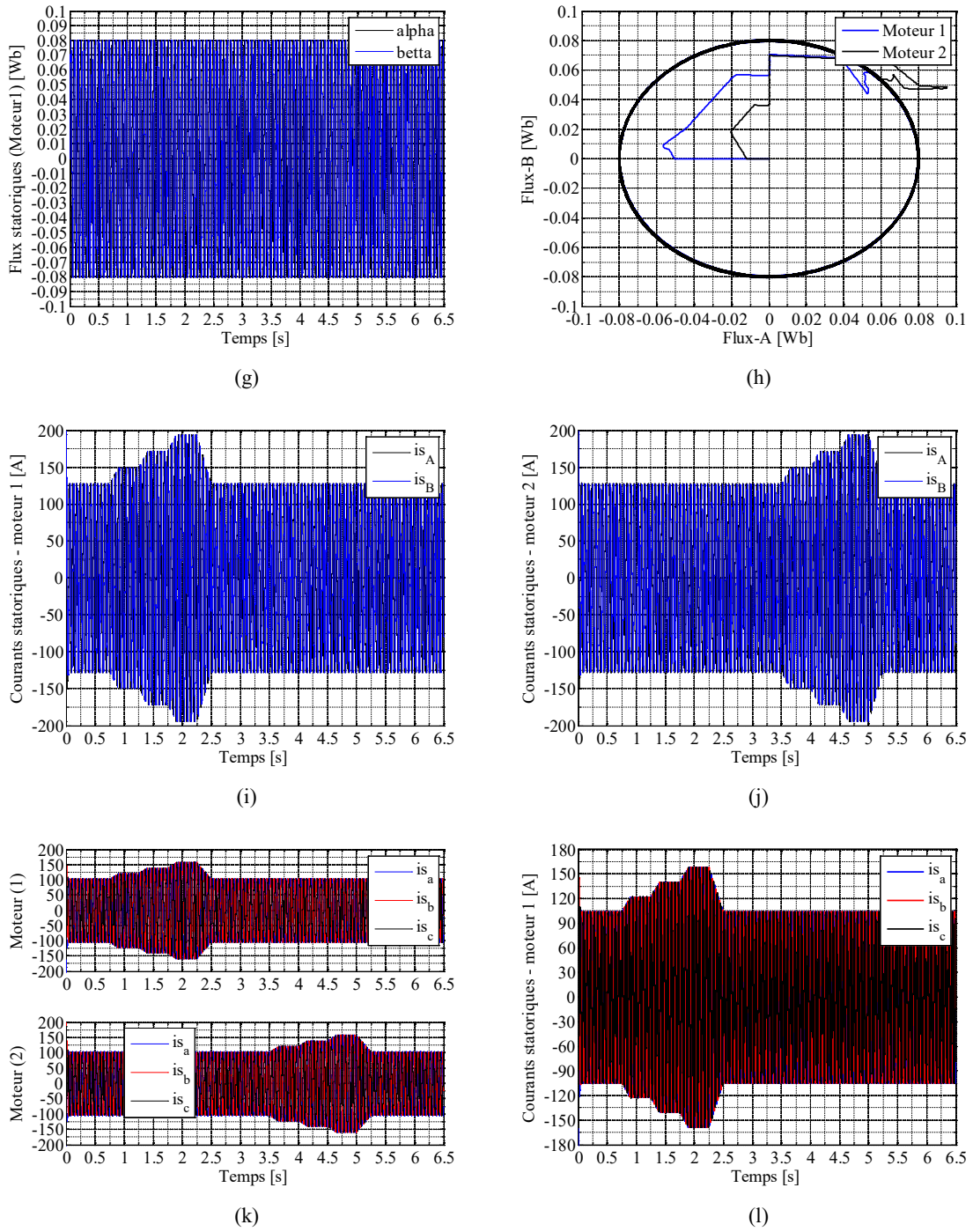


Figure 3.6 : Entraînement de deux moteurs MSAP avec des vitesses identiques.

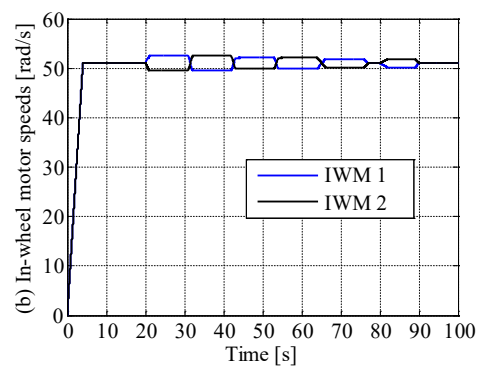
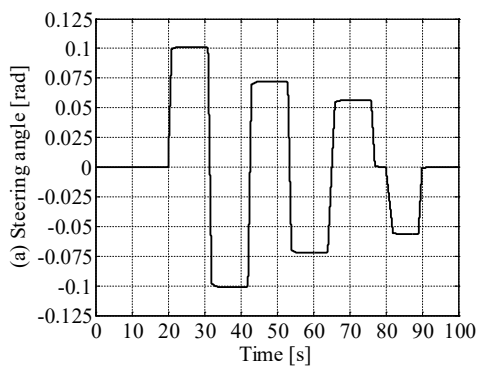
3.4.3 Essai 3

Dans ce dernier test de simulation, le conducteur du véhicule impose une vitesse constante de 52 km/h, soit 14,45 m/s, lors de la succession de virages, Figure 3.7 (a). Le système de traction est soumis alors à des vitesses de référence différentes suivies d'une évolution des couples résistants appliqués aux deux moteurs. Les roues avant du véhicule

sont orientées en fonction de la succession des virages. Lorsque le véhicule roule sur une route droite, les roues-motrices tournent avec des vitesses identiques. Lors des virages, un mécanisme différentiel agit immédiatement sur les quatre moteurs, abaissant les vitesses de rotation des roues situées à l'intérieur du virage, contrairement à celles situées à l'extérieur du virage. Dans cette situation, les vitesses de rotation des roues-motrices doivent être différentes, Figure 3.7(b). Les résultats de simulation illustrés à la Figure 3.7 présentent les avantages du contrôle DTC proposé en termes de réponse de couple rapide et de performances de suivi de vitesse, Figure 3.7(b)-(c). Lors de l'application des différents couples de charge – cas de la traction des véhicules électriques- Figure 3.7(d), la stratégie de contrôle DTC proposée fournit des réponses de couple rapides et précises avec de faibles ondulations de couple, ce qui est important dans le contrôle des véhicules électriques.

Une meilleure réponse des flux statoriques des deux moteurs est enregistrée sur la Figure 3.5(e). Les courants des deux moteurs présentent de formes sinusoïdales et confirment les réactions des moteurs faces aux variations de charges, Figure 3.7 (f)-(g). La Figure 3.7(e) illustre les forces de traction générées par les deux moteurs. On constate de fortes forces de traction fournies par les moteurs pour déplacer le véhicule au démarrage, puis une variation lors du passage dans les virages. Les Figures 3.7(h) et 7(i) montrent les vitesses longitudinales et latérales du véhicule. Lorsque le conducteur applique un braquage, le véhicule prend des virages et on constate une légère diminution de la vitesse longitudinale et l'existence de la vitesse latérale. On constate que la vitesse latérale ne se produit que lors des virages et qu'elle s'annule lorsque le véhicule roule sur une route droite.

Les résultats de la simulation dans différentes situations de conduite confirment la robustesse de la technique de contrôle proposée.



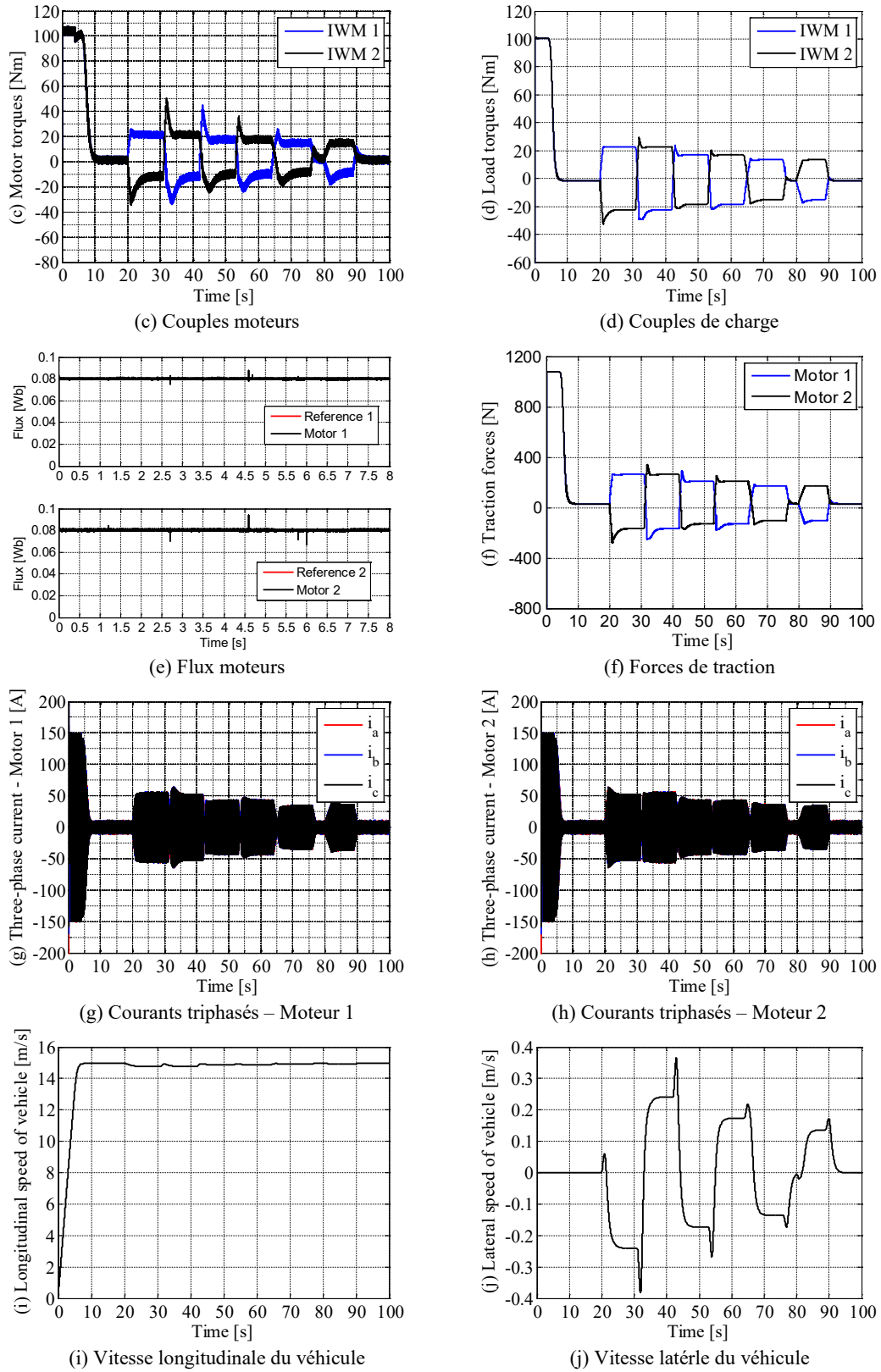


Figure 3.7. Résultats de simulation – cas de traction électrique.

3.5 Conclusion

Ce chapitre propose une nouvelle technique de contrôle d'un système composé de deux moteurs synchrones à aimants permanents (PMSM), alimentés par un seul onduleur à cinq bras, attachés aux essieux avant et arrière d'un véhicule électrique. La structure étudiée permet d'obtenir le comportement d'un différentiel mécanique et d'imposer aux moteurs-roues de tourner à des vitesses identiques ou différentes en imposant un contrôle indépendant à chaque roue motrice. Les résultats de la simulation montre que cette nouvelle technique de contrôle peut assurer une excellente dynamique du système de conduite du véhicule électrique et permettent de répondre à certaines contraintes imposées par la chaîne de traction, de plus en plus sur le couple.

Références bibliographiques

- [1] A. Bouscayrol *et al.*, "Control structures for multi-machine multi-converter systems with several couplings by criteria merging," in *2005 European Conference on Power Electronics and Applications*, 2005, pp. 9 pp.-P. 9: IEEE.
- [2] D. Bidart, M. Pietrzak-David, M. Fadel, and P. Maussion, "Commande cooperative des systèmes monoconvertisseur multimachines synchrones pour une application aéronautique," *REE. Revue de l'électricité et de l'électronique*, no. 6-7, 2010.
- [3] T. Ito, H. Inaba, K. Kishine, M. Nakai, and K. Ishikura, "Method Controlling Two or More Sets of PMSM by One Inverter on a Railway Vehicle," in *Journal of international Conference on Electrical Machines and Systems*, 2014, vol. 3, no. 2, pp. 207-214: Journal of International Conference on Electrical Machines and Systems.
- [4] J. Chiasson, D. Seto, F. Sun, A. Stankovic, and S. Bortoff, "Independent control of two PM motors using a single inverter: application to elevator doors," in *American Control Conference, 2002. Proceedings of the 2002*, 2002, vol. 4, pp. 3093-3098: IEEE.
- [5] T. Ahmed, H. Kada, A. J. I. J. o. P. E. Allali, and D. Systems, "New DTC strategy of multi-machines single-inverter systems for electric vehicle traction applications," vol. 11, no. 2, p. 641, 2020.
- [6] Y. Hu, S. Huang, X. Wu, and X. J. I. T. o. P. E. Li, "Control of dual three-phase permanent magnet synchronous machine based on five-leg inverter," vol. 34, no. 11, pp. 11071-11079, 2019.
- [7] Y. Song, J. Sun, Y. Zhou, Y. Liu, H. Luo, and J. J. I. T. o. P. E. Zhao, "Minimization of Capacitor Voltage Difference for Four-Leg Inverter Dual-Parallel IM System," vol. 37, no. 4, pp. 3969-3979, 2021.
- [8] Z. Liu, S. Shi, S. Yan, W. Sun, D. Jiang, and R. J. I. T. o. P. E. Qu, "A Novel Four-Leg Inverter Topology for Dual Three-Phase PMSM," 2022.
- [9] G. Jing and C. J. I. A. Zhou, "Control strategy for a five-leg inverter supplying dual three-phase PMSM," vol. 8, pp. 174480-174488, 2020.
- [10] B. Tabbache, S. Douida, M. Benbouzid, D. Diallo, and A. Kheloui, "Direct torque control of five-leg inverter-dual induction motor powertrain for electric vehicles," *Electrical Engineering*, vol. 99, no. 3, pp. 1073-1085, 2017.
- [11] A. El djallil Rabhi, K. Hartani, Y. Guettaf, and A. Norediene, "Robust Multimachine Control for Bisynchronous Propulsion Traction Chain of an Electric Vehicle," *SAE International Journal of Vehicle Dynamics, Stability, and NVH*, vol. 5, no. 10-05-02-0012, 2021.

- [12] M. A. M. Abdelkader Karim BELHIA "Commande d'un système de traction bi-machine mono-onduleur application au véhicule électrique," Master, Electrotechnique, Faculté de Technologie, Université de Saida, Juin 2021.
- [13] A. K. Belhia, K. Hartani, N. Aouadj, and T. M. Chikouche, "Modern Control Methode of Dual PMS in-Wheel Electric Engines for Vehicular Drive Using Five-Leg Inverter," in *2021 IEEE 4th International Conference on Computing, Power and Communication Technologies (GUCON)*, 2021, pp. 1-6: IEEE.
- [14] K. Hartani and A. Draou, "A new multimachine robust based anti-skid control system for high performance electric vehicle," *Journal of Electrical Engineering and Technology*, vol. 9, no. 1, pp. 214-230, 2014.
- [15] N. Aouadj, K. Hartani, and M. Fatiha, "New Integrated Vehicle Dynamics Control System Based on the Coordination of Active Front Steering, Direct Yaw Control, and Electric Differential for Improvements in Vehicle Handling and Stability," *SAE International Journal of Vehicle Dynamics, Stability, and NVH*, vol. 4, no. 10-04-02-0009, pp. 119-133, 2020.
- [16] C. S. Lim, N. A. Rahim, W. P. Hew, and E. J. I. T. o. I. E. Levi, "Model predictive control of a two-motor drive with five-leg-inverter supply," vol. 60, no. 1, pp. 54-65, 2012.
- [17] A. Khodadoost and A. Radan, "Novel comparative study between SVM, DTC and DTC-SVM in Five-Leg Inverter to drive two motors independently," in *4th Annual International Power Electronics, Drive Systems and Technologies Conference*, 2013, pp. 294-300: IEEE.
- [18] M. Jones, S. Vukosavic, D. Dujic, E. Levi, and P. J. I. E. P. A. Wright, "Five-leg inverter PWM technique for reduced switch count two-motor constant power applications," vol. 2, no. 5, pp. 275-287, 2008.
- [19] S. N. Pandya and J. Chatterjee, "Torque ripple minimization in direct torque control based induction motor drive using optimal multirate sampling technique," in *2010 Joint International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems & 2010 Power India*, 2010, pp. 1-7: IEEE.
- [20] B. Adda, H. Kada, N. Aouadj, K. A. J. I. J. o. P. E. Belhia, and D. Systems, "New independent control of a Bi Machine system powered by a multi-leg inverter applied to four in-wheel motor drive electric vehicle," vol. 14, no. 1, p. 614, 2023.
- [21] 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, no. 1, pp. 21-38, 2009.

Chapitre 4

Contrôle avancé de la stabilité longitudinale et latérale d'un véhicule électrique muni d'une nouvelle topologie de convertisseur de traction

4.1 Introduction

Dans notre travail, le système de traction du véhicule électrique étudié appartient à la catégorie des systèmes multi-machines multi-convertisseurs (MMS, Multi-Machine Multi-Converter Systems). Plusieurs études ont été menées pour réduire le nombre de composants en réduisant le nombre d'onduleurs [1, 2]. La particularité de notre travail est de développer une nouvelle topologie de convertisseur de puissance capable d'alimenter deux ou plusieurs moteurs-roues en parallèle, de fournir des lois de contrôle pour améliorer l'efficacité énergétique et assurer la stabilité globale.

La commande des systèmes multi-machines à convertisseur unique (MSS, Multi-Machine Single-Converter Systems) est le sujet de notre étude. Plusieurs recherches ont été menées pour contrôler les MSS. Une commande maître-esclave, basée sur la stratégie de contrôle direct du couple par prédiction de modèle non linéaire (DTC-SVM), est développée dans [3]. Pour répondre aux exigences de couple imposées par la chaîne de traction électrique, nous avons développé une approche de commande améliorée basée sur la DTC, appelée commande floue directe de couple (fuzzy-DTC). Elle permet d'imposer un contrôle indépendant pour chaque roue motrice réalisant la fonction d'un différentiel mécanique et des fonctions de sécurité supplémentaires, telles que la régulation du glissement à l'accélération (ASR), système de freinage antiblocage (ABS), direction avant active (AFS) et le contrôle direct de lacet (DYC).

L'objectif de notre travail consiste à développer un système de contrôle avancé en utilisant une nouvelle topologie de convertisseur de puissance, qui combine un nouveau contrôle longitudinal et latéral, dans le but d'améliorer le comportement, le confort et la stabilité du véhicule électrique à quatre roues motrices indépendantes. On a développé dans

ce chapitre le système de contrôle avancé pour un véhicule électrique à quatre roues motrices indépendantes, en se basant sur la commande DTC-SVM-floue. Pour contrôler le glissement des roues-motrices, en mode traction et en mode freinage, on a développé une nouvelle commande longitudinale qui combine les contrôles ASR et ABS. Pour améliorer la dirigeabilité et la stabilité dans des situations de conduite extrêmes du véhicule, on a proposé un contrôle latéral qui combine les systèmes de freinage DYC et AFS. Des résultats de simulation ont été présentés à la fin du chapitre.

4.2. Commande DTC-SVM-floue du système de traction d'un VE muni d'une nouvelle topologie de convertisseur

La Figure 4.1 présente la structure parallèle utilisée dans le système de traction du véhicule électrique étudié. En utilisant la configuration de l'onduleur de la Figure 4.2, la structure parallèle permet d'imposer une référence de vitesse différente aux deux moteurs-roues, contrôlés indépendamment. En conséquence, cela permet développer un système de différentiel électrique [4].

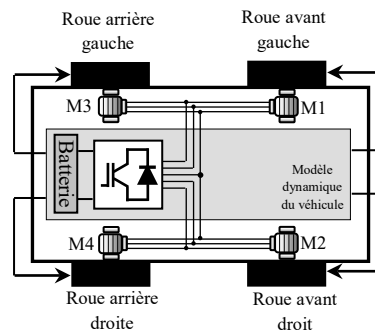


Figure 4.1. Structure du système de traction synchrone multimachine.

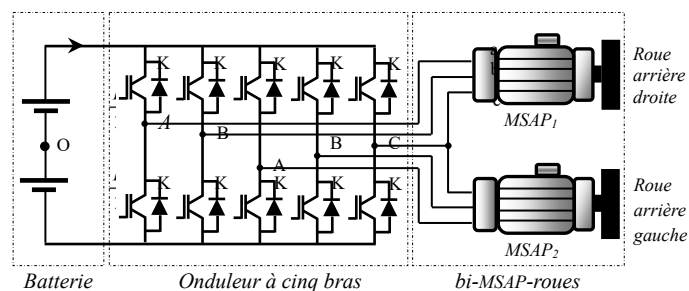


Figure 4.2. Structure parallèle de bi-MSAP roues alimentées par un onduleur à cinq bras.

La Figure 4.3 montre le schéma de contrôle DTC-SVM-floue appliqué pour la commande des moteurs-roues alimentés en parallèle par un onduleur à cinq bras [5]. Celui-ci nous a permis de réaliser un système différentiel électrique et plusieurs techniques de contrôle longitudinal et latéral, telles que l'ASR, l'ABS, l'AFS et le DYC, etc...

Les concepts de base de la méthode DTC-SVM-floue sont décrits ci-dessous. Dans la Figure 4.4, deux contrôleurs à logique floue (FLC1 et FLC2), basés respectivement sur les méthodes de Mandani et de Sugeno, utilisent les erreurs du flux statorique et du couple électromagnétique pour générer la tension appropriée de l'onduleur. Les tableaux 4.1, 4.2 ainsi que la Figure 4.5 montrent les règles floues et les fonctions d'appartenance des deux contrôleurs à logique floue. La Figure 4.6 montre les huit vecteurs de tension générés par l'onduleur triphasé à partir de huit configurations de commutation possibles [6].

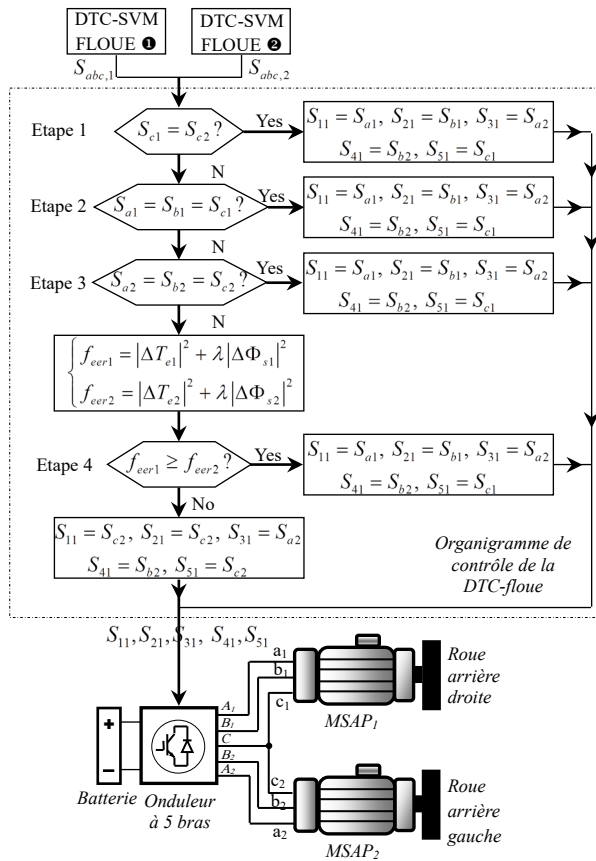


Figure 4.3. Schéma flou DTC-SVM pour la commande de moteurs MSAP doubles alimentés par un onduleur à cinq bras.

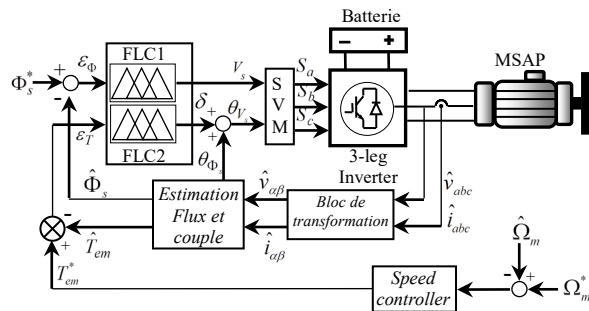


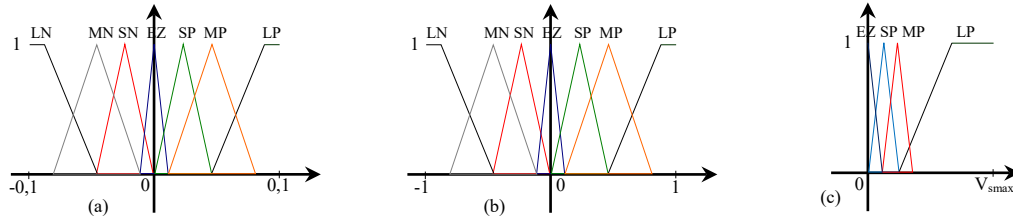
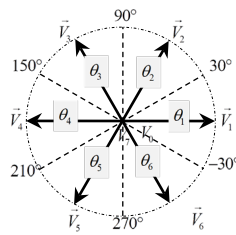
Figure 4.4. Schéma de contrôle DTC-SVM-flou d'un MSAP.

Tableau 4.1. Règles du contrôleur flou FLC 1.

$\tilde{e}_\phi$	$\tilde{e}_T$						
	LN	MN	SN	EZ	SP	MP	LP
LN	LP	MP	SP	SP	SP	MP	LP
MN	LP	MP	SP	SP	SP	MP	LP
SN	LP	MP	SP	EZ	SP	MP	LP
EZ	LP	MP	SP	EZ	SP	MP	LP
SP	LP	MP	SP	EZ	SP	MP	LP
MP	LP	MP	SP	SP	SP	MP	LP
LP	LP	MP	SP	SP	SP	MP	LP

Tableau 4.2. Règles du contrôleur flou FLC 2.

$\tilde{e}_\phi$	$\tilde{e}_T$						
	LN	MN	SN	EZ	SP	MP	LP
LN	$-5\pi/6$	$-5\pi/6$	$-3\pi/4$	π	$4\pi/3$	$4\pi/3$	$3\pi/4$
MN	$-5\pi/6$	$-3\pi/4$	$-4\pi/3$	π	$4\pi/3$	$3\pi/4$	$5\pi/6$
SN	$-3\pi/4$	$-4\pi/3$	$-4\pi/3$	π	$3\pi/4$	$5\pi/6$	$5\pi/6$
EZ	$-\pi/2$	$-\pi/2$	$-\pi/2$	$\pi/2$	$\pi/2$	$\pi/2$	$\pi/2$
SP	$-\pi/3$	$-\pi/3$	$-\pi/4$	0	$\pi/6$	$\pi/6$	$\pi/4$
MP	$-\pi/3$	$-\pi/4$	$-\pi/6$	0	$\pi/6$	$\pi/4$	$\pi/3$
LP	$-\pi/4$	$-\pi/6$	$-\pi/6$	0	$\pi/4$	$\pi/3$	$\pi/3$

**Figure 4.5.** Fonctions d'appartenance pour le FLC1 et le FLC2 : (a) erreur de flux, (b) erreur de couple, (c) tension de référence.**Figure 4.6.** Diagramme vectoriel d'un onduleur à deux niveaux.

Sur la base des considérations et de l'analyse susmentionnées, l'organigramme de la commande DTC-SVM-Floue du système d'entraînement est illustré à la Figure 4.3. Pour l'obtention du vecteur tension optimal alimentant les deux moteurs montés en parallèle et répondant aux besoins du système global, les états de commutation de l'onduleur à cinq bras

sont générés en combinant les états de commutation du premier et du deuxième onduleur triphasé à deux niveaux, respectivement S_{a1}, S_{b1}, S_{c1} et S_{a2}, S_{b2}, S_{c2} , selon l'algorithme présenté à la Figure 4.3. Le schéma de contrôle DTC-SVM-Flou de l'entraînement bi-moteurs PMS alimentés par un onduleur à cinq bras a été vérifié par simulation numérique à l'aide du logiciel MATLAB/Simulink. Les paramètres des moteurs de traction utilisés sont présentés dans le Tableau A.1 de l'annexe A.

1^{er} essai :

On a imposé des vitesses références différentes aux deux moteurs. Par conséquent, les couples appliqués à chaque moteur sont également différents. On remarque sur la Figure 4.7(a) que les vitesses des moteurs suivent parfaitement leurs vitesses de référence imposées au système bi-machines alimenté par l'onduleur à cinq bras. La réponse dynamique du système est assez rapide. La Figure 4.7(b) illustre l'évolution des couples électromagnétiques développés par les deux moteurs. On observe que les deux moteurs réagissent instantanément aux variations alternées des charges.

Les trajectoires des flux sont indiquées sur la Figure 4.7(c). On constate une forte stabilité magnétique des deux moteurs tout en assurant un bon comportement lors de l'apparition des perturbations. Les résultats de simulation ont mis en évidence une très bonne dynamique de couples et un découplage parfait entre les flux et les couples. Les courants statoriques des deux moteurs présentent de bonnes formes sinusoïdales et confirment les réactions des moteurs, Figure 4.7(d).

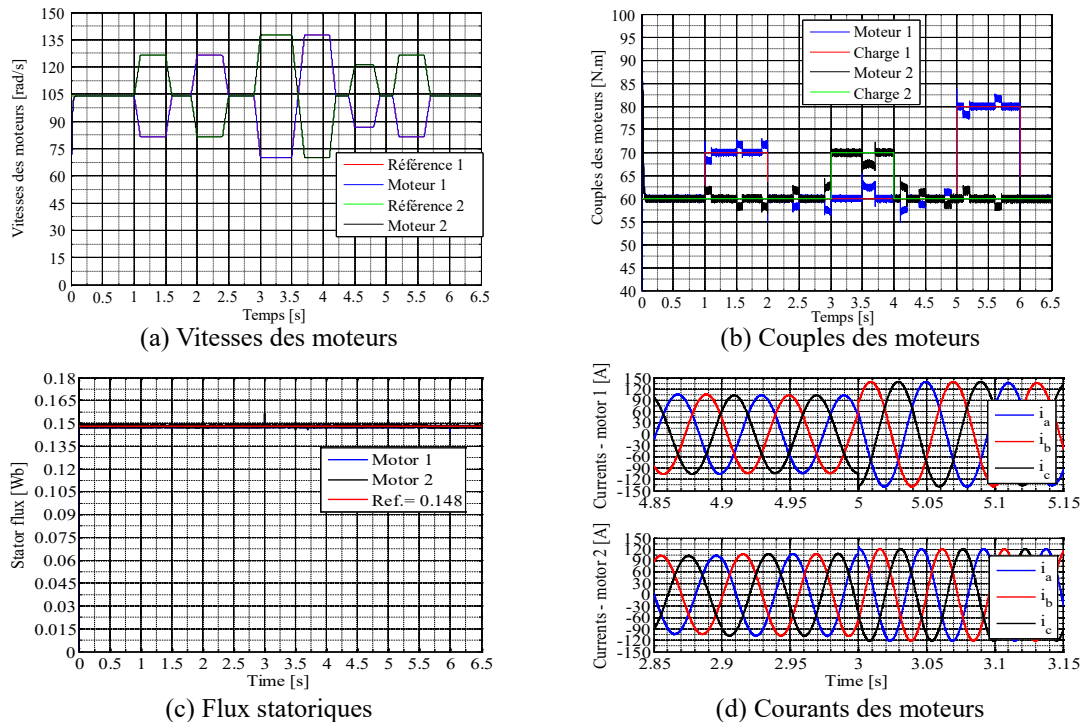
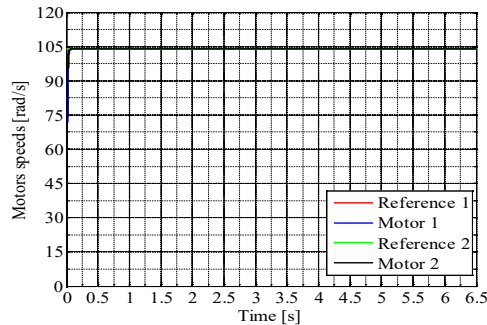


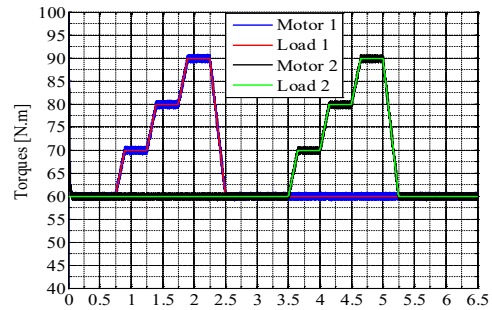
Figure 4.7. Résultats de la simulation - Pilotage de deux MSAP avec des vitesses différentes.

2^{ème} essai :

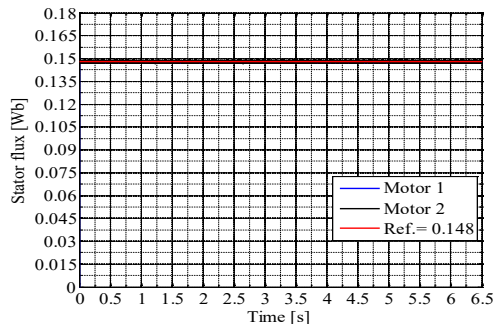
Afin de vérifier la stabilité du système composé de bi-MSAP alimentés par un onduleur à cinq bras et contrôlés par la technique DTC-SVM-floue, différentes charges sont appliquées aux deux moteurs (voir Figure 4.8(b)) tout en imposant la même référence de vitesse aux deux moteurs calculée dans le cas d'une route droite. La Figure 4.8(a) montre la réponse en vitesse des deux moteurs. Nous remarquons que lorsque l'un des deux moteurs est perturbé, l'autre moteur n'est pas du tout influencé. Ceci reflète de l'indépendance du contrôle. En conséquence, le fonctionnement du système est très satisfaisant en régime transitoire et permanent. Les Figures 4.8(b) et (c) illustrent que les couples électromagnétiques et les flux statoriques des deux moteurs suivent précisément leurs références. D'autant plus, les flux statoriques ne sont pas perturbés lors de variation des charges, ceci indique un très découplage parfait entre les flux et les couples. A l'aide du contrôle DTC-SVM-floue proposé, toute perturbation affectant l'un des deux moteurs est rejetée, alors que l'autre n'est pas affecté. Cela indique que la structure de puissance proposée (onduleur à cinq bras) n'induit pas de couplage entre les deux moteurs via la commande. Les Figures 4.8 (d)-(g) représentent les courants statoriques des deux moteurs correspondant au fonctionnement considéré. On observe une variation rapide des courants lors des variations des couples de charge. En termes de flux, de couple et de vitesse, la structure de contrôle proposée garantit le contrôle indépendant des deux moteurs.



(a) Vitesses des moteurs



(b) Couples des moteurs



(c) Flux statoriques

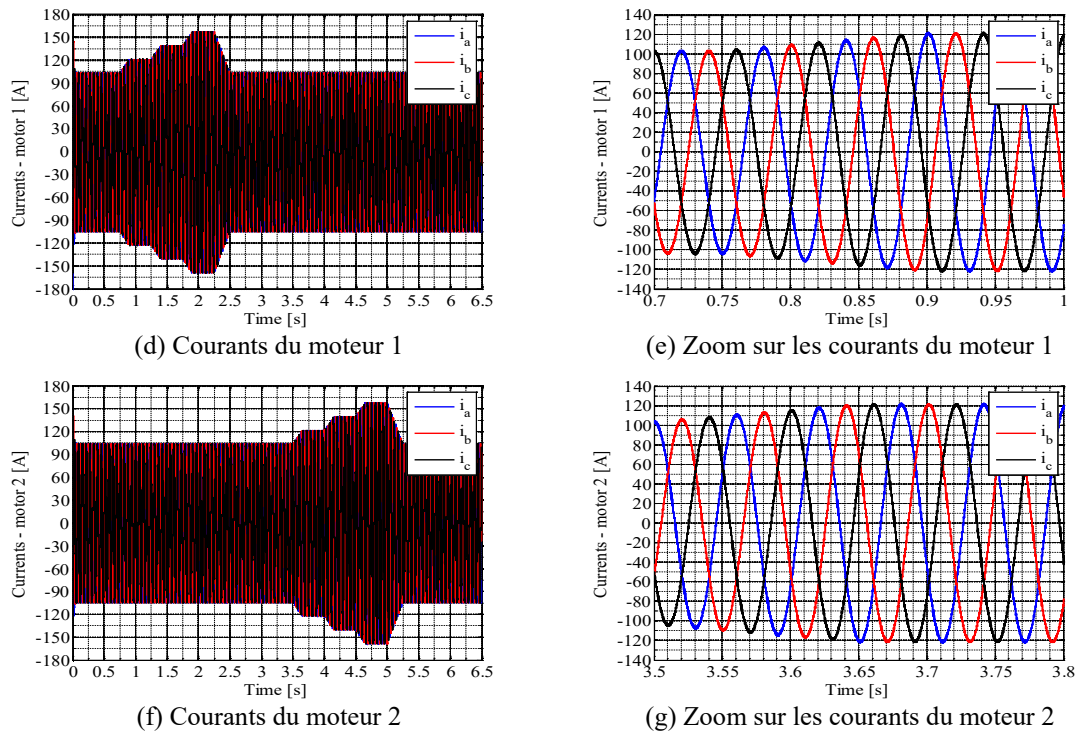


Fig. 4.8. Résultats de la simulation - Entraînement de deux moteurs à la même vitesse.

4.3. Contrôle avancé de la stabilité longitudinale et latérale d'un véhicule électrique

Les différents systèmes de contrôle de la dynamique de véhicule, en fonction des trois mouvements de translation du véhicule, peuvent être classés en trois catégories : contrôle longitudinal, latéral et vertical. L'ASR et l'ABS représentent deux approches classiques efficaces pour le contrôle de la dynamique longitudinale du véhicule [7]. Ces dernières années, plusieurs techniques de contrôle non linéaire ont été appliquées sur le contrôle du patinage des roues. Dans [8], un contrôle par modèle de comportement (BMC), destiné au contrôle du patinage des roues, a été appliqué pour résoudre le problème non linéaire de l'adhérence. Un système de contrôle de glissement à logique floue pour les véhicules électriques (VE) a été développé dans [9]. La perte d'adhérence d'une roue produit une détérioration significative du comportement global du système de traction et est susceptible de déstabiliser le véhicule. Pour surmonter le problème posé par le phénomène de patinage, un système de contrôle anti-patinage basé sur la logique floue a été présenté dans [4]. Le contrôle de l'ASR pour les VE à deux roues motrices indépendantes utilisant la distribution dynamique du couple est développé dans [10]. Pour éviter le glissement de la roue en mode traction ou son blocage en mode freinage, le rapport de glissement de chaque roue doit être contrôlé dans la zone stable. Notre travail propose une nouvelle commande longitudinale combinant les deux fonctions ASR et ABS pour un véhicule électrique à quatre roues motrices. Le contrôle longitudinal proposé présente l'avantage considérable

d'agir comme une régulation du glissement à l'accélération en empêchant le patinage des roues pendant l'accélération et comme un système de freinage antiblocage en empêchant les roues de se bloquer pendant le freinage. La combinaison de ces deux systèmes permet de contrôler le patinage des roues en ajustant le couple moteur des roues en mode traction et en mode freinage.

La Figure 4.9 montre le schéma fonctionnel de la structure de contrôle longitudinal et latéral pour un véhicule électrique, équipé de deux ensembles de moteurs-motrices connectés en parallèle et alimentés par un seul onduleur à cinq bras, un sur l'essieu avant et un sur l'essieu arrière [6].

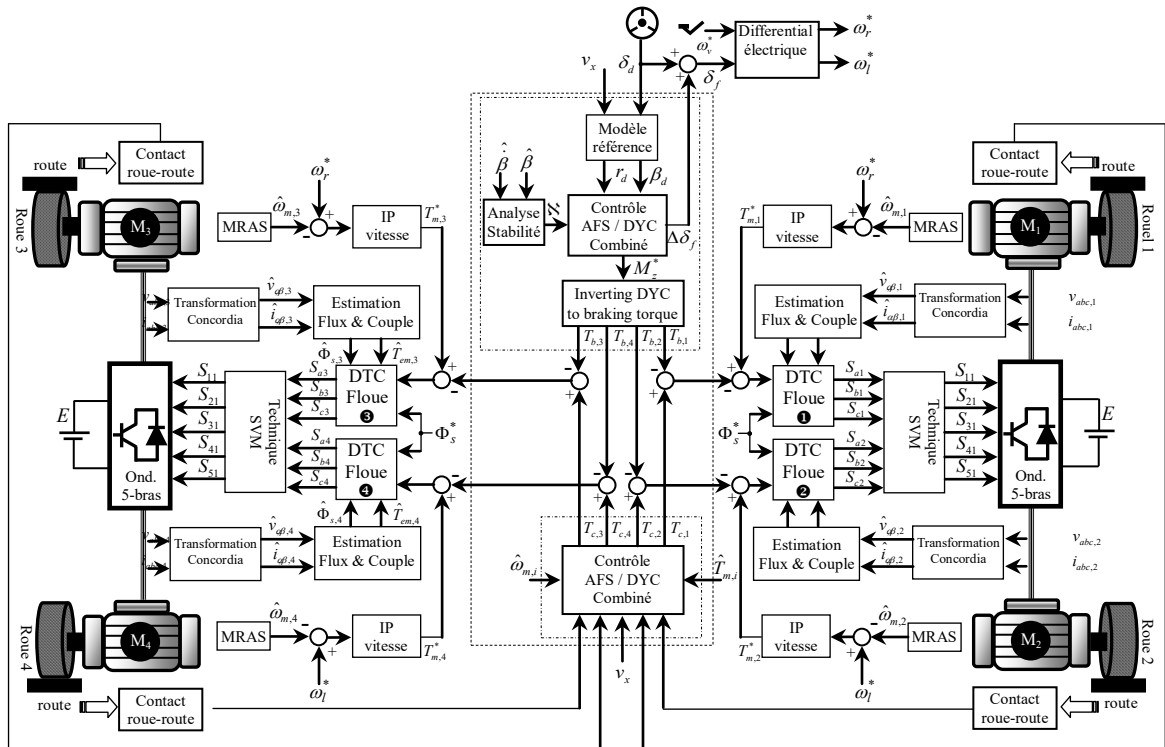


Figure 4.9. Schéma de principe du système de contrôle avancé pour véhicule électrique.

4.3.1. Contrôle longitudinal basé sur la combinaison des systèmes ASR/ABS

Le contrôle longitudinal proposé consiste à assurer deux fonctions principales de contrôle du glissement : fonction ASR pendant l'accélération (contrôle de la traction) et fonction ABS pendant la décélération (le freinage), en utilisant les couples du moteur électrique comme sources de signaux uniques des actionneurs. La combinaison de ces deux systèmes assure le contrôle de patinage des roues-motrices en mode traction et en mode freinage.

4.3.1.1. Contrôleur ASR basé sur une commande à logique floue

Le contrôle de patinage en accélération (ASR), basé sur une commande à logique floue, est conçu pour maintenir le patinage de la roue dans la plage optimale en utilisant l'accélération angulaire et le taux de patinage en ajustant le couple du moteur. En outre, pour limiter le glissement de la roue, nous avons ajusté le couple du moteur par une commande floue.

En mode accélération, le rapport de glissement est défini par les équations suivantes:

$$\lambda = \frac{R_{\omega} \omega_m - V_x}{R_{\omega} \omega_m} \quad (4.1)$$

L'accélération angulaire d'une roue peut être décrite comme une fonction du couple moteur et du rapport de glissement comme suit:

$$\dot{\omega}_m = \frac{T_m}{J_{\omega} + M_v R_{\omega}^2 (1 - \lambda)} \quad (4.2)$$

Le seuil d'accélération angulaire peut être décrit comme suit:

$$\dot{\omega}_{m_{opt}} = \frac{T_m}{J_{\omega} + M_v \hat{R}_{\omega}^2 (1 - \lambda_{opt})} \quad (4.3)$$

En fonction des deux variables d'entrée : $e_{\lambda} = \lambda - \lambda_{opt}$ la différence entre le rapport de glissement réel et le rapport de glissement optimal, et $e_{\omega} = \dot{\omega}_{m_{opt}} - \dot{\omega}_m$ la différence entre l'accélération angulaire réelle et l'accélération angulaire de seuil. Le Tableau 4.4 décrit les règles floues utilisées. Le contrôleur ASR flou génère le couple T_{ASR} , qui réduit simultanément le couple moteur et maintient le rapport de glissement correspondant de la roue motrice qui glisse dans la plage optimale.

Les fonctions d'appartenance pour les deux variables d'entrée (e_{λ} , e_{ω}) et la variable de sortie T_{ASR} sont présentées à la Figure 4.13. Où NG : négatif grand, NM : négatif moyen, NP : négatif petit, Z : zéro, PP : positif petit, PM : positif moyen, PG : positif grand.

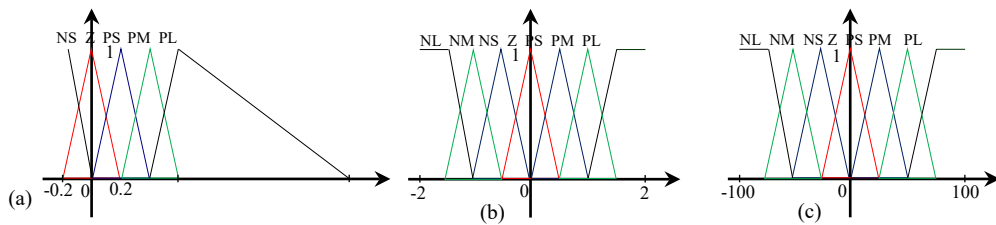


Figure 4.10. Fonctions d'appartenance pour les variables d'entrée et de sortie floues : (a) e_{λ} ; (b) e_{ω} ; (c)

T_{ASR}

Tableau 4.3. Les règles floues utilisées par le contrôleur ASR.

T_{ASR}		e_ω						
		NG	NM	NP	EZ	PP	PM	PG
e_λ	NP	EZ	EZ	EZ	EZ	EZ	EZ	EZ
	EZ	EZ	EZ	EZ	EZ	EZ	PP	PP
	PP	EZ	EZ	EZ	EZ	PP	PM	PM
	PM	EZ	EZ	PP	PP	PM	PG	PG
	PG	EZ	PP	PM	PM	PG	PG	PG

4.3.1.2. Contrôleur ABS basé sur un contrôle par mode glissant

En mode freinage, le rapport de glissement est défini par:

$$\lambda = \frac{V_x - R_\omega \omega_m}{V_x} \quad (4.4)$$

$$\dot{\lambda} = \frac{(1-\lambda)V_x + (R_\omega^2)F_t}{V_x} - \frac{V_x - R_\omega}{V_x J_\omega} T_b \quad (4.5)$$

La force longitudinale F_{ti} pour chaque roue est estimée en connaissant le couple et la dynamique de la roue comme suit:

$$F_{ti} = \frac{1}{R_\omega} (T - J_\omega \dot{\omega}_{mi} - R_{roll}) \quad (4.6)$$

La surface de glissement choisie est définie comme suit :

$$S = \dot{\lambda} - \dot{\lambda}_{opt} \quad (4.7)$$

Pendant les modes de freinage et/ou de décélération, le contrôleur ABS basé sur la commande à mode glissant (SMC) intervient immédiatement pour maintenir la valeur de glissement λ sous sa valeur optimale λ_{opt} et fournir un couple de freinage décrit par l'équation suivante :

$$T_{ABS} = \frac{J_\omega (1-\lambda) \dot{V}_x}{R_\omega} + R_\omega F_t - \frac{V_x J_\omega}{R_\omega} \dot{\lambda}_{opt} + Ksat \left(\frac{\lambda - \lambda_{opt}}{\phi} \right) \quad (4.8)$$

Où K est une constante positive, qui doit être choisie pour garantir la condition de glissement. η est un réel strictement positif qui détermine le taux de convergence vers la surface de glissement.

4.3.2. Contrôle latéral basé sur la combinaison des systèmes AFS/DYC

Le système de direction avant active (AFS) et le contrôle direct de la stabilité en lacet (DYC) représentent deux approches efficaces pour contrôler la stabilité latérale du véhicule. Pour améliorer la tenue de route du véhicule, le système AFS ajuste l'angle de glissement du pneu et fournit des forces latérales [11]. Afin d'assurer la stabilité du véhicule le DYC contrôle le mouvement de lacet et fournit les couples de freinage des roues en utilisant l'angle de braquage des roues [12]. Plusieurs recherches ont porté sur un schéma de combinaison de plusieurs actionneurs utilisant un couple actif de direction et de freinage.

Dans un premier temps, les chercheurs ont conçu séparément les systèmes AFS et DYC, puis ont mis en œuvre une méthode de commutation basée sur les conditions de conduite [13-15]. Une commande intégrée employant des algorithmes de commande AFS et DYC à gain programmé a été développée dans [11]. La région de stabilité du véhicule est définie par l'approche du plan de phase de l'angle de dérapage et de son taux. L'indice de stabilité définit la stabilité de la direction et des freins dans la plage de fonctionnement [16].

Pour maintenir la stabilité du véhicule dans des situations extrêmes de conduite, un contrôle dynamique latéral du véhicule combinant les systèmes AFS et DYC est développé dans cette partie. Le système AFS génère le moment de lacet correctif pour forcer la vitesse de lacet à suivre sa valeur désirée en ajoutant un angle correctif aux roues avant et en minimisant l'angle de dérapage du véhicule en contrôlant la force latérale des roues. Lorsque les états du véhicule dépassent les limites de stabilité, le système DYC fournit le moment de lacet correctif supplémentaire pour ramener les états du véhicule dans la région de référence en contrôlant l'angle de dérapage par l'activation du système de freinage différentiel et, par conséquent, le système DYC améliore la stabilité du véhicule. La structure de la commande latérale proposée est présentée à la Figure 4.11.

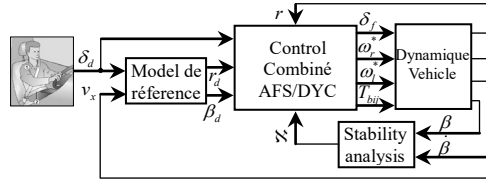


Figure 4.11. Schéma de principe du contrôle de la dynamique latérale du véhicule.

Le modèle de référence de la vitesse de lacet souhaitée est adopté pour maintenir le véhicule dans la zone de sécurité. Le modèle de référence pour la vitesse angulaire en lacet r_d est une fonction de l'angle de braquage de la roue avant δ_f , comme suit [17]:

$$r_d = \frac{k_r}{1 + \tau s} \delta_f(s) \quad (4.9)$$

Où

$$k_r = \frac{v_x}{l_f + m_{tot} l_f l_r v_x^2 / 2 l_f (l_f + l_r) K_{yr}} \quad (4.10)$$

$$\tau = \frac{J_y v_x}{m_{tot} l_r v_x^2 + 2 K_{yr} l_f (l_f + l_r)} \quad (4.12)$$

Avec k_r est le facteur de stabilité, et τ est la constante de temps souhaitée.

Le contrôleur combiné AFS/DYC est conçu pour que le véhicule suive la vitesse de lacet de référence en ramenant à zéro l'erreur de suivi entre la vitesse de lacet réelle et la vitesse de lacet souhaitée. Le but de la stabilité du véhicule est de minimiser le glissement et l'accélération latérale, et le comportement de l'angle de dérapage et de son taux restent dans

les limites de sécurité spécifiées sur le plan de phase.

Pour obtenir un bon suivi du point de consigne de la vitesse de lacet, le contrôle combiné AFS/DYC définit la valeur de l'angle de braquage actif $\Delta\delta_f$, et le moment de lacet correctif M_z^* , qui sont obtenus comme suit:

$$\Delta\delta_f = \frac{v_x}{C_{yf}} \left[m\dot{\beta}_d + \left(2 \frac{-C_{yf}L_f + C_{yr}L_r}{v_x^2} - m \right) r_d + \dots \right. \\ \left. + \left(2 \frac{-C_{yf}L_f + C_{yr}L_r}{v_x^2} - m \right) \beta_d - \alpha_1 (\beta - \beta_d) \right] \quad (4.13)$$

$$M_z^* = J_v + m\dot{\beta}_d + \left(2 \frac{-C_{yf}L_f + C_{yr}L_r}{v_x} \right) r_d + 2(C_{yf}L_f - C_{yr}L_r)\beta_d - C_{yf}L_f\Delta\delta_f - \alpha_2(r - r_d) \quad (4.14)$$

Lorsque le véhicule entre dans une situation dangereuse ou une zone dangereuse définie par un indice de stabilité $\aleph$, le système de freinage DYC intervient immédiatement avec le système AFS qui produit un moment de lacet correctif pour le ramener dans la zone stable tout en maintenant la tenue de route et la stabilité latérale du véhicule [11].

Pour définir la région de stabilité, l'indice de stabilité $\aleph$ est défini comme suit:

$$\aleph = |2.49\dot{\beta} + 9.55\beta|, \quad \aleph < 1 \quad (4.15)$$

Où $\aleph_{\min} = 0.8$ et $\aleph_{\max} = 1$

$$\dot{\beta} = \frac{a_y}{v_x} - r \quad (4.16)$$

Le système DYC est activé en fonction de l'indice de stabilité $\aleph$ et du paramètre de planification du gain $\rho(\aleph)$ suivant l'équation suivante :

$$\rho = \begin{cases} \rho_{\max} & \text{if } \aleph \leq \aleph_{\min} & \text{steering} \\ \frac{\aleph_{\max} - \aleph}{\aleph_{\max} - \aleph_{\min}} \rho_{\max} + \dots & \text{if } \aleph_{\min} \leq \aleph \leq \aleph_{\max} & \text{steering + braking} \\ + \frac{\aleph - \aleph_{\min}}{\aleph_{\max} - \aleph_{\min}} \rho_{\min} & \\ \rho_{\min} & \text{if } \aleph \geq \aleph_{\max} & \text{steering + full braking} \end{cases} \quad (4.17)$$

Où $\rho_{\min} = 10^{-5}$ et $\rho_{\max} = 10^{-3}$.

Les couples de freinage, basés sur le moment de lacet correcteur M_z^* , qui seront appliqués aux roues motrices du véhicule électrique sont définis comme suit [18]:

- En cas de sous-virage :

- Le frein de la roue arrière gauche est activé lorsque le véhicule tourne dans le sens inverse des aiguilles d'une montre.

$$T_{brl} = \frac{2R_{\omega} M_z^*}{D} \quad (4.18)$$

- Le frein de la roue arrière droite est activé lorsque le véhicule tourne dans le sens des aiguilles d'une montre.

$$T_{brd} = -\frac{2R_{\omega}M_z^*}{D} \quad (4.19)$$

- En cas de survirage :

- Le frein de la roue avant droite est activé lorsque le véhicule tourne dans le sens inverse des aiguilles d'une montre.

$$T_{bfr} = -\frac{2R_{\omega}M_z^*}{D} \quad (4.20)$$

- Le frein de la roue avant gauche est activé lorsque le véhicule tourne dans le sens des aiguilles d'une montre.

$$T_{bfl} = \frac{2R_{\omega}M_z^*}{D} \quad (4.21)$$

4.4. Résultats des simulations

Le modèle présenté à la Figure 4.9 est mis en œuvre à l'aide du logiciel Matlab/Simulink pour évaluer l'efficacité du système de contrôle avancé proposé pour la stabilité longitudinale et latérale d'un véhicule électrique à quatre roues motrices indépendantes. Les quatre moteurs MSAP intégrés aux roues sont commandés par une stratégie DTC-SVM-floue par le biais d'une nouvelle topologie de convertisseur de puissance (onduleur à cinq bras) alimenté par la tension continue (batterie). Les caractéristiques du véhicule et les valeurs numériques des différents paramètres utilisés sont définis dans le tableau A.2 de l'annexe A.

Afin de caractériser le comportement du système de traction étudié, le véhicule électrique est soumis à un mouvement rectiligne sur une route horizontale avec un profil de vitesse, défini sur la Figure 4.12(a). Seule la partie extra urbaine du cycle NEDC (New European Driving Cycle) est retenue pour notre étude. Elle réalise un scénario formé d'accélération/décélération et de plusieurs paliers de vitesse.

4.4.1. Essai 1

Dans un premier essai, on se propose ici de mettre en évidence le phénomène de patinage. Ce phénomène peut entraîner l'instabilité du véhicule pour deux raisons :

- le déséquilibre des forces de traction induit par la perte d'adhérence.
- l'augmentation du glissement engendre une diminution des forces latérales nécessaires au maintien du véhicule sur sa trajectoire.

L'essai consiste à simuler le passage des roues motrices du VE d'une route sèche à

une route humide en phase d'accélération et en phase de décélération, entre $t = 4 \div 8s$ et $t = 41 \div 43s$, respectivement. Lorsque les roues commencent à patiner aux instants $t = 4s$ et $t = 41s$, les fonctions ASR/ABS s'activent pour éviter le phénomène de patinage. On remarque sur la Figure 4.12 (a), que les vitesses linéaires des roues motrices restent pratiquement identiques et suivent parfaitement la vitesse de référence du véhicule. Elles présentent des comportements transitoires pendant les phases d'accélération et de décélération, Figures 4.12 (b)-(c). On note l'accroissement des glissements respectifs des quatre roues, mais ceux-ci restent néanmoins à des valeurs comprises dans la zone de pseudo-glissement, Figure 4.12 (d). Ce résultat est obtenu grâce à la limitation et le maintien des glissements des roues dans la zone de pseudo-glissement.

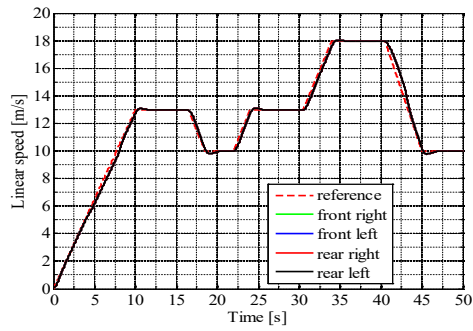
Une première conséquence de cette stratégie de contrôle est que les vitesses des moteurs sont égales présentent des légères variations lors du changement d'un type de route à un autre, Figures 4.12 (e)-(f). La perte d'adhérence imposée aux roues motrices pendant la phase d'accélération produit une diminution des couples de charge appliqués aux roues, Figure 4.12 (g). Le comportement des moteurs associés à ces roues voit leurs couples de charge diminuer fortement par l'application des couples ASR (Figure 4.12 (i)), ce qui établit une autorégulation en réduisant leurs couples moteurs, Figures 4.12 (h) et (k). Comme résultats, les vitesses des roues sont bien maîtrisées et leurs réadhésion est réalisée.

Le même phénomène se répète pendant la phase de décélération et lors de la perte d'adhérence simulée entre $[41 \div 43s]$, le contrôleur ABS agit immédiatement en générant un couple négatif afin d'établir une auto régulation en augmentant le couple moteur, Figure 4.12 (j) et 4.12 (k).

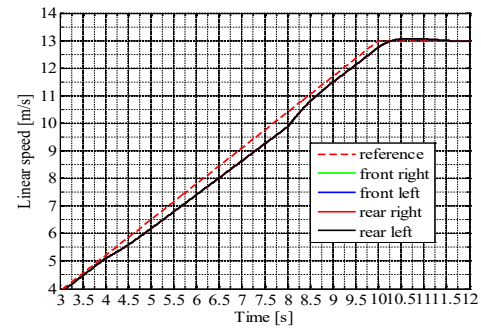
Le comportement des couples des moteurs est montré dans les Figure 4.12 (l). Les trajectoires temporelles des forces de traction, les variables d'action de la vitesse du véhicule, sont illustrées par la Figure 4.12 (l).

D'après, les résultats de simulation, on confirme que le patinage est bien évité et les roues motrices trouvent leurs adhérences et les vitesses des quatre moteurs restent maîtrisées pendant tout l'essai de simulation. D'après la Figure 4.12 (m), nous pouvons souligner une différence entre les forces normales de l'essieu avant et arrière lors du déplacement du véhicule. Les Figures 4.12 (n) illustre les accélérations longitudinales des roues. Quand à la vitesse latérale v_y et celle de lacet r , une constatation immédiate s'impose, qu'elles s'annulent quand le véhicule roule sur une route droite, Figure 4.12 (o) - (s). Leur existence est conditionnée par le braquage des roues du véhicule (cas des virages).

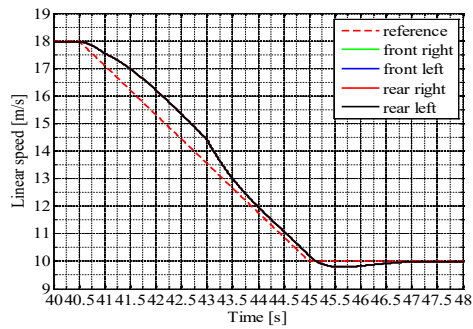
Le système anti-patinage/anti-blocage a montré sa capacité à résoudre le problème non linéaire du contact roue-route et le système global a présenté un comportement très stable lors des changements de conditions d'adhérence.



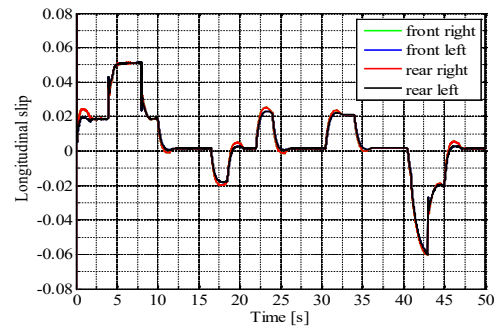
(a) Vitesses linéaires



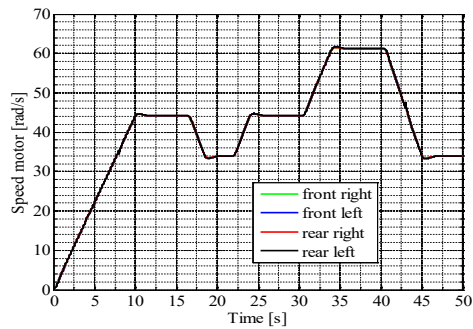
(b) Vitesses linéaires (zoom)



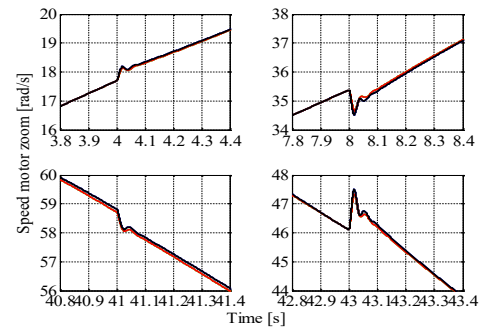
(c) Vitesses linéaires (zoom)



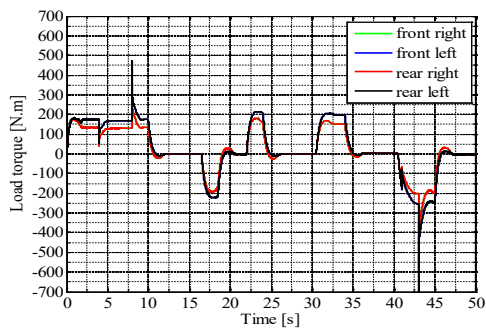
(d) Glissement longitudinal



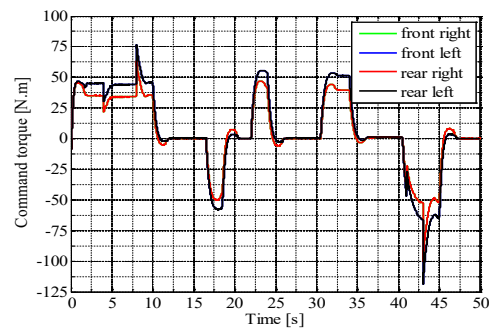
(e) Vitesses des moteurs



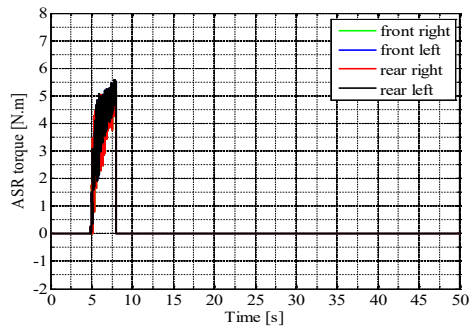
(f) Vitesses des moteurs (zoom)



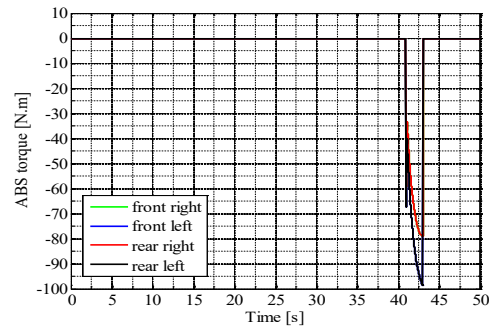
(g) Couples de charge



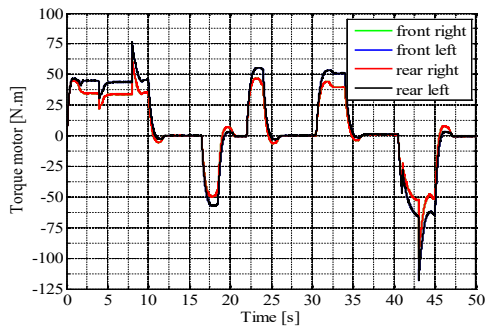
(h) Couples de commande



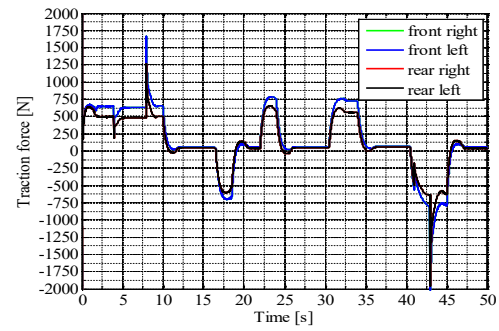
(i) Couples ASR



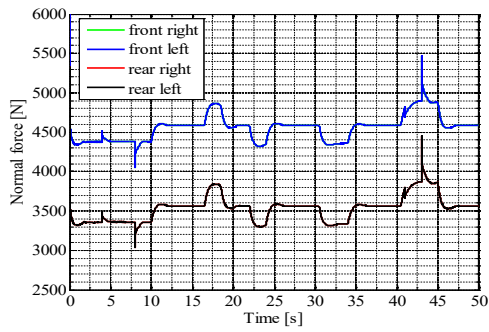
(j) Couples ABS



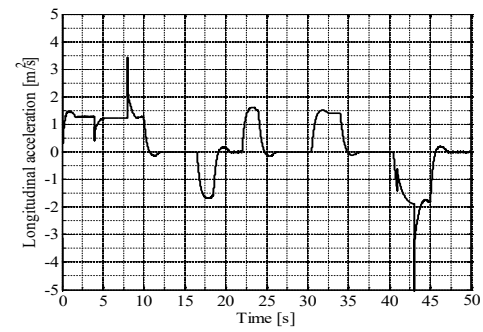
(k) Couples moteurs



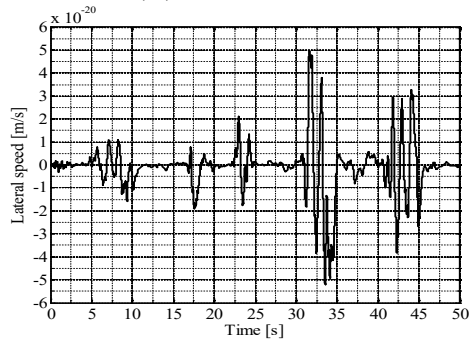
(l) Forces de traction



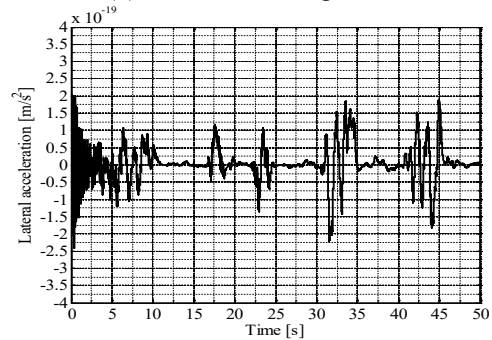
(m) Forces normales



(n) Accélération longitudinale



(o) Vitesse latérale



(p) Accélération latérale

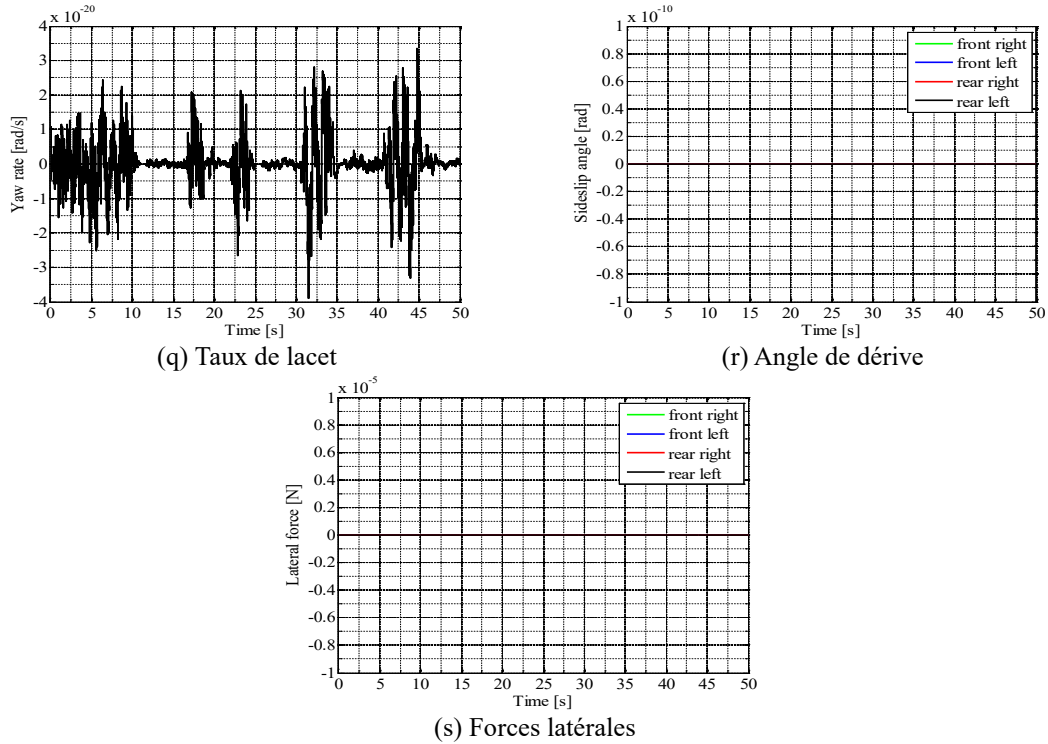


Figure 4.12. Résultats de Simulation – Essai 1.

4.4.2. Essai 2

Dans ce deuxième essai, le véhicule électrique est soumis au profil de vitesse utilisé dans le premier essai. Une fois que le véhicule atteint les phases où sa vitesse est constante, soit les vitesses 13 et 18 m/s , un changement successif du rayon de courbure est imposée au véhicule par la consigne de braquage, Figure 4.13 (a) et (b). Par conséquent, les roues avant du véhicule sont orientées à gauche et à droite selon la trajectoire désirée.

Les Figures 4.13 (c) et (d) montrent la réponse de l'état dynamique du véhicule étudié correspond à la trajectoire désirée qui est définie par la vitesse longitudinale v_x et la vitesse latérale v_y . On observe que la vitesse longitudinale v_x suit la vitesse de référence du véhicule avec une légère variation lorsque le véhicule prend les virages. La vitesse latérale v_y ne se produit que pendant les virages et disparaissent lorsque le véhicule roule sur une route droite. Les Figures 4.13 (e) et 4.13 (f) illustrent les performances de vitesse de lacet et l'angle de braquage respectivement sur le comportement du véhicule. Selon la Figure 4.7 (e), la vitesse de lacet du véhicule contrôlé suit sa vitesse désirée, avec une petite erreur. L'angle de braquage correctif $\Delta\delta_f$ fourni pour améliorer la dynamique latérale du véhicule est illustré par la Figure 4.7 (f). Notons que le contrôleur AFS soustrait ou ajoute cet angle de braquage correctif pendant toute la manœuvre (Figure 4.13 (g)), pour réduire l'accélération latérale de véhicule afin d'assurer le confort du véhicule. L'accélération latérale et l'angle de dérive du véhicule sont illustrés dans les Figures 4.13 (h) et 4.13 (i).

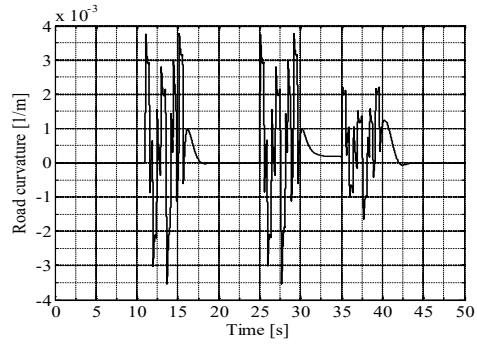
On peut déduire que le véhicule avec le contrôle AFS/ABS combiné atteint des pics plus faibles pour l'accélération latérale et l'angle de dérive en réponse à l'angle de direction de conducteur.

Les performances de contrôle combiné AFS/DYC sont utilisant l'indice de stabilité κ et le paramètre de planification ρ sont illustrées sur les 4.13 (g) à 4.13 (j). Ces figures montrent comment la force de freinage est appliquée sur le véhicule en fonction de l'indice de stabilité κ et du paramètre de planification ρ en fonction de la trajectoire désirée. La Figure 4.13 (j) montre que, lorsque l'indice de stabilité $\kappa < 0.8$, seule la commande de direction est active pour améliorer la tenue de route et la stabilité du véhicule et le moment de lacet de correction M_z^* est maintenu nul, Figure 4.13 (l). Dans ce cas, le paramètre de planification est fixé à sa valeur maximale, Figure 4.13 (k). Lorsque l'indice de stabilité $\kappa > 0.8$ est détecté, comme le montre la Figure 4.13 (m), le système de freinage DYC intervient immédiatement avec le contrôle AFS pour amener le véhicule dans la région de sécurité et maintenir la tenue de route et la stabilité du véhicule. Comme illustré sur le plan de phase de la Figure 4.13 (n), le véhicule est loin des limites de la région de stabilité.

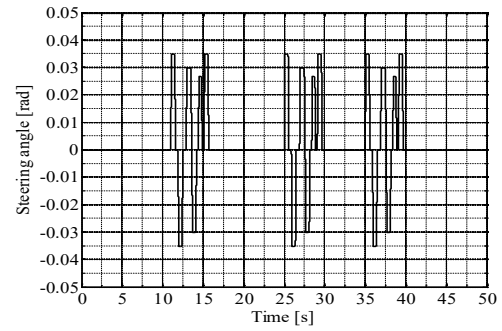
La Figure 4.13 (o) montre les vitesses de rotation des quatre moteurs lorsque le véhicule tourne avec une vitesse constante. On note qu'ils ont les mêmes variations de vitesse lorsque le véhicule roule sur une route droite. Mais lors des virages successifs, elles sont différentes tout en n'affectant pas la vitesse linéaire du véhicule, Figure 4.13(p). Notons qu'à chaque début de virage, le mécanisme différentiel agit immédiatement sur les quatre moteurs, réduisant les vitesses des roues qui sont à l'intérieur du virage, contrairement à ceux de l'extérieur. A ce moment, les vitesses des roues changent de valeur. Dans le cas d'un virage à droite, les moteurs (M3 et M4) situés en dehors de la courbe du virage tournent à des vitesses supérieures à celles de (M1 et M2). Tandis que dans le cas d'un virage à gauche, ce sont les moteurs (M1 et M2) tournent à des vitesses supérieures à celles de (M3 et M4).

La Figure 4.13 (p) illustre la variation des couples moteurs. Nous remarquons que les couples développés par les moteurs M1 et M2 sont supérieurs à ceux des moteurs M3 et M4 dans le cas d'un virage à droite, et inversement dans le cas d'un virage à gauche.

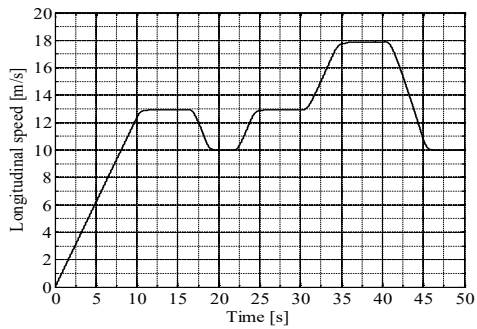
Dans la Figure 4.13 (q), nous illustrons les forces de traction générées par les moteurs de l'essieu avant (M1 et M3) et les deux moteurs de l'essieu arrière (M2 et M4). Nous notons de fortes forces de traction fournies par les moteurs pour vaincre les forces de résistance à l'avancement du véhicule. On constate une différence entre les forces de traction lors du passage en virage. En effet, les moteurs à l'intérieur de la courbure de virage produisent des forces de traction inférieures à celles des moteurs à l'extérieur de la courbure de virage. Il en va de même pour les couples de charge imposés aux moteurs, Figure 4.13 (r).



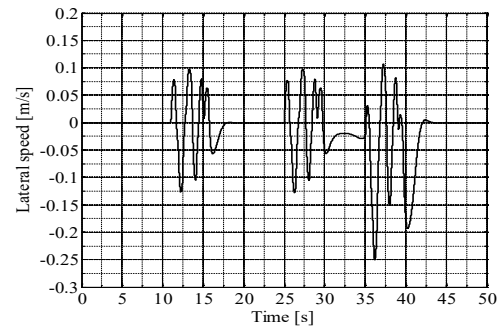
(a) Profil de route



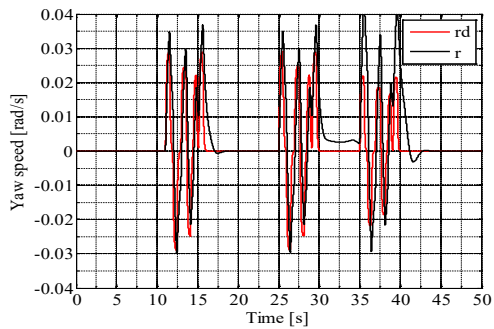
(b) Angle de braquage



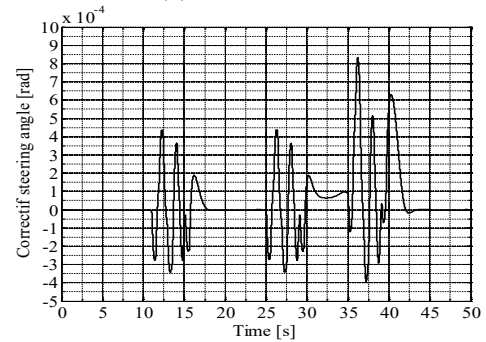
(c) Vitesse longitudinale



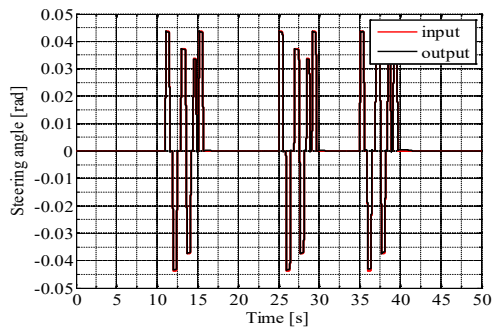
(d) Vitesse latérale



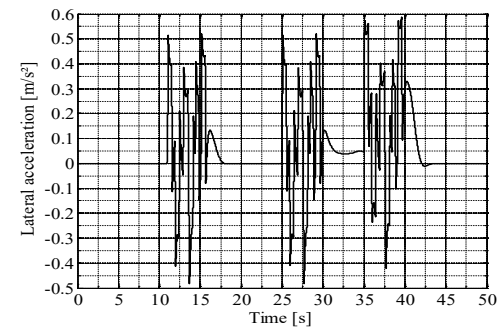
(e) Vitesse de lacet



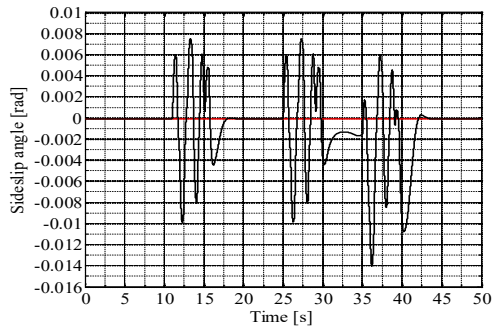
(f) Angle de braquage correctif



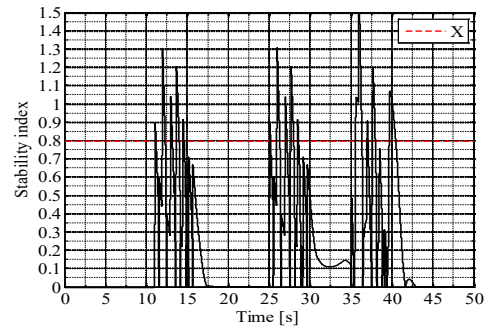
(g) Angle de braquage



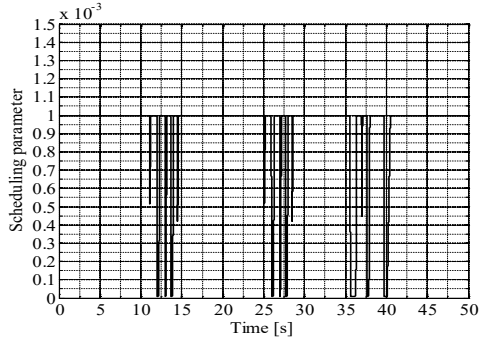
(h) Accélération latérale



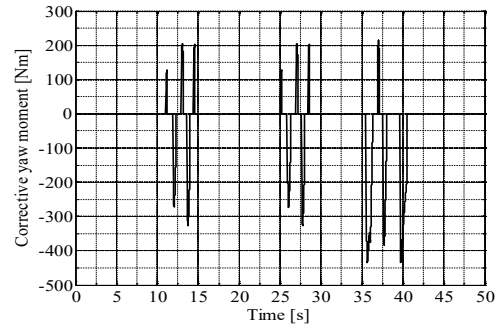
(i) Angle de dérapage



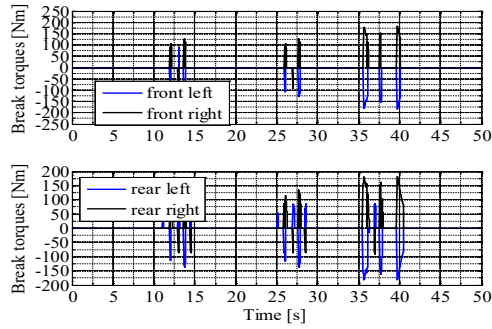
(j) Index de stabilité



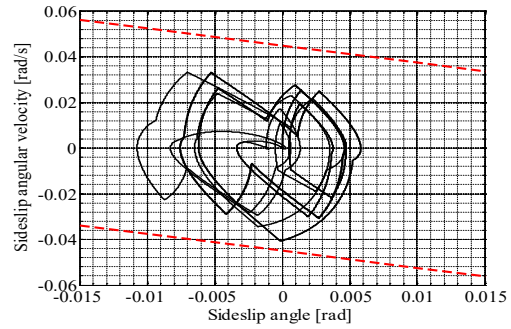
(k) Paramètre de planification



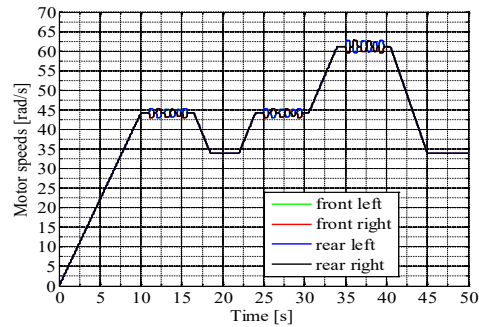
(l) Moment de lacet correctif



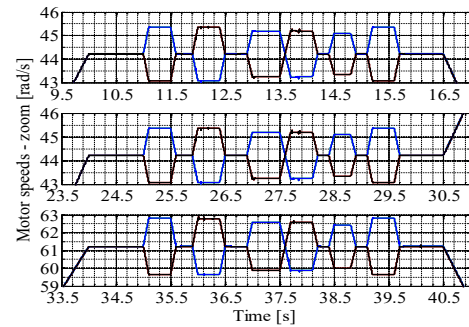
(m) Couples de freinage



(n) Plan de phase



(o) Vitesses des moteurs



(p) Vitesses des moteurs (zoom)

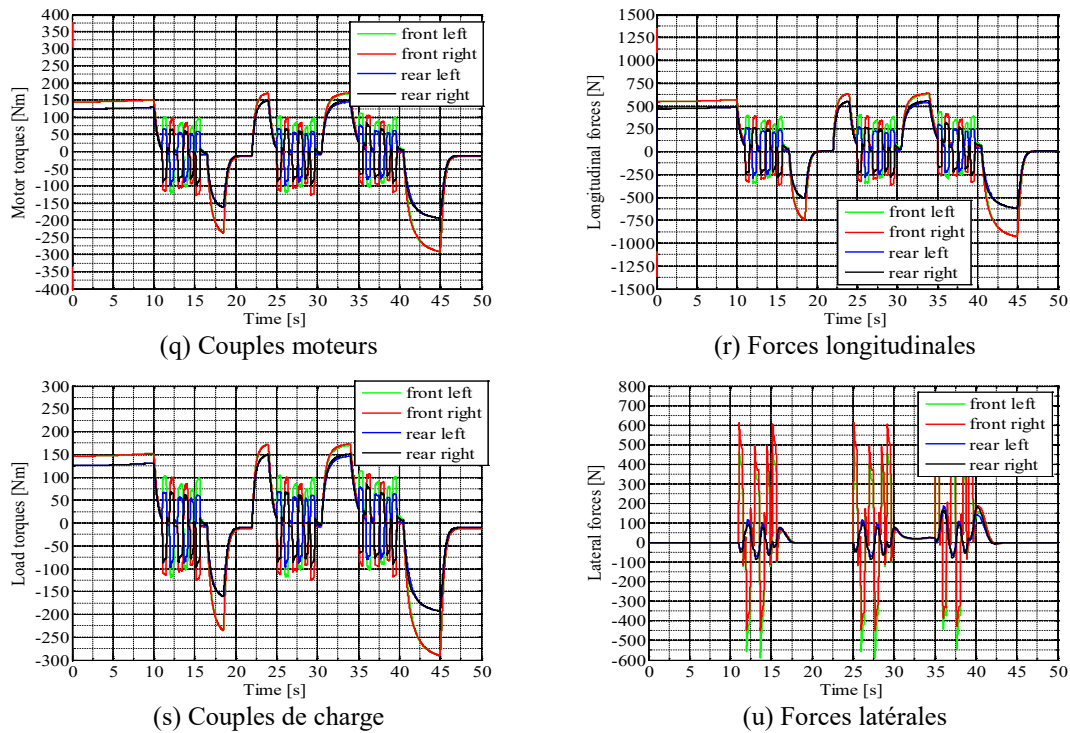


Figure 4.13. Résultats de Simulation – Essai 2.

4.5. Conclusion

Ce dernier chapitre propose un contrôle longitudinal et latéral d'un véhicule électrique qui utilise le couple rapide et précis des moteurs électriques liés directement aux roues. Le véhicule électrique étudié comporte quatre moteurs MSAP alimentés par une structure de puissance particulière : un onduleur à cinq bras. Afin de résoudre les problèmes dus aux phénomènes de patinage et de blocage des roues et d'assurer la stabilité longitudinale du système de traction, une commande combinée ASR/ABS a été proposée, basée sur des techniques à logique floue et à modes de glissement. Il sert de régulation du glissement à l'accélération (ASR) en empêchant les roues de glisser pendant l'accélération et de système de freinage antiblocage (ABS) en empêchant les roues de se bloquer pendant le freinage. Un contrôle dynamique latéral du véhicule combinant le contrôle direct du lacet (DYC) et la direction avant active (AFS), basé sur l'analyse de l'indice de stabilité et le paramètre de planification, est conçu pour maintenir simultanément la maniabilité et la stabilité latérale du véhicule électrique à quatre roues motrices dans les virages serrés. Les résultats de la simulation valident l'étude du système de contrôle avancé de la stabilité longitudinale et latérale du véhicule électrique (VE) dans des situations critiques (patinage, survirage ou sous-virage).

Références bibliographiques

- [1] T. Ito, H. Inaba, K. Kishine, M. Nakai, and K. Ishikura, "Method Controlling Two or More Sets of PMSM by One Inverter on a Railway Vehicle," in *Journal of international Conference on Electrical Machines and Systems*, 2014, vol. 3, no. 2, pp. 207-214: Journal of International Conference on Electrical Machines and Systems.
- [2] T. Ahmed, H. Kada, and A. Allali, "New DTC strategy of multi-machines single-inverter systems for electric vehicle traction applications," *International Journal of Power Electronics and Drive Systems*, vol. 11, no. 2, p. 641, 2020.
- [3] 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.
- [4] K. Hartani and A. Draou, "A new multimachine robust based anti-skid control system for high performance electric vehicle," *Journal of Electrical Engineering and Technology*, vol. 9, no. 1, pp. 214-230, 2014.
- [5] A. El djallil Rabhi, K. Hartani, Y. Guettaf, and A. Norediene, "Robust Multimachine Control for Bisynchronous Propulsion Traction Chain of an Electric Vehicle," *SAE International Journal of Vehicle Dynamics, Stability, and NVH*, vol. 5, no. 10-05-02-0012, 2021.
- [6] M. Mankour, T. Mohammed Chikouche, H. Kada, B. Adda, and A. Norediene, "Advanced Longitudinal and Lateral Stability Control System for a Four-Wheel-Independent-Drive Electric Vehicle Using a New Power Converter Topology," *Journal of Electrical Engineering & Technology*, 2023/01/28 2023.
- [7] A. G. Ulsoy, H. Peng, and M. Çakmakci, *Automotive control systems*. Cambridge University Press, 2012.
- [8] K. Hartani, M. Bourahla, and Y. Miloud, "New antiskid control for electric vehicle using behaviour model control based on energetic macroscopic representation," *Journal of Electrical Engineering*, vol. 59, no. 5, pp. 225-233, 2008.
- [9] K. Jalali, T. Uchida, J. McPhee, and S. Lambert, "Development of a fuzzy slip control system for electric vehicles with in-wheel motors," 2012.
- [10] C. Zhang, G. Yin, and N. Chen, "The acceleration slip regulation control for two-wheel independent driving electric vehicle based on dynamic torque distribution," in *Control Conference (CCC), 2016 35th Chinese*, 2016, pp. 5925-5930: IEEE.
- [11] M. Doumiani, O. Sename, L. Dugard, J.-J. Martinez-Molina, P. Gaspar, and Z. Szabo, "Integrated vehicle dynamics control via coordination of active front steering and rear braking," *European Journal of Control*, vol. 19, no. 2, pp. 121-143, 2013.
- [12] S. Ding, L. Liu, and W. X. Zheng, "Sliding mode direct yaw-moment control design for in-wheel electric vehicles," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, no. 8, pp. 6752-6762, 2017.
- [13] J. He, D. A. Crolla, M. Levesley, and W. Manning, "Coordination of active steering, driveline, and braking for integrated vehicle dynamics control," *Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part D: Journal of Automobile Engineering*, vol. 220, no. 10, pp. 1401-1420, 2006.
- [14] J. Tjonas and T. A. Johansen, "Stabilization of automotive vehicles using active steering and adaptive brake control allocation," *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, vol. 18, no. 3, pp. 545-558, 2009.
- [15] K. Hartani, M. Khalfaoui, A. Merah, and N. Aouadj, "A Robust Wheel Slip Control Design with Radius Dynamics Observer for EV," *SAE Int. J. Veh. Dyn., Stab., and NVH*, vol. 2, no. 2, 2018.
- [16] H. T. Smakman, "Functional integration of slip control with active suspension for improved lateral vehicle dynamics," 2000.
- [17] N. Aouadj, K. Hartani, and M. Fatiha, "New Integrated Vehicle Dynamics Control System Based on the Coordination of AFS, DYC, and ED for Improvements in Vehicle Handling and Stability," *SAE International Journal of Vehicle Dynamics, Stability, and NVH*, vol. 4, no. 10-04-02-0009, 2020.
- [18] E. Mousavinejad, Q.-L. Han, F. Yang, Y. Zhu, and L. Vlacic, "Integrated control of ground vehicles dynamics via advanced terminal sliding mode control," *Vehicle system dynamics*, vol. 55, no. 2, pp. 268-294, 2017.

Conclusion Générale

Au cours de ces dernières décennies, les véhicules électriques à quatre roues motrices indépendantes (4WID, Wheel-Independent-Drive) sont devenus des architectures de véhicules populaires en raison de leur rendement énergétique élevé et de leurs performances dynamiques nettement améliorées dans diverses situations de conduite. Ils sont équipés de quatre moteurs qui entraînent quatre roues, et le couple et le mode de conduite de chaque roue peuvent être réglé indépendamment. Parmi les configurations les plus courantes des véhicules électriques, le moteur à l'intérieur des roues est connu sous le nom de traction indépendante à quatre roues. Il doit présenter les caractéristiques générales suivantes : une densité de puissance et de couple élevée, une dynamique de couple rapide ; un couple élevé à faible vitesse, la possibilité de récupérer l'énergie lors du freinage, un rendement élevé, un coût raisonnable et un faible bruit acoustique.

Récemment, des techniques avancées de contrôle des moteurs-roues utilisés pour la traction des véhicules électriques ont permis de répondre à certaines contraintes imposées par la chaîne de traction, de plus en plus sévères sur le couple. Parmi les moteurs électriques utilisés pour les applications des véhicules électriques (VE), les moteurs synchrones à aimants permanents (MSAP) sont attendus en raison de leurs avantages, notamment leur densité de puissance et de couple élevée, leur rendement élevé, leur construction mécanique robuste et leur rentabilité. Récemment, de nombreuses commandes de moteurs électriques ont été développées pour fournir des réponses rapides et robustes au couple. La technologie de commande directe du couple (DTC, Direct Torque Control) a suscité un vif intérêt dans le domaine de la traction des véhicules électriques en raison de ses performances élevées. Cependant, des ondulations de couple et de flux élevées et une commutation variable peuvent être observées en raison d'une table de commutation incluse. De nombreuses méthodes ont été mises au point pour résoudre les problèmes causés par l'ondulation du couple, qui provoque des vibrations mécaniques désagréables et le bruit du véhicule, et qui peut même conduire à son instabilité. Pour obtenir une réponse rapide et précise du couple et des performances satisfaisantes des entraînements MSAP dans les véhicules électriques, la commande floue directe du couple (FDTC, Fuzzy Direct Torque Control) basée sur le SVM est abordée dans ce travail.

Dans le premier chapitre, on a rappelé un historique sur les véhicules électriques, ainsi que le principe de fonctionnement les composants constitutifs 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 est connu comme entraînement indépendant à quatre roues (4WID). Le choix du moteur de traction s'est porté sur un moteur synchrone à aimants permanents (MSAP). Ce choix a été motivé par la puissance massique élevée, ce qui est important pour les systèmes embarqués (traction électrique), et ses performances dynamiques bien meilleures que les machines asynchrones. Un modèle dynamique à trois degré de liberté traite les aspects dynamiques du véhicule a été présenté.

Afin de répondre à certaines contraintes, imposées par la chaîne de traction, de plus en plus sur le couple, on a présenté dans le deuxième chapitre la technique DTC pour la commande du système de traction mono-machine mono-onduleur. Les résultats de la simulation indiquent une réponse de couple rapide et un suivi précis de la vitesse, lorsque le véhicule électrique fonctionne sous diverses manœuvres, tout améliorant la stabilité latérale du véhicule électrique.

L'objectif du troisième chapitre est de proposer une nouvelle technique de commande d'un système bi-machine à onduleur unique composé de deux moteurs synchrones à aimants permanents (MSAP), alimentés par un seul onduleur à cinq bras dont un bras d'onduleur est partagé pour deux phases de deux machines. Cette structure permet d'obtenir le comportement d'un différentiel mécanique et d'imposer aux moteurs-roues de tourner à des vitesses identiques ou différentes en imposant un contrôle indépendant à chaque roue motrice. Les simulations réalisées montrent que la technique de commande développée est efficace et offre une configuration simple avec de hautes performances en termes de réponse en vitesse et en couple, et confère au véhicule un comportement dynamique similaire à celui imposé par un différentiel mécanique tout en permettant de répondre à certaines contraintes imposées par la chaîne de traction.

Afin d'améliorer le comportement, le confort et la stabilité d'un véhicule électrique, le dernier chapitre a été consacré à la conception d'une structure de contrôle longitudinal et latéral avancé pour un véhicule électrique, équipé de deux ensembles de moteurs dans les roues bi-IPMS connectés en parallèle et alimentés par un seul onduleur à cinq bras (une nouvelle topologie de convertisseur de puissance), un sur l'essieu avant et un sur l'essieu arrière. Dans la première partie du dernier chapitre, On a présenté une technique de la commande floue directe de couple pour la commande du système de traction bi-machine mono-onduleur, un ensemble de deux moteurs synchrones à aimants permanents alimentés par un onduleur à cinq bras, qui représente un sous-système dans la chaîne de traction

électrique d'un véhicule électrique, conférant au véhicule un comportement dynamique similaire à celui imposé par un différentiel mécanique et permettent de répondre à certaines contraintes, imposées par la chaîne de traction, de plus en plus sur le couple. Les résultats de simulation montrent que la commande DTC-SVM-Floue diminue d'une manière appréciable les ondulations du couple électromagnétique et plus robuste vis-à-vis des variations de charge, ainsi qu'une importante atténuation des ondulations du courant qui paraît sinusoïdal sans presque aucune ondulation en régime permanent. Après avoir présenté le modèle dynamique à trois degrés de liberté traitant les aspects dynamiques du véhicule dans son environnement, et dans le but d'améliorer la stabilité et la sécurité du véhicule électrique à traction intégrale lors des situations critiques (dérapage, survirage ou sous virage), un contrôle longitudinal et latéral a été proposé en utilisant le couple rapide et précis des moteurs électriques embarqués qui est directement transmis aux roues. En effet, une commande combinée ASR/ABS basée sur des techniques de commande à logique floue et des modes de glissement a été proposée, pour assurer la stabilité longitudinale du système de traction et pour résoudre les problèmes dus aux phénomènes de patinage et de blocage des roues. Il sert de régulation du glissement à l'accélération (ASR) en empêchant les roues de glisser pendant l'accélération et de système de freinage antiblocage (ABS) en empêchant les roues de se bloquer pendant le freinage. Un contrôle dynamique latéral du véhicule combinant le contrôle direct du lacet (DYC) et la direction avant active (AFS), basé sur l'analyse de l'indice de stabilité et le paramètre de planification, est conçu pour maintenir simultanément la maniabilité et la stabilité latérale du véhicule électrique à quatre roues motrices dans les virages serrés. Les résultats de simulation valident la conception d'un système avancé de contrôle de la stabilité longitudinale et latérale du VE dans des situations critiques (patinage, survirage ou sous-virage).

Perspectives

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

- Implantation de la technique de DTC proposé pour l'entraînement bi-machine mono-onduleur;
- Développement d'un contrôle latéral en tenant compte de la saturation des pneus dans les virages ;
- Recherche de nouvelles structures de convertisseurs mutualisés dédiés aux systèmes mono-convertisseur multimachines.

Annexe A

Tableau A.1 : Paramètres du moteur de traction.

Type moteur	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
Courant nominale	180 A

Tableau A.2. Notation et paramètres du véhicule.

Quantité	Valeur
Masse du véhicule	1562 kg
Inertie du véhicule	2630 kg.m ²
Inertie de la roue	1,284 kg.m ²
Distance entre le centre de gravité et l'essieu avant	1,104 m
Distance entre le centre de gravité et l'essieu arrière	
Hauteur du centre de gravité du véhicule	0,5 m
Zone frontale du véhicule	2,04 m ²
Densité de l'air	1,2 kg.m ⁻³
Coefficient de traînée	0,25
Coefficient de résistance au roulement	0,01
Rigidité longitudinale de chaque pneu latéral	37407 N/rad
Rigidité latérale de chaque pneu latéral	51918 N/rad
Rayon des roues	0,294 m