

الجـمهـوريـةـ الـدـيمـقـراـطـيـةـ الشـعـبـيـةـ زـائـرـيـةـ الدـيـنـ قـرـاطـيـةـ الشـعـبـيـةـ

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

وزارة التعليم العالي و البحث العلمي

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

جامعة الدكتور الطاهر مولاي – سعيدة –

Université Saida – Dr Tahar Moulay –

Faculté de TECHNOLOGIE



MEMOIRE

Mémoire de fin d'études présenté pour l'obtention du Diplôme de MASTER

En : Électrotechnique

Spécialité : Électrotechnique Industrielle

Par : BENAISSA Rabie

Sujet

Commande d'un motopropulseur alimenté par un onduleur NPC à trois niveaux dans une application de traction électrique

Soutenue publiquement en **29/06/2022** devant le jury composé de :

Mlle. BELGACEM Kheira

MCA

Univ. Saida

Président

Mr. HARTANI Kada

Pr

Univ. Saida

Rapporteur

Mr. MOHAMMED CHIKOUCHÉ Tarik

MCA

Univ. Saida

Examinateur

Année universitaire 2021/2022

Remerciements

Avant tout, je tiens à remercier le Dieu le plus puissant et le plus miséricordieux, qui m'a donné la force, la patience, la volonté et le courage de mener à bien ce modeste travail.

Je souhaite remercier mes très chers parents pour leur soutien moral, leurs encouragements et les sacrifices qu'ils ont faits pour moi dans les moments les plus difficiles. Grâce à leur patience et à leur foi, j'ai pu aller de l'avant avec confiance. J'espère qu'ils trouveront satisfaction dans ce modeste travail en guise de récompense pour tout ce qu'ils ont fait pour ma personne.

Je tiens à exprimer toute mon estime à mon encadreur, Monsieur HARTANI Kada, Professeur à l'Université Moulay Tahar de Saida, pour ses excellents conseils. J'ai apprécié la générosité dont il a fait preuve en m'encadrant, en m'aidant, en me guidant, en m'encourageant avec beaucoup de bienveillance qu'il m'a témoignée tout au long de la réalisation de ce modeste travail.

Je désire de plus adresser tous mes remerciements et ma gratitude pour la présidente du jury, Mademoiselle BELGACEM Kheira, Maître de conférences A à l'Université Moulay Tahar de Saida. Aussi, je témoigne toute ma considération et ma reconnaissance à Monsieur MOHAMMED CHIKOUCHE Tarik, Maître de conférences A à l'Université Moulay Tahar de Saida, pour l'honneur qu'il m'a fait en participant à l'évaluation scientifique de ce travail.

Je suis très reconnaissante à mes chers frères et sœurs, ainsi qu'à toutes mes familles, pour leurs espoirs et leurs motivations, qui m'ont permis de surmonter toutes les obstacles.

Enfin, je veux manifester ma sincère gratitude à tous mes amis et tous ceux qui, de loin ou de près, ont contribué à la réalisation de ce travail.

Table des matières

Liste des symboles	6
Liste des Figures	10
Liste des Tableaux	12
Introduction générale	13

Chapitre 1 Etude et présentation d'une chaîne de traction d'un véhicule électrique

1.1 Introduction	17
1.2 Présentation de la chaîne de traction électrique	18
1.3 Principe de fonctionnement	18
1.4 Eléments de la chaîne de traction	19
1.4.1 La motorisation	19
1.4.1.1 Les moteurs à courant continu	20
1.4.1.2 Les moteurs à courant alternatif	20
1.4.1.2.1 Moteurs à induction	20
1.4.1.2.2 Moteur synchrone à aimants permanents	21
1.4.1.2.3 Moteur à réductance variable	22
1.4.2 Convertisseur d'énergie	23
1.4.2.1 Convertisseur DC-DC	23
1.4.2.2 Convertisseur DC-AC	24
1.4.3 Contrôle électronique	24
1.4.4 Transmission mécanique	25
1.4.5 La source d'énergie	25
1.4.5.1 La batterie	26
1.4.5.1.1 Principe de fonctionnement d'une batterie	27
1.4.5.2 Supercondensateur	27
1.4.5.2.1 Principe de fonctionnement de supercondensateur	28
1.4.5.3 Pile à combustible	28
1.4.5.3.1 Principe de fonctionnement d'une pile à combustible	29
1.4.6 Chargeur de batterie	29
1.4.7 Les auxiliaires de refroidissement	30
1.5 Les avantages et inconvénients des VEB	30
1.6 Conclusion	31

Chapitre 2

Commande DTC d'un motopropulseur synchrone dans une chaîne de traction électrique

2.1 Introduction	32
2.2 Modélisation des éléments de la chaîne de traction	33
2.2.1 Modélisation du moteur de traction	33
2.1.1.1 Problématique de la modélisation	35
2.1.1.2 Modèle de Park de la MSAP	36
2.1.1.3 Modèle de Concordia de la MSAP	38
2.3 Modélisation de la source d'énergie	39
2.4 Modélisation de l'onduleur de traction	39
2.4.1 Structure de l'onduleur à trois niveaux	39
2.4.2 Fonctionnement d'un bras de l'onduleur à trois niveaux	40
2.4.3 Commande complémentaire	43
2.4.4 Modèle de connaissance	45
2.4.5 Le modèle vectoriel dans un repère orthogonal	46
2.5 Principe de la commande directe du couple	51
2.5.1 Contrôle du flux statorique du motopropulseur SAP	51
2.5.2 Contrôle du couple électromagnétique du motopropulseur SAP	52
2.5.3 Estimation du flux statorique	53
2.5.3.1 Estimation de l'amplitude du vecteur flux statorique	53
2.5.3.2 Estimation de la position du vecteur flux statorique	53
2.5.4 Comparateurs à hystérésis	54
2.5.4.1 Comparateur à hystérésis du flux statorique	54
2.5.4.2 Comparateur à hystérésis du couple électromagnétique	54
2.5.5 Table de sélection du vecteur tension	55
2.5.6 Réglage de la vitesse	56
2.6 Résultats de simulation	56
2.6.1 1 ^{er} essai de simulation	56
2.6.2 2 ^{ème} essai de simulation	58
2.6.3 3 ^{ème} essai de simulation	60
2.6.4 4 ^{ème} essai de simulation	62
2.7 Conclusion	63

Chapitre 3

Commande floue-DTC d'un motopropulseur synchrone dans une chaîne de traction électrique

3.1 Introduction	64
3.2 Principe de la commande floue directe du couple	65

3.2.1 Génération du vecteur tension de référence	65
3.2.1.1 Sélection du module du vecteur tension	65
3.2.1.2 Sélection de la position du vecteur tension	68
3.2.1.3 Génération des états des interrupteurs de l'onduleur	75
3.2.1.3.1 Technique de la commande MLI vectorielle	75
3.2.1.3.1.1 Calcul du vecteur de tension de référence et diagramme vectoriel	75
3.2.1.3.1.2 Calcul du secteur	76
3.2.1.3.1.3 Calcul de la région	76
3.2.1.3.1.4 Calcul des rapports cycliques et les temps de commutation	77
3.3 Résultats de simulation	79
3.3.1 1 ^{er} essai de simulation	80
3.3.2 2 ^{ème} essai de simulation	81
3.3.3 3 ^{ème} essai de simulation	82
3.3.4 4 ^{ème} essai de simulation	84
3.4 Conclusion	85

Chapitre 4

Commande floue-DTC d'un système mono-onduleur bi-machine dans une chaîne de traction électrique

4.1 Introduction	86
4.2 Structure de commande « maître-esclave » classique	87
4.2.1 Principe de la commande « maître-esclave » basée sur la floue-DTC	88
4.3 Structure de commande « maître-esclave » alternative	89
4.3.1 Principe du choix de la machine maître	90
4.4 Commande « maître-esclave » proposée pour un système bi-machine mono-onduleur, basée sur la commande floue-DTC	91
4.4.1 Principe de la méthode	91
4.4.2 Technique de commande proposée	92
4.5 Résultats de simulation de la commande maître-esclave basée sur floue-DTC	94
4.5.1 1 ^{er} essai de simulation	95
4.5.2 2 ^{ème} essai de simulation	97
4.5.3 3 ^{ème} essai de simulation	99
4.6 Conclusion	101

Chapitre 5

Contrôle longitudinal des véhicules électriques basé sur les systèmes antipatinage et antiblocage

5.1 Introduction	102
5.2 Bilan des efforts appliqués sur le véhicule	103

5.3 Modélisation dynamique du véhicule	104
5.4 Modélisation du contact avec le sol	105
5.4.1 Adhérence	105
5.5 Modèle mécanique en vue de la simulation du véhicule	106
5.5.1 Couplage entre le modèle mécanique et celui de la motorisation	107
5.6 Les systèmes antiblocage et antipatinage	109
5.6.1 Le système antiblocage	109
5.6.2 Le système antipatinage	109
5.7 Conception des contrôleurs ASR/ ABS	110
5.7.1 L'accélération angulaire	110
5.7.1.1 Phase d'accélération	110
5.7.2 Le seuil d'accélération angulaire	110
5.7.3 Contrôleur ASR basé sur la logique floue	111
5.7.4 Contrôleur ABS basé sur le mode glissant	112
5.8 Simulation et interprétation des résultats	113
5.9 Conclusion	117
Références bibliographique	118
Conclusion générale	126
Résumé	128
Annexe	129

Liste des symboles

(a,b,c)	: Axes du repère triphasé
(d,q)	: Axes du repère tournant de Park
(α,β)	: Axes du repère diphasé lié au stator
X_{abc}	: Composante du vecteur X dans le repère triphasé (a,b,c)
X_{dq}	: Composante du vecteur X dans le repère tournant (d,q)
$X_{\alpha\beta}$: Composante du vecteur X dans le repère lié au stator (α,β)
v_a, v_b, v_c	: Tensions de phase
v_d, v_q	: Tensions statoriques dans le repère (d,q)
$v_{s\alpha}, v_{s\beta}$: Tensions statoriques dans le repère (α,β)
v_{ao}, v_{bo}, v_{co}	: Tensions de branche
v_{an}, v_{bn}, v_{cn}	: Tensions de phase
i_a, i_b, i_c	: Courants de phase
i_d, i_q	: Courants statoriques dans le repère (d,q)
$i_{s\alpha}, i_{s\beta}$: Courants statoriques dans le repère (α,β)
P	: Matrice de transformation de Park
C	: Matrice de transformation de Concordia
S	: Variable de Laplace
R_s	: Résistance statorique par phase
L_s	: Inductance statorique par phase
L_d	: Inductance directe
Φ_f	: Flux dû à l'aimant permanent
p	: Nombre de paires de pôles
J	: Moment d'inertie de la machine
f	: Coefficient de frottement visqueux
Φ_d, Φ_q	: Flux statoriques dans le repère (d,q)

$\Phi_{sa}, \Phi_{s\beta}$: Flux statoriques dans le repère (α, β)
V_s	: Vecteur tension
S_a, S_b, S_c	: Etats des interrupteurs de l'onduleur
F_{kS}	: Fonction de connexion, avec ($k = 1, 2, 3$) et ($S = 1, 2, 3, 4$)
F_{k1}^b	: Fonction de connexion du demi bras en haut de l'onduleur triphasé à trois niveaux
F_{k0}^b	: Fonction de connexion du demi bras en bas de l'onduleur triphasé à trois niveaux
V_{dc}	: Tension continue de la batterie
V_{ref}	: Vecteur de tension de référence
θ	: La position angulaire
θ_i	: Secteur numéro i
\vec{V}_i	: Les vecteurs de tensions de référence pour les 27 états possibles ($i = 1, \dots, 27$)
V_{r1}, V_{r2}, V_{r3}	: Les trois vecteurs de tension de référence
θ	: Position angulaire du vecteur V_{ref}
T_s	: Période d'échantillonnage de l'onduleur
d_1, d_2, d_3	: Durées d'application des vecteurs V_{r1}, V_{r2}, V_{r3} en grandeur relative
t_1, t_2, t_3	: Durées d'application des vecteurs V_{r1}, V_{r2}, V_{r3} en grandeur relative
θ	: Position électrique de la machine
C_{em}	: Couple électromagnétique
C_r	: Couple résistant appliquée sur l'arbre de la machine
T_s	: Valeur de la période d'échantillonnage
T_{em}^*	: Valeur de référence du couple électromagnétique
Φ_s^*	: Valeur de référence du flux statorique
ε_{Φ_s}	: Erreur du flux statorique
ε_c	: Erreur du couple électromagnétique
τ_Φ	: Grandeur de sortie du régulateur à hystérésis sur le flux statorique
τ_c	: Grandeur de sortie du régulateur à hystérésis sur le couple électromagnétique
θ_{Φ_s}	: Position du vecteur flux statorique

θ_{V_s}	: Position du vecteur tension
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
ω_{m_r}	: Vitesse angulaire de la roue motrice droite (Right)
ω_{m_l}	: Vitesse angulaire de la roue motrice gauche (Left)
g	: Accélération du pesanteur
F_{aero}	: Force de résistance aérodynamique
F_{roul}	: Force de résistance au roulement
F_{pente}	: Force liée à la pente
F_{acc}	: Force due à l'accélération
F_{t1}	: Force de traction de la roue motrice 1
F_{t2}	: Force de traction de la roue motrice 2
F_{t3}	: Force de traction de la roue motrice 3
F_{t4}	: Force de traction de la roue motrice 4
C_{m1}	: Couple du moteur 1
C_{m2}	: Couple du moteur 2
C_{m3}	: Couple du moteur 3
C_{m4}	: Couple du moteur 4
V_{veh}	: Vitesse du véhicule
v	: Vitesse linéaire du véhicule
v_y	: Vitesse latérale du véhicule
r	: Vitesse de lacet du véhicule
ψ	: Angle de Cap du véhicule
β	: Angle de dérive du véhicule
v_r	: Vitesse linéaire de la roue motrice droite (Right)

v_l	: Vitesse linéaire de la roue motrice gauche (Left)
v_{vent}	: Vitesse de vent
δ	: Angle de braquage du volant
F_z	: Charge vertical
λ	: Glissement d'une roue
μ	: Coefficient de frottement entre la roue et la route
C_r	: Couple résistant ramené sur l'arbre de la roue
J_ω	: Inertie de la roue
J_m	: Inertie du moteur

Abréviations

VE	: Véhicule Electrique
VEB	: Véhicules Electriques à Batteries
MSAP	: Machine Synchrone à Aimants Permanents
NPC	: Neutral Point Clamped
IGBT	: Isolated Gate Bipolar Transistor
PWM	: Pulse Width Modulation
MLI	: Modulation de Largeur d'Impulsion
SAP	: Synchrone à Aimants Permanents
IP	: Intégral-Proportionnel
DTFC	: Direct Torque Fuzzy Control
SVM	: Space Vector Modulation
FLC	: Fuzzy Logic Control
SMM	: Système Multimachine Multiconvertisseur
CG	: Centre de Gravité
DE	: Différentiel Electrique
4WID	: 4 Wheel Independent Drive
ASR	: Acceleration Slip Regulation
ABS	: Anti-Lock Braking System
TCS	: Traction Control System
VSC	: Vehicle Stability Control
SMC	: Sliding Mode Control

Liste des Figures

Figure 1.1: Chaîne de traction d'un véhicule électrique	18
Figure 1.2: Convertisseur DC-DC pour l'alimentation de moteur de traction à courant continu.	24
Figure 1.3: Convertisseur DC-AC pour l'alimentation de moteur de traction à courant alternatif.....	24
Figure 1.4: Principe de fonctionnement du batterie	27
Figure 1.5 : Structure d'un supercondensateur	28
Figure 1.6: Principe de fonctionnement d'une pile à combustible à membrane échangeuse de protons	29
Figure 2.1: Représentation de la MSAP dans le repère triphasé (a, b, c)	33
Figure 2.2: Les différentes modélisations possibles pour le stator d'une MSAP.	33
Figure 2.3: Modélisation du rotor d'une machine synchrone à aimant permanent.....	34
Figure 2.4: Rotors de machines synchrones à aimants permanents.....	34
Figure 2.5: Modèle de Park de la MSAP.....	37
Figure 2.6: Schéma de puissance d'un onduleur triphasé à trois niveaux de structure NPC.	40
Figure 2.7: Bras d'un onduleur à trois niveaux.	40
Figure 2.8: Les différentes configurations possibles d'un bras d'onduleur à trois niveaux.....	42
Figure 2.9: Topologie de commutation d'un onduleur NPC à trois niveaux.	46
Figure 2.10: Diagramme vectoriel d'un onduleur triphasé à trois niveaux.	47
Figure 2.11: Schéma bloc de la commande directe du couple du motopropulseur SAP en boucle fermée.	51
Figure 2.12: Trajectoire circulaire du flux statorique de la machine.....	52
Figure 2.13: Evolution du couple électromagnétique en fonction du vecteur tension appliqué.	53
Figure 2.14: Partage du cercle trigonométrique en douze secteurs.	54
Figure 2.15: Comparateur de flux à 03 niveaux.	55
Figure 2.16: Comparateur du couple à 05 niveaux.....	55
Figure 2.17: Schéma de la régulation de vitesse.	56
Figure 2.18: Résultats de simulation de l'essai 1.....	58
Figure 2.19: Résultats de simulation de l'essai 2.....	60
Figure 2.20: Résultats de simulation de l'essai 3.....	61
Figure 2.21: Résultats de simulation de l'essai 4.....	63
Figure 3.1: Schéma bloc de la commande floue directe du couple d'un motopropulseur SAP en boucle fermée.	65
Figure 3.2: Structure du contrôleur floue pour l'estimation du module du vecteur tension V_s	66
Figure 3.3: Fonctions d'appartenance pour les variables d'entrée et de sortie du contrôleur flou.....	67
Figure 3.4: Structure du contrôleur floue pour l'estimation de l'angle δ	74
Figure 3.5: Fonctions d'appartenance pour les variables d'entrée du contrôleur flou.	75
Figure 3.6: Diagramme pour le calcul de V_a et V_b	76

Figure 3.7: Diagramme vecteur espace pour la tension de référence dans le secteur 1	78
Figure 3.8: Description des séquences de conduction des interrupteurs.	79
Figure 3.9: Résultats de simulation de l'essai 1.....	81
Figure 3.10: Résultats de simulation de l'essai 2.....	82
Figure 3.11: Résultats de simulation de l'essai 3.....	83
Figure 3.12: Résultats de simulation de l'essai 4.....	85
Figure 4.1: La structure parallèle d'un système de traction bi-machine alimenté par un onduleur à trois niveaux NPC.	87
Figure 4.2: Structure de commande « maître-esclave ».	88
Figure 4.3: La structure parallèle « maître-esclave».	89
Figure 4.4: La structure parallèle « maître-esclave » basée sur la commande DTFC.....	89
Figure 4.5: Principe du choix de la machine maître.	90
Figure 4.6: Structure des contrôleurs flous.	93
Figure 4.7: Schéma de la commande « maître-esclave » proposée d'un système bi-machine mono-onduleur basée sur la DTFC.	94
Figure 4.8: Résultats de simulation de l'essai 1.....	97
Figure 4.9: Résultats de simulation de l'essai 2.....	99
Figure 4.10: Résultats de simulation de l'essai 3.	101
Figure 5.1: Mouvement du véhicule dans le système d'axes (X, Y).	104
Figure 5.2: Forces au niveau des roues du véhicule, dans le plan (x, y).....	105
Figure 5.3: Courbe de l'adhérence pour différent revêtement de la route.	106
Figure 5.4: Couplage entre mécanique et motorisation.	107
Figure 5.5: Forces agissant sur un véhicule dans un cas général de mouvement.	108
Figure 5.6: Les fonctions d'appartenances des variables d'entrée et de sortie ($e_{\omega}, e_{\lambda}, C_{ASR}$).	111
Figure 5.7: Le profil de vitesse.	114
Figure 5.8: Succession de passage d'une route sèche à une autre mouillée-phénomène de patinage/blocage.	114
Figure 5.9: Résultats de simulation.....	117

Liste des Tableaux

Tableau 2.1: Réalisation des différents niveaux pour l'onduleur NPC à 3 niveaux.....	41
Tableau 2.2: Tableau d'excitation associée à la commande complémentaire.....	43
Tableau 2.3: Etat de commutation pour chaque bras.....	46
Tableau 2.4: Calcul des vecteurs tensions de référence pour les 27 états possibles de l'onduleur NPC à 3 niveaux.....	49
Tableau 2.5: Etats des commutateurs et des vecteurs correspondants.....	50
Tableau 2.6: Table de sélection DTC pour l'entraînement du motopropulseur SAP pilotée par un onduleur NPC à 3 niveaux.....	55
Tableau 3.1: Tableau des règles de décision flou.....	67
Tableau 3.2: Angle d'incrément du vecteur tension de référence.....	74
Tableau 3.3: Relations entre les vecteurs de tension (V_{r1}, V_{r2}, V_{r3}) et les vecteurs de tension sélectionnés dans tous les secteurs.....	77
Tableau 5.1: Les règles floues.	112

Introduction générale

Dans les villes modernes, les technologies vertes doivent jouer un rôle essentiel. La mobilité personnelle s'est considérablement développée au cours du siècle dernier en raison de la croissance démographique et de l'urbanisation rapide, ce qui a entraîné une augmentation de la demande de transport. Celui-ci est devenu un élément fondamental de la civilisation moderne. Chaque jour, des millions de voitures circulent sur les routes, répondant à la majorité des besoins de transport de la société en termes de confort, de polyvalence et de commodité. Cette situation est due en grande partie à l'utilisation intensive et aux progrès du véhicule, mais elle entraîne également des problèmes environnementaux et sanitaires majeurs dans le monde entier. Parmi les nombreuses formes de transport, le transport routier représente plus des trois quarts de la consommation totale d'énergie du secteur. La mobilité routière contribue considérablement au développement économique d'un pays en facilitant la circulation des personnes, des biens et des services [1] [2] [3] [4].

Les nouvelles restrictions en matière d'émissions pour les véhicules routiers à moteur thermique obligent les constructeurs automobiles à créer de nouvelles solutions pour réduire les émissions indésirables des véhicules. Plusieurs grands constructeurs automobiles ont déclaré vouloir produire et vendre en masse des automobiles électriques dans un avenir proche. Les véhicules électriques se sont révélés être une alternative viable aux véhicules à moteur à combustion. Sur le marché actuel, il existe trois types de véhicules électriques : les véhicules électriques à batteries, les véhicules à pile à combustible et les véhicules hybrides [5] [6] [7] [8] [9].

Pour notre travail de recherche, nous avons choisi d'examiner le véhicule électrique à batterie, qui est un véhicule totalement électrique et doté d'un groupe motopropulseur 100 % électrique.

La sélection d'un bon moteur pour un véhicule électrique est influencée par une multitude de facteurs, notamment la nécessité de démarrages et d'arrêts fréquents, de taux d'accélération et de décélération rapides, d'un couple élevé et d'une faible augmentation de la vitesse, d'une densité de puissance élevée, d'un faible coût de maintenance et d'un faible couple et d'une vitesse de croisière élevée. En outre, les moteurs de traction doivent présenter deux caractéristiques essentielles : une réponse rapide et robuste du couple, qui est nécessaire sur une large plage de vitesse pour répondre à la demande instantanée de couple du conducteur, et une faible ondulation du couple (moins de 2 %), qui est nécessaire pour éviter les vibrations mécaniques désagréables et le bruit du véhicule. Les moteurs synchrones à aimants permanents constituent le meilleur choix pour les applications des véhicules électriques. Ils ont récemment fait l'objet d'une attention plus approfondie en tant que candidats potentiels pour les applications de traction à vitesse variable dans les véhicules électriques [10] [11] [12] [13] [14].

Par conséquent, lors de la recherche d'une structure de contrôle pour la propulsion des véhicules électriques, il est essentiel de disposer des méthodes de contrôle efficaces pour le bon fonctionnement des moteurs synchrones à aimants permanents. Par ailleurs, la technique de commande directe du couple (DTC) a gagné en popularité ces dernières années en raison de sa facilité de mise en œuvre, de sa réaction dynamique rapide et de son excellente résistance aux modifications des paramètres du moteur et aux perturbations externes. Cependant, elle présente des inconvénients significatifs, tels que des ondulations importantes du flux statorique, du courant et du couple électromagnétique, ainsi qu'une fréquence de commutation variable [11] [15] [16] [17] [18].

Pour surmonter ces limites, les chercheurs s'efforcent actuellement d'améliorer la commande directe du couple. Il s'agit de permettre une réponse rapide et stable du couple et de résoudre les problèmes causés par les ondulations du couple dans la transmission mécanique de la chaîne de traction électrique. Pour assurer de bonnes performances, des méthodes basées sur la logique floue ont été développées, parmi lesquelles une commande floue directe de couple basée sur la MLI vectorielle (DTFC-SVM) [11] [17] [19].

Il est peu probable qu'une seule machine alimentée par un seul convertisseur puisse atteindre les hautes performances et la précision requises dans de nombreuses applications. Par conséquent, le système de traction, qui comprend de nombreuses machines électriques et/ou plusieurs convertisseurs statiques, est un système électromécanique critique. Ces systèmes sont appelés systèmes multi-machines et multi-convertisseurs (SMM). Lorsque de plusieurs machines sont connectées pour effectuer des tâches coopératives, comme dans le cas de quatre machines contribuant à la propulsion d'un véhicule électrique, la masse embarquée peut être encore plus réduite en partageant l'électronique de puissance. Jusqu'à récemment, les progrès de la technologie des semi-conducteurs, des microprocesseurs puissants et des dispositifs d'électronique de puissance faisaient des systèmes multi-machines alimentés par un seul convertisseur un choix viable [10] [11] [20] [21].

Plusieurs stratégies ont été présentées pour la commande de systèmes multi-machines à onduleur unique [12] [22] [23]. Pour assurer la fonction d'un différentiel électrique, une approche de commande floue directe du couple basée sur la structure maître-esclave est conçue. Le différentiel électrique est une autre technologie qui remplace les différentiels mécaniques traditionnels. En éliminant les composants mécaniques du différentiel, cette technologie peut minimiser le poids et la perte de friction d'un groupe motopropulseur, améliorant ainsi la fiabilité et l'efficacité globales pendant le transfert de puissance.

Les véhicules électriques à quatre roues avec moteurs indépendants (4WID) sont devenus un sujet de recherche important ces dernières années en raison de leur grande flexibilité et de leur capacité à contrôler le châssis du véhicule. En outre, les véhicules électriques équipés de moteurs dans chaque roue permettent d'obtenir un système de conduite distribué. L'utilisation de moteurs de traction séparés à chaque roue signifie que le couple de chaque roue motrice peut être contrôlé indépendamment, ce qui

facilite la mise en œuvre des stratégies de contrôle telles que le freinage antibloquage (ABS), le contrôle de la traction (TCS) et le contrôle de la stabilité du véhicule (VSC) [24] [25] [26].

La structure du document de mémoire est la suivante :

- Le chapitre 1 est consacré à l'*Etude et présentation d'une chaîne de traction d'un véhicule électriques*

Le premier chapitre présente la chaîne de traction d'un véhicule électrique et les fonctions de ses composants les plus critiques. Nous avons abordé le défi que représente le choix de la bonne machine de traction électrique. Les moteurs synchrones à aimants permanents sont des moteurs sans collecteur qui sont couramment utilisés pour la propulsion des véhicules électriques.

- Le chapitre 2 intitulé *Commande DTC d'un motopropulseur synchrone dans une chaîne de traction électrique*

Ce chapitre est consacré à la commande directe du couple d'une machine synchrone à aimants permanents alimentée par un onduleur NPC à trois niveaux. Nous commençons par modéliser le moteur de traction, puis nous présentons le modèle mathématique de la machine synchrone, suivi de la modélisation de l'onduleur NPC à trois niveaux. La commande DTC est attrayante car elle permet d'obtenir d'excellentes performances dynamiques à un faible coût. Cependant, elle présente plusieurs inconvénients, notamment une ondulation significative du couple, du flux et du courant en régime permanent, comme le montrent les résultats de la simulation, et une fréquence de commutation variable.

- Le chapitre 3 intitulé *Commande floue-DTC d'un motopropulseur synchrone dans une chaîne de traction électrique*

Ce chapitre est consacré à la commande floue directe du couple d'une machine synchrone à aimants permanents alimentée par un onduleur NPC à trois niveaux. Des contrôleurs flous sont utilisés à la place des contrôleurs à hystérésis et de la table de commutation pour déterminer le module et l'angle du vecteur tension afin d'optimiser le flux statorique et le couple électromagnétique. La modulation vectorielle est utilisée pour fournir les états de commutation de l'onduleur à partir des variables de sortie générées. Les résultats de simulation ont été comparés aux résultats de la commande conventionnelle DTC.

- Le chapitre 4 intitulé *Commande floue-DTC d'un système mono-onduleur bi-machine dans une chaîne de traction*

Ce chapitre est consacré à la commande « maître-esclave », qui est liée à la commande floue directe de couple développée dans le chapitre précédent, puis est appliquée au système de traction d'un véhicule électrique à deux moteurs alimentés par un seul onduleur, l'un sur l'essieu avant et l'autre sur l'essieu arrière. Les structures de réduction de puissance basées sur l'électronique de puissance peuvent alimenter deux ou plusieurs machines électriques en parallèle tout en donnant des règles de contrôle pour améliorer l'efficacité énergétique. Il a été construit et testé en simulation pour assurer sa résistance aux perturbations mécaniques. La stratégie de contrôle proposée nous aide à maintenir la stabilité du système de traction face aux différents scénarios de charge rencontrés dans notre chaîne de traction.

- Le chapitre 5 intitulé *Contrôle longitudinal des véhicules électriques basé sur les systèmes antipatinage et antibloage*

Le dernier chapitre de ce mémoire est consacré au contrôle longitudinal d'un véhicule électrique à quatre roues, basé sur les systèmes antipatinage et antibloage. Afin de prévenir les problèmes causés par les occurrences de patinage et de blocage des roues, une méthode de contrôle pour un véhicule électrique à quatre roues motrices est développée. On a testé par simulation pour évaluer la robustesse du contrôle proposé.

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

Chapitre 1

Etude et présentation d'une chaîne de traction d'un véhicule électrique

1.1 Introduction

La traction électrique est un axe de recherche important depuis plusieurs années. Ce terme désigne un vaste domaine qui est par nature multidisciplinaire. Il fait appel à des connaissances en électrotechnique, l'électronique, la mécanique, l'automatisation, la chimie et l'informatique. La commande d'une machine à courant continu ou alternatif est la configuration traditionnelle d'une chaîne de traction électrique. De nombreuses études ont été réalisées et sont en cours sur les différents composants de la chaîne de traction dans le contexte du véhicule électrique. Par conséquent, il faut trouver de nouveaux moyens technologiques pour réduire la consommation d'énergie de la chaîne de traction, et les fabricants se concentrent actuellement sur le développement des composants de la chaîne de traction. En effet, la valorisation des performances du moteur est étroitement liée au développement de voitures électriques efficaces [27] [28] [29] [30] [31].

En raison du large éventail d'applications, de cycles moteurs, d'environnements de fonctionnement et de contraintes de prix, le choix de la bonne machine de traction électrique peut s'avérer difficile. Cependant, les caractéristiques couple-vitesse, les exigences de puissance maximale, les contraintes de température, de volume et de rendement ont toutes un impact sur le processus de conception de la machine électrique, depuis la détermination du nombre de phases, de pôles et de la configuration de l'enroulement jusqu'à la sélection du matériau de stratification, de la forme de la bobine et de l'utilisation et du matériau de l'aimant permanent, etc. [32].

Les moteurs synchrones à aimants permanents (MSAP) sont les concurrents les plus sérieux des moteurs à induction dans les applications de traction. De nombreux constructeurs automobiles, dont Toyota, Honda et Nissan, ont déjà utilisé ces moteurs dans leurs véhicules. Étant donné que des aimants, plutôt que des enroulements, sont utilisés pour la magnétisation du rotor, l'inductance de phase du MSAP est inférieure à celle d'un moteur à induction, leur densité de puissance et rendement sont élevés par rapport aux autres types de moteurs, ils fonctionnent avec un facteur de puissance unitaire et ils sont plus

efficaces que les moteurs à induction [33] [34] [35] [36]. Notre choix s'est porté sur un moteur synchrone à aimants permanents.

L'objectif de ce chapitre est de vous donner une vue d'ensemble des principaux composants qui constituent la chaîne de traction électrique. Enfin, nous passerons en revue les avantages et les inconvénients des véhicules électriques à batteries.

1.2 Présentation de la chaîne de traction électrique

Ce mode correspond à toute propulsion assurée par un moteur électrique. Le véhicule était alors supposé être un ZEV (Zero Emission Vehicle) et la dynamique et la tenue de route étaient similaires à celles d'un véhicule classique [37].

La chaîne de traction électrique est l'ensemble des éléments qui relient la source d'énergie à la transmission mécanique et fournissent une puissance électromécanique capable de déplacer le véhicule. Elle comprend généralement un chargeur embarqué, une ou plusieurs sources, un convertisseur électronique de puissance, un ou plusieurs moteurs électriques et un contrôleur [38]. On peut ainsi décrire la chaîne de traction d'un véhicule électrique par Figure 1.1.

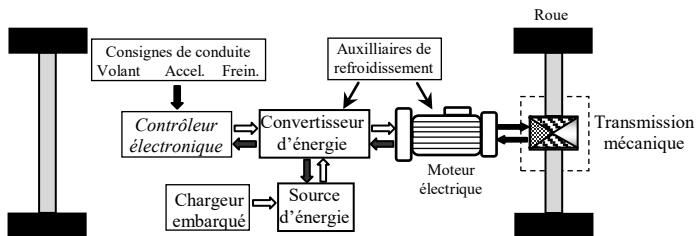


Figure 1.1: Chaîne de traction d'un véhicule électrique [30].

1.3 Principe de fonctionnement

Le fonctionnement d'un VE est similaire à celui d'un véhicule thermique. Une clé de contact ou un clavier numérique est utilisé pour mettre sous tension les tableaux de bord et le module de commande électronique du véhicule. Un levier de vitesse placé en marche avant ou arrière permet d'engager le véhicule. Lorsque la pédale de frein est relâchée, le véhicule peut se mettre à ramper comme un véhicule thermique. Lorsque le conducteur appuie sur la pédale d'accélérateur, un signal est envoyé au module de commande électronique qui, à son tour, applique au moteur électrique un courant et une tension provenant du système de batterie, proportionnels au degré d'enfoncement de la pédale d'accélérateur [39].

Le moteur applique à son tour un couple aux roues du véhicule électrique. Les courbes puissance/couple des moteurs électriques étant beaucoup plus larges que celles des moteurs thermiques, l'accélération d'un VE peut être beaucoup plus rapide. La plupart des véhicules électriques (VEs) ont une

fonction intégrée appelée freinage par récupération, qui entre en jeu lorsque la pédale d'accélérateur est relâchée ou que la pédale de frein est enfoncée. Cette fonction permet de capter l'énergie cinétique du véhicule et de l'acheminer vers le bloc-batterie par l'intermédiaire du module de commande électronique. Le freinage par récupération imite les effets de décélération d'un moteur thermique. Une qualité attrayante des véhicules électriques (VEs) est qu'ils fonctionnent très silencieusement. Dans la plupart des cas, la conduite et le fonctionnement des véhicules électriques (VEs) commerciaux sont comparables à ceux de leurs homologues à combustion interne [39].

1.4 Eléments de la chaîne de traction

La chaîne de traction d'un véhicule tout électrique peut être décomposée en plusieurs éléments indiqués sur la Figure 1.1. En commençant par le réseau d'alimentation en courant alternatif, le chargeur de batterie, la batterie électrochimique de la source d'énergie électrique embarquée, l'ensemble convertisseur statique et commande du moteur électrique, et enfin, la transmission mécanique, dont la fonction est d'adapter les caractéristiques mécaniques de la charge à celles du moteur. Les auxiliaires tels que le système de refroidissement du moteur (air ou eau) et son convertisseur électronique doivent également être pris en compte dans le calcul de la consommation globale [40] [41].

1.4.1 La motorisation

Le moteur électrique est au cœur du système de propulsion des véhicules électriques (VEs). Il convertit l'énergie électrique en énergie mécanique pour propulser le véhicule ou, à l'inverse, pour permettre un freinage par récupération et/ou pour produire de l'électricité afin de charger le stockage d'énergie embarqué. L'efficacité de la conversion d'énergie par la machine électrique est plus élevée que celle du moteur thermique, entre 80 et 95 % [42] [43].

Les principales exigences énumérées dans les références [44] [45] pour les moteurs de propulsion sont:

- densité de puissance élevée ;
- une réponse rapide du couple ;
- un rendement élevé dans toutes les plages de vitesse et de couple ;
- une grande robustesse ;
- une bonne fiabilité pour de nombreuses conditions d'utilisation des véhicules ;
- la facilité de contrôle ;
- un faible bruit et une petite taille ;
- un coût raisonnable.

Actuellement, le moteur à courant continu (à balais et sans balais), le moteur à induction, le moteur synchrone à aimant permanent et le moteur à réluctance variable sont les principaux types de moteurs utilisés pour la conduite des véhicules électriques [46].

1.4.1.1 Les moteurs à courant continu

Les moteurs à courant continu sont considérés comme plus simples car ils ont nécessité moins de dispositifs électroniques pour convertir le courant électrique. Les moteurs à courant continu présentent des inconvénients tels qu'une maintenance élevée et un faible rendement par rapport aux moteurs à courant alternatif. Les moteurs à courant alternatif, quant à eux, sont moins chers, mais leur dépendance à l'égard de l'électronique de puissance rend l'ensemble du système d'entraînement électrique plus coûteux [47].

Les moteurs à courant continu ont été le premier choix pour la propulsion des VEs, mais leur manque de fiabilité les a rendus moins attrayants. Leur principe de commande est simple, et les caractéristiques couple-vitesse de l'entraînement par moteur à courant continu sont également bien adaptées aux exigences de traction à utiliser dans les VEs [43] [48].

Le choix des moteurs électriques à courant continu a été largement accepté dans le passé en raison d'impulsions spécialisées et rentables, et c'est actuellement le choix le plus populaire parmi les directeurs des VEs. Leur utilisation expansive dans l'assiduité du transport galvanisé est due à leur moyen de contrôle de vitesse simple, la maturité technologique, le coût de fabrication comparativement faible par rapport à d'autres biais de conversion mécanique, et un meilleur contrôle de vitesse [49]. En revanche, ces types de moteurs sont moins fiables et ne conviennent pas pour un fonctionnement sans entretien à des vitesses élevées, car ils nécessitent des collecteurs et des balais pour donner de la puissance à l'armature. Ils ne conviennent pas aux véhicules électriques. En outre, les interférences électromagnétiques causées par l'action des collecteurs, la construction encombrante, le faible rendement, la faible fiabilité et la faible densité de puissance spécifique des moteurs à courant continu à enroulement sont autant de facteurs. Dans l'évolution de l'industrie du transport électrifié, la compacité de l'ensemble de l'entraînement de traction, ainsi que son rendement relatif élevé, sont essentiels [49] [50].

1.4.1.2 Les moteurs à courant alternatif

1.4.1.2.1 Moteurs à induction

Les moteurs à induction sont divisés en deux catégories : les moteurs à rotor bobiné et les moteurs à cage d'écureuil. Les moteurs à rotor bobiné sont moins attrayants que les moteurs à cage d'écureuil pour la propulsion électrique des VEs en raison de leur coût élevé, de leur demande et de leur manque de puissance. C'est pourquoi les moteurs à induction à cage d'écureuil sont désormais connus sous le nom de

moteurs à induction à cage d'écureuil [50]. On peut citer parmi les avantages du moteur à induction les suivants [42] [43] [46]:

- construction simple ;
- structure solide ;
- faible coût ;
- leur entretien réduit ;
- leur capacité à fonctionner dans des environnements hostiles;
- une grande fiabilité ;
- un refroidissement facile.

Certains des inconvénients du moteur à induction sont les suivants [42] [50]:

- la présence d'un couple de rupture limite son fonctionnement prolongé à puissance constante. Le couple de rupture est atteint à la vitesse critique ;
- le coût de construction des onduleurs est assez élevé ;
- le couple peut prendre des centaines de millisecondes pour se développer après l'application du courant ;
- faible rendement ;
- des pertes plus importantes ;
- un facteur de puissance inférieur à celui du moteur à aimant permanent.

Les moteurs à induction constituent un choix raisonnable pour les applications VEs dans tous les moteurs sans collecteur. Le principal inconvénient des moteurs intégrés est leur faible rendement à faible charge [50].

1.4.1.2.2 Moteur synchrone à aimants permanents

Les machines synchrones à aimants permanents sont l'un des moteurs électriques les plus courants dans les modèles de véhicules électriques commercialisés. Cela est dû au fait que les machines synchrones à aimants permanents présentent des rendements plus élevés par rapport aux autres moteurs électriques, ont des rapports couple/courant et couple/volume plus élevés, sont plus petites, plus compactes et répondent plus rapidement. Dans une machine synchrone à aimants permanents, le stator comporte des enroulements en cuivre et le rotor des aimants permanents [47].

En raison de sa densité de puissance élevée, de son haut rendement et de sa structure simple, le moteur synchrone à aimants permanents est préféré aux autres moteurs pour les systèmes de propulsion des VEs. Il existe deux types de moteurs synchrones à aimants permanents [45]:

- le moteur synchrone à aimants permanents intérieur ;
- le moteur synchrone à aimants permanents monté en surface.

Les principaux avantages du moteur synchrone à aimants permanents sont [43] [45]:

- une construction plus simple ;
- une plus faible inertie du rotor ;
- un contrôle plus facile ;
- un rendement plus élevé par rapport aux moteurs à courant continu sans balais ;
- absence d'ondulation du couple lorsque le moteur est commuté ;
- meilleures performances avec le couple plus élevé ;
- fiable et moins bruyant ;
- les performances sont élevées à la fois à haute et à basse vitesse de fonctionnement ;
- facile à contrôler grâce à la faible inertie du rotor ;
- la dissipation de la chaleur est efficiente;
- taille réduite.

Il est excité par des aimants permanents situés dans le rotor. Cette machine bénéficie de la haute densité d'énergie des aimants, l'excitation par aimants permanents nécessitant peu d'espace. Comme aucun courant d'excitation n'est nécessaire, le moteur synchrone à aimants permanents offre un rendement global élevé dans la plage de vitesse nominale. Les pertes dominantes du moteur synchrone à aimants permanents sont les pertes fers, qui se produisent principalement dans le stator, de sorte qu'elles peuvent être facilement dissipées par un système de refroidissement du boîtier. Par conséquent, il est possible de dissiper facilement ces pertes au moyen d'un système de refroidissement du carter et il est possible de dépasser le moteur à induction en termes de densité de puissance et de rendement. Son principal inconvénient est le coût élevé des aimants en terres rares tels que le NdFeB. Un autre inconvénient est la composante de courant supplémentaire nécessaire à l'affaiblissement du champ, ce qui entraîne des pertes plus importantes dans le stator et une diminution du rendement à grande vitesse. En outre, la capacité de surcharge est limitée par les caractéristiques de l'aimant. Pour éviter une démagnétisation irréversible, il faut éviter les températures élevées de l'aimant en combinaison avec des courants statoriques élevés [51].

1.4.1.2.3 Moteur à réluctance variable

Le moteur à réluctance variable est une nouvelle machine électrique qui produit un couple élevé à faible vitesse, ce qui en fait un excellent candidat pour l'entraînement direct. Son couple est produit par la tendance de sa partie mobile à se déplacer vers une position où l'inductance de l'enroulement excité est la plus grande. Les machines électriques simples sont celles qui possèdent des stators et des rotors à pôles saillants mais pas de bobines [52] [53]. Parmi ses avantages, on peut citer les suivants [50] [53] [54]:

- il possède une structure simple, robuste et peu coûteuse ;
- il n'a pas d'aimant permanent ou de bobinage sur le rotor ;
- une large extension de vitesse ;

- un fonctionnement à puissance constante et un contrôle flexible ;
- contrôle simple ;
- large zone de puissance constante à grande vitesse ;
- tolérance aux pannes;
- caractéristique couple-vitesse efficace ;
- grande fiabilité.

Cependant, parmi les inconvénients du moteur à réluctance variable, on peut citer [43] [50] : une génération de bruit acoustique plus important, une densité de couple inférieure, une ondulation de couple supérieure, une ondulation excessive du courant, la nécessité d'une topologie de convertisseur spéciale, et les interférences électromagnétiques.

1.4.2 Convertisseur d'énergie

Le convertisseur de puissance est utilisé pour alimenter le moteur électrique avec une tension et un courant appropriés. L'électronique de puissance joue un rôle fondamental dans les VEs car elle convertit et contrôle l'énergie électrique dans la chaîne de traction électrique [32] [42]. Les dispositifs typiques utilisés dans les VEs sont [47] [55] :

- le convertisseur DC/DC pour convertir la tension actuelle provenant du chargeur vers le système de batterie et du système de batterie vers les différents auxiliaires à bord.
- le convertisseur DC/AC est situé entre la batterie et le moteur électrique. Il est bidirectionnel, ce qui permet la régénération (l'énergie passe du moteur à la batterie) lors du freinage.
- les éléments de base tels que les diodes, les thyristors et les transistors.

Les convertisseurs d'énergie doivent être différents selon que les machines sont à courant continu ou alternatif [30].

1.4.2.1 Convertisseur DC-DC

Le hacheur permet la conversion continu-continu pour alimenter une machine à courant continu. Il permet de varier la tension aux bornes du moteur, et donc la vitesse. La Figure 1.2 représente le schéma de principe des circuits de puissance pour la traction à courant continu [30].

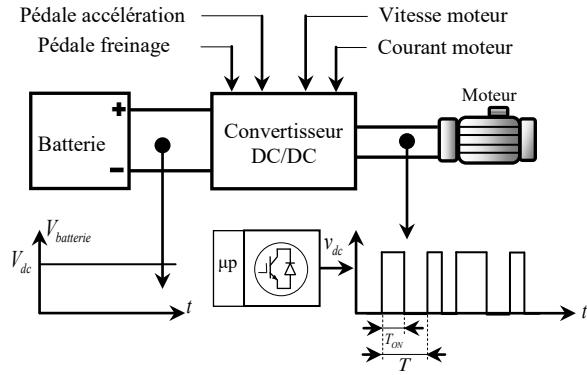


Figure 1.2: Convertisseur DC-DC pour l'alimentation de moteur de traction à courant continu.

1.4.2.2 Convertisseur DC-AC

L'onduleur dans la traction électrique est un convertisseur continu-alternatif qui permet d'obtenir trois phases de courant alternatif, décalées de $2\pi/3$ (120°), de fréquence variable à partir du courant de la batterie. La Figure 1.3 représente le schéma de principe du circuit de puissance de la traction à courant alternatif [30].

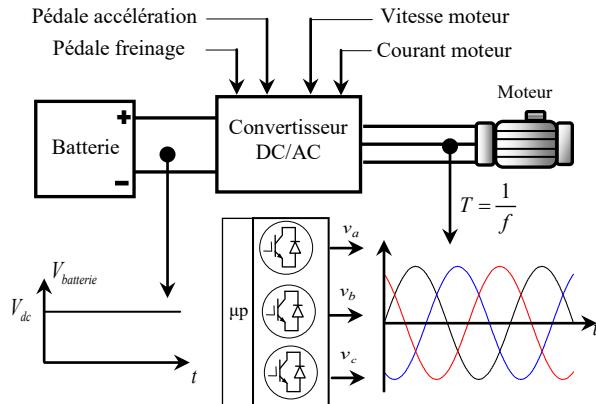


Figure 1.3: Convertisseur DC-AC pour l'alimentation de moteur de traction à courant alternatif.

1.4.3 Contrôle électronique

Le contrôleur électronique fournit des signaux de commande au convertisseur de puissance, qui commande le moteur électrique pour produire le couple et la vitesse appropriés en fonction de la commande d'entraînement. Il permet également de contrôler la vitesse et le couple du moteur de traction en gérant le flux d'énergie provenant de la batterie de traction [42] [56]. Il peut être divisé en trois unités fonctionnelles : le capteur, le circuit d'interface et le processeur. Le capteur est utilisé pour traduire des quantités mesurables telles que le courant, la tension, la température, la vitesse, le couple et le flux en signaux électriques par l'intermédiaire des circuits d'interface. Ces signaux sont conditionnés au

niveau approprié avant d'être transmis au processeur. Les signaux de sortie du processeur sont généralement amplifiés par les circuits d'interface pour piloter les dispositifs à semi-conducteurs du convertisseur de puissance [42].

1.4.4 Transmission mécanique

La transmission mécanique d'un véhicule électrique relie le moteur aux roues. Le réducteur mécanique (à rapport fixe), la boîte de vitesses, et éventuellement le différentiel sont autant de combinaisons possibles d'équipements nécessaires à la transmission de puissance [57].

Le réducteur est un élément clé de la chaîne de transmission mécanique ou électromécanique, et il permet un gain de poids important du moteur, dont les dimensions sont principalement contrôlées par la quantité d'effort à fournir plutôt que par la quantité de puissance. Il maintient la vitesse limitée du véhicule tout en respectant la fréquence limitée de commande de l'onduleur [57].

1.4.5 La source d'énergie

Le véhicule électrique utilisant une combinaison de différentes sources d'énergie telles que les piles à combustible, les batteries et les supercondensateurs pour alimenter un système de propulsion électrique [58].

Les systèmes de stockage d'énergie les plus importants utilisés aujourd'hui pour les VEs sont les batteries électrochimiques. Ces dernières sont comparées en termes d'énergie spécifique, de puissance spécifique, de durée de vie et de coût [59].

Le deuxième groupe de stockage d'énergie faisant l'objet de recherches comprend le stockage mécanique avec les volants d'inertie, le stockage électrostatique avec les supercondensateurs et le stockage de l'hydrogène à l'aide des systèmes de piles à combustible efficaces [59]. Cependant, dans l'état actuel de la technologie, ces caractéristiques sont difficiles à combiner en une seule classe de stockage et restent éloignées de la capacité énergétique offerte par les véhicules à moteur thermique [60].

En effet, les batteries, même en tenant compte des chimies Li-ion les plus récentes, sont généralement encombrantes et relativement coûteuses, et supportent un nombre limité de charges/décharges. Bien qu'elles restent le choix le plus populaire pour le système d'alimentation électrique des VEs purs, l'énergie spécifique (en watt-heures par kilogramme) des batteries actuelles est toujours, 100 fois inférieure à celle de l'essence, ce qui pose des contraintes importantes sur l'autonomie du véhicule [60].

Les supercondensateurs, quant à eux, peuvent survivre à un nombre nettement plus élevé de cycles de charge/décharge et ont une capacité décente à gérer des courants de pointe élevés en raison de pertes d'énergie plus faibles, mais leur faible densité d'énergie est préjudiciable à leur utilisation [60].

Les piles à combustible sont une autre source d'énergie attrayante, mais elles souffrent d'une capacité limitée à satisfaire les pics de puissance et sont encore à un stade précoce de développement commercial, faisant face à de nombreux défis pratiques associés au stockage et au ravitaillement en hydrogène [60].

1.4.5.1 La batterie

La batterie est le composant central d'un VE et la seule source de propulsion d'un véhicule électrique à batterie [61]. Parmi toutes les exigences relatives à la batterie pour les applications des VEs, on retrouve les suivantes [59] :

- une capacité de stockage d'énergie suffisamment importante pour assurer l'autonomie nécessaire ;
- une capacité de puissance d'entrée suffisamment élevée pour permettre une bonne accélération, un bon freinage par régénération pour obtenir un rendement énergétique élevé, et pour accepter une charge rapide pour la commodité du véhicule ;
- une durée de vie suffisamment longue pour répondre à la norme générale de durée de vie des composants automobiles ;
- durabilité face aux exigences environnementales (par exemple, contraintes climatiques, contraintes mécaniques, etc.) afin que les VEs puissent fonctionner dans des environnements difficiles où les véhicules conventionnels devraient normalement fonctionner ;
- tolérance aux abus pour que la batterie reste sûre dans des conditions extrêmes (par exemple, surcharge, courts-circuits internes, etc.).

La batterie est actuellement la source d'énergie la plus utilisée dans les véhicules électriques. Malgré sa grande densité de stockage d'énergie, la batterie présente des inconvénients tels qu'une faible puissance spécifique, la faible capacité de charge et de décharge du courant et une courte durée de vie. Ces inconvénients limitent l'utilité des véhicules électriques. Par conséquent, une source d'énergie supplémentaire doit être découverte pour compenser les limites de la batterie [62].

Jusqu'à présent, la technologie d'accumulateur la plus mature et la plus adaptée aux VE était l'accumulateur au plomb (Pb-Acid). Parmi les diverses batteries avancées, les batteries à base de nickel, comme le nickel-fer (Ni-Fe), le nickel-cadmium (Ni-Cd) et le nickel-métal-hydrure (Ni-MH), ont suscité un intérêt accru. D'autre part, les batteries zinc-halogènes telles que le zinc-brome (Zn-Br) et les batteries

haute température telles que le sodium-soufre (Na-S) sont également intéressantes [63]. Les batteries nickel-zinc (Ni-Zn), Zn/Air, aluminium-air (Al/Air), sodium/soufre (Na/S), sodium/chlorure de nickel (Na/NiCl₂), lithium-polymère (Li-Polymère) et Li-Ion [64].

1.4.5.1.1 Principe de fonctionnement d'une batterie

Une batterie est une cellule électrochimique (également appelée cellule galvanique) qui transforme l'énergie chimique en énergie électrique, elle se compose d'une anode et d'une cathode, séparées par un électrolyte (un conducteur ionique qui est également un milieu électriquement isolant) et un boîtier ou une enceinte [39] [65].

Les électrons sont générés à l'anode et circulent vers la cathode à travers le circuit externe tandis que, dans le même temps, l'électroneutralité est assurée par le transport des ions à travers l'électrolyte. Les deux principaux types de batteries utilisés dans les VEB sont les batteries nickel-métal-hydride (NiMH) et les batteries lithium-ion (Li-ion) [65].

Les cellules de batterie sont regroupées en une seule unité mécanique et électrique appelée module de batterie. Ces modules sont reliés électriquement pour former un bloc-batterie, qui alimente les systèmes d'entraînement électroniques [39].

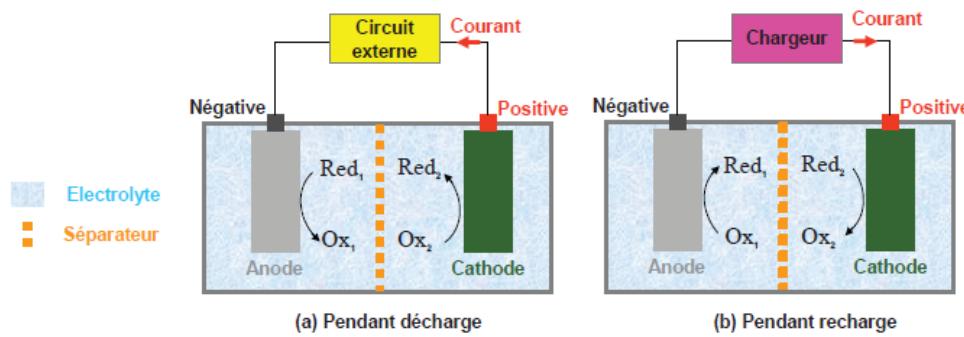


Figure 1.4: Principe de fonctionnement du batterie [66].

1.4.5.2 Supercondensateur

Les supercondensateurs sont également appelés ultracondensateurs ou supercondensateurs électrochimiques. Les supercondensateurs présentent des caractéristiques telles qu'un long cycle de vie, une densité énergétique supérieure à celle des condensateurs, une densité de puissance supérieure à celle des batteries et sont respectueux de l'environnement. Depuis l'invention du supercondensateur par General Electric, il a attiré l'attention de nombreux chercheurs. Les supercondensateurs sont principalement utilisés dans les applications de puissance pulsée et de sauvegarde d'énergie potentielle. Sur la base du mécanisme de stockage des charges, les supercondensateurs sont classés en deux types : les condensateurs électriques à double couche et les pseudocondensateurs. Les condensateurs à double couche électrique

stockent les charges à l'interface de l'électrode/électrolyte. Les pseudo-condensateurs stockent les charges par des réactions faradiques sur la surface des matériaux d'électrode [67].

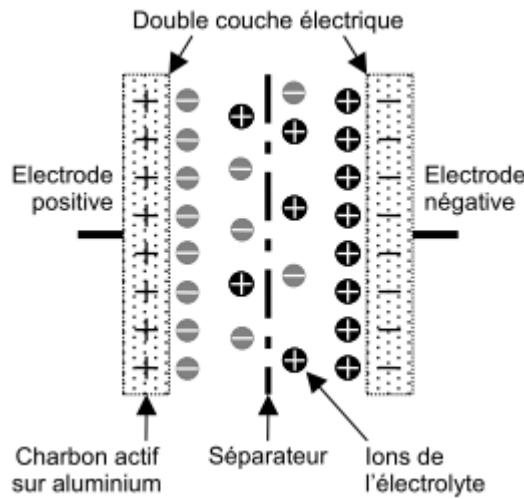


Figure 1.5 : Structure d'un supercondensateur [68].

1.4.5.2.1 Principe de fonctionnement de supercondensateur

Le condensateur électrochimique ou supercondensateur se compose de deux électrodes poreuses immergées dans un électrolyte, qui sont séparées par un séparateur. Lorsqu'un potentiel est appliqué, les ions électrolytiques forment une structure bicoche aux interfaces électrode-électrolyte. Les charges sont stockées à ces interfaces. Selon le mécanisme de stockage des charges, un supercondensateur peut être classé comme un condensateur électrique à double couche et un pseudo-condensateur. Dans un condensateur électrique à double couche, les charges sont stockées par la physisorption de l'ion électrolytique à la surface de l'électrode. La formation d'une bicoche a lieu aux interfaces électrode-électrolyte. Étant donné que seul un processus physique est impliqué pendant le processus de charge/décharge, ce type de condensateur montre des performances extrêmement élevées [69].

L'électrode stocke la charge par un mécanisme capacitif ou faradique grâce à l'interaction des ions de l'électrolyte. L'électrolyte fournit les ions nécessaires pour réaliser le processus de charge/décharge. Le séparateur agit comme une barrière, qui empêche le dispositif d'être court-circuité. Le collecteur de courant fournit une voie conductrice pour le transport des électrons de l'électrode vers le circuit externe [69].

1.4.5.3 Pile à combustible

Une pile à combustible est un dispositif de conversion électrochimique qui repose sur l'alimentation continue d'un combustible, en l'occurrence l'hydrogène, pour produire de l'électricité en courant continu et, comme sous-produits, de la chaleur et de l'eau [70]. Pour le type d'électrolyte et de

combustible qui détermine les réactions des électrodes, il existe plusieurs types de piles à combustible qui diffèrent par l'électrolyte et d'autres comportements [71] :

- les piles à combustible alcalines ;
- les piles à combustible à membrane échangeuse de protons ;
- les piles à combustible à méthanol direct ;
- les piles à combustible microbiennes ;
- les piles à combustible à acide phosphorique ;
- les piles à combustible à oxyde solide ;
- les piles à combustible à carbonate fondu.

Les piles à combustible à membrane échangeuse de protons utilisent des protons (H^+) comme ions mobiles disponibles et une membrane échangeuse de protons hydratée jouant le rôle d'électrolyte [71].

1.4.5.3.1 Principe de fonctionnement d'une pile à combustible

Une pile à combustible se compose de deux électrodes, l'anode et la cathode, séparées par un électrolyte. La cathode est toujours l'électrode positive et l'anode est l'électrode négative car les électrons circulent de l'électrode négative vers l'électrode positive. L'électrolyte est un matériau qui permet le passage des ions hydrogène, tout en bloquant le passage des électrons chargés négativement. À l'interface avec la cathode, le catalyseur crée une réaction avec l'oxygène au cours de laquelle de l'eau et (en raison du caractère exothermique du processus) de la chaleur sont produites [70] [71].

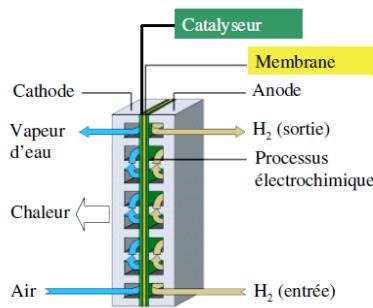


Figure 1.6: Principe de fonctionnement d'une pile à combustible à membrane échangeuse de protons [72].

1.4.6 Chargeur de batterie

Les batteries des VEB peuvent être rechargées à partir du réseau électrique à l'aide d'un chargeur. Le rôle de ce dernier est de prendre le courant alternatif d'une source d'énergie via un port de charge et de le convertir en courant continu afin de charger la batterie [56] [61].

Il est possible de placer les chargeurs des véhicules électriques à la fois sur et hors du véhicule. Pour limiter le poids du véhicule, le chargeur embarqué est souvent conçu pour être compact. Il a également une faible puissance, ce qui le rend idéal pour une charge progressive. Les chargeurs hors-bord, quant à eux, sont déployés sur des sites désignés pour fournir un service de charge rapide [61].

Un chargeur embarqué est principalement utilisé pour la charge lente, et l'activité de charge est effectuée à l'intérieur du véhicule électrique. L'avantage des chargeurs embarqués pour les VEs est qu'ils réduisent considérablement les besoins en infrastructures externes pour la recharge d'un véhicule. Ces inconvénients sont principalement l'augmentation du poids, du volume et du coût des VEs. Un poids léger, une petite taille, une efficacité élevée et un contrôle simple sont les caractéristiques souhaitées pour les chargeurs embarqués [45].

1.4.7 Les auxiliaires de refroidissement

Le dernier élément de la chaîne de traction est constitué des auxiliaires de refroidissement permettant de refroidir le moteur et le convertisseur statique qui se chauffent naturellement [30].

1.5 Les avantages et inconvénients des VEB

Les VEB sont propulsés uniquement par un moteur électrique, utilisant l'électricité stockée dans une batterie embarquée. La batterie doit être régulièrement rechargée, généralement en branchant le véhicule à une borne de recharge reliée au réseau électrique local. Ils ont le meilleur rendement énergétique de tous les systèmes de propulsion des véhicules, puisqu'ils sont généralement capables de convertir en mouvement environ 80 % ou plus de l'énergie stockée dans la batterie [73].

Les véhicules électriques à batteries (VEB) gagnent en popularité en raison de leurs avantages tels que [73] [74] [75] [76] [77] :

- un haut niveau d'efficacité ;
- un faible niveau de pollution environnementale ;
- un faible taux de bruit ;
- de multiples ressources énergétiques disponibles et de régénération ;
- ils nécessitent moins d'entretien ;
- une facilité d'utilisation et d'entretien ;
- une bonne utilisation globale de l'énergie ;
- l'absence d'émissions locales ;
- une capacité à être alimentés entièrement par de l'électricité renouvelable ;
- ils sont plus efficaces sur le plan énergétique que les véhicules classiques à carburant fossile;

- le freinage par récupération permet de maintenir la batterie d'un véhicule électrique chargée en convertissant une grande partie de l'énergie qui serait autrement perdue sous forme de chaleur lors d'un freinage traditionnel.

Les VEB ont de nombreuses désavantages parmi lesquels on peut citer [76] [78] [79] :

- perte dramatique d'autonomie causée par la gestion thermique de la cabine du conducteur ou de longs temps de recharge ;
- un prix d'achat plus élevé que les véhicules conventionnels, en raison du coût de la batterie ;
- ils souffrent d'une autonomie limitée en raison de la capacité limitée de la batterie.

1.6 Conclusion

Dans ce premier chapitre, nous avons vu quelques généralités sur les composants clés de la chaîne de traction électrique. Puis, nous avons présenté la description de la chaîne de traction électrique et son principe de fonctionnement. En outre, nous explorons d'abord la problématique de la motorisation de la chaîne de traction électrique. Notre choix se porte sur une batterie d'accumulateurs Lithium-Ion, qui est l'une des trois sources d'énergie technologiques possibles pour la propulsion d'un véhicule électrique.

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

Chapitre 2

Commande DTC d'un motopropulseur synchrone dans une chaîne de traction électrique

2.1 Introduction

Le but du chapitre précédent était de faire une présentation de la chaîne de traction d'un véhicule électrique. Ce chapitre explore une commande directe de couple (DTC, *Direct Torque Control*) afin de simuler ses performances sur un groupe motopropulseur synchrone à aimants permanents, alimenté par un onduleur triphasé NPC à trois niveaux, et employé dans la chaîne de traction d'un véhicule électrique.

La commande par orientation de champ (FOC) et la commande directe du couple (DTC) sont les deux méthodes les plus répandues aujourd'hui pour faire fonctionner les moteurs synchrones à aimants permanents, et toutes deux offrent de bonnes performances dynamiques. En 1986, Takahashi et Noguchi ont inventé la commande directe du couple pour les machines à induction. Zhong et Rahman ont proposé la première recherche académique sur la commande directe du couple pour les machines synchrones à aimants permanents en 1997. Elle se distingue par son schéma de commande simple, ses bonnes performances dynamiques et sa longue durée de vie, ainsi que par la commande directe et indépendante du couple et du flux, et sa capacité à obtenir une réponse rapide du flux. Pour la génération d'impulsions, cette technologie élimine le besoin de contrôleurs de courant, de modulation de largeur d'impulsion (PWM) ou de modulation vectorielle (SVM) [16] [17] [80] [81] [82] [83] [84].

Pour gérer la relation entre le flux statorique et le couple électromagnétique, la commande DTC traditionnelle utilise une table de commutation et deux comparateurs à hystérésis. Elle maintient le couple et le flux statorique dans une plage d'hystérésis, ce qui permet de détecter les erreurs entre les références de couple et de flux statorique et les valeurs réelles. En outre, la table de commutation d'un onduleur à trois niveaux est créée sur la base des exigences de performance prévues pour les variables contrôlées, ce qui inclut l'équilibrage du potentiel du point neutre de l'onduleur autour de zéro [18] [85] [86].

Ce chapitre commence par la modélisation du moteur de traction qui de type synchrone à aimants permanents (MSAP), puis passe à la modélisation du convertisseur de traction (onduleur NPC à trois niveaux), et se poursuit par la modélisation de la commande DTC utilisant les relations fondamentales via le contrôle du flux statorique et du couple électromagnétique. L'estimation des deux paramètres de

contrôle (couple-flux) et les comparateurs d'hystéresis associés seront ensuite développés. Enfin, nous avons effectué plusieurs simulations dans l'environnement MATLAB/Simulink pour tester la robustesse et l'efficacité de la stratégie de contrôle utilisée.

2.2 Modélisation des éléments de la chaîne de traction

2.2.1 Modélisation du moteur de traction

Dans notre étude, on s'intéresse à la modélisation et la commande d'une machine synchrone à aimants permanents montés en surface du rotor sans pièces polaires. La machine utilisée est un moteur sans amortisseurs, son inducteur est constitué d'aimants permanents, dont l'excitation est due à ces derniers. La Figure 2.1 illustre le modèle de la machine synchrone à aimants permanents dans le repère électrique [30].

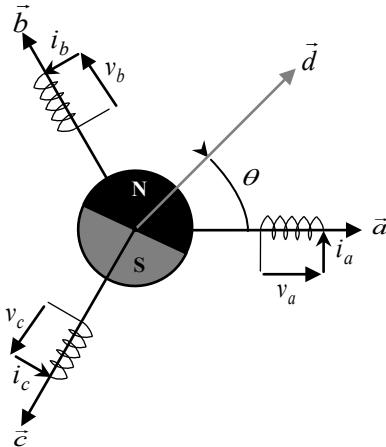


Figure 2.1: Représentation de la MSAP dans le repère triphasé (a, b, c).

Pour ce qui est bobinage statorique, la modélisation dépend des phénomènes que l'on souhaite intervenir, Figure 2.2. Ainsi, le stator d'une phase de machine sans pertes sera modélisé par une simple inductance (a). Prendre en compte les pertes joules reviendra à ajouter une résistance en série avec ce bobinage (b). La prise en compte des pertes fer revient à placer une résistance en parallèle sur le bobinage (c). La prise en compte simultanée des deux phénomènes correspond à la mise en série de deux groupes, l'un constitué d'une résistance joule, et l'autre de la résistance fer en parallèle sur le bobinage (d) [30].

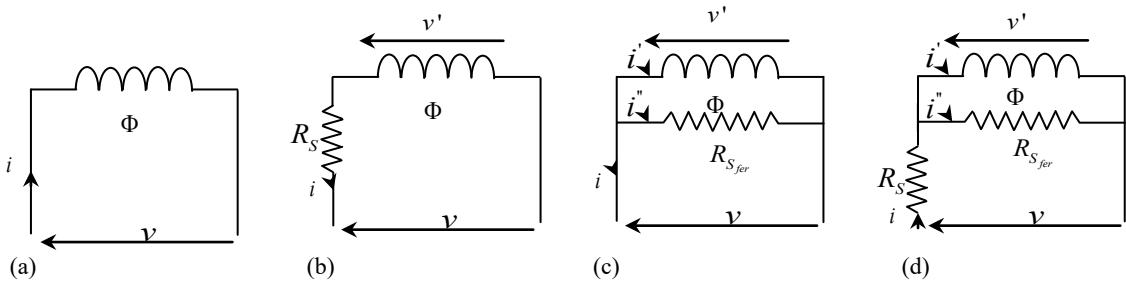


Figure 2.2: Les différentes modélisations possibles pour le stator d'une MSAP.

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

Dans le cas d'une machine à aimants, l'induction rotorique peut être modélisée comme celle provenant d'un bobinage rotorique alimenté par une source de courant, Figure 2.3. Le courant rotorique équivalent n'est donc pas influencé par les flux statoriques [30].

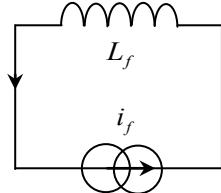


Figure 2.3: Modélisation du rotor d'une machine synchrone à aimant permanent.

Le moteur synchrone à aimants permanents (MSAP) comporte au stator un enroulement triphasé représenté par les trois axes (a, b, c) déphasés, l'un par rapport à l'autre, de 120° électrique, Figure 2.1, et au rotor des aimants permanents assurant son excitation. En fonction de la manière dont les sont placés, on peut distinguer deux types de rotors. Dans le premier type, Figure 2.4 (a), les aimants sont montés sur la surface du rotor offrant un entrefer homogène, le moteur est appelé à rotor lisse et les inductances ne dépendent pas de la position du rotor. Dans le deuxième, Figure 2.4 (b), les aimants sont montés à l'intérieur de la masse rotorique et l'entrefer sera variable à cause de l'effet de la saillance. Dans ce cas les inductances dépendent fortement de la position du rotor. De plus, le diamètre du rotor du premier type est moins important que celui du deuxième ce qui réduit considérablement son inertie en lui offrant la propriété dans l'entraînement des charges rapides. En ce qui concerne le stator, il est semblable à celui de toutes les machines à courant alternatif, Figure 2.1 [30].

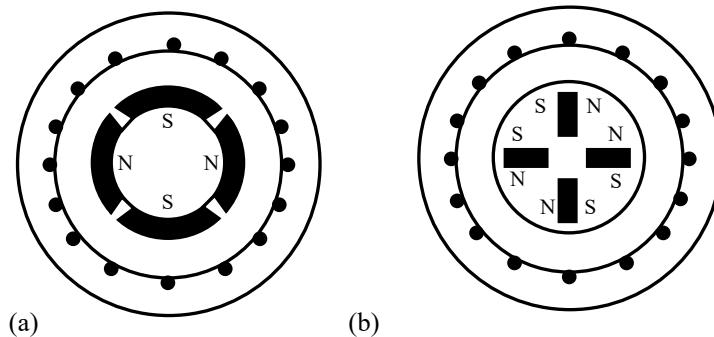


Figure 2.4: Rotors de machines synchrones à aimants permanents.

On peut citer quatre types de machine synchrone :

- Machine synchrone à rotor bobiné et entrefer lisse ($L_d = L_q$) ;

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

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

2.1.1.1 Problématique de la modélisation

Le modèle des machines électriques à courant alternatif est beaucoup plus complexe que celui des machines à courant continu et la commande se verra plus complexe, du fait que [30]:

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

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

En tenant compte de la représentation de la machine (Figure 2.1) et des hypothèses simplificatrices citées ci-dessous [30]:

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

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

$$[v_{abc}] = [R_s][i_{abc}] + \frac{d}{dt}[\Phi_{abc}] \quad (2.1)$$

Avec

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

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

Les flux totaux Φ_{abc} sont exprimés par :

$$[\Phi_{abc}] = [L][i_{abc}] + [\Phi_f] \quad (2.2)$$

Avec

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

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

La substitution de l'équation (2.2) dans l'équation (2.1) donne :

$$[v_{abc}] = [R_s][i_{abc}] + \frac{d}{dt}([L][i_{abc}] + [\Phi_f]) \quad (2.3)$$

Le couple électromagnétique est exprimé par :

$$C_{em} = \frac{1}{\omega_m} ([e_{abc}]^T [i_{abc}]) \quad (2.4)$$

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

2.1.1.2 Modèle de Park de la MSAP

On remarque que le système (2.3) engendre des équations fortement non linéaires et couplées. Afin de faciliter l'étude et l'analyse du système, on a substitué les enroulements immobiles (a, b, c) par des enroulements (d, q) tournant avec le rotor, c-à-d on utilise la dite *transformation de Park* qui permet

d'obtenir des variables fictives appelées les composante $d - q$ à partir d'une transformation directe appliquée aux variables réelles du système (tensions, courants et flux), Figure 2.5.

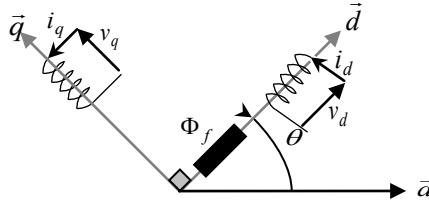


Figure 2.5: Modèle de Park de la MSAP.

La transformation de Park est définie comme suit :

$$[X_{dqo}] = [P][X_{abc}] \quad (2.5)$$

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

La matrice de transformation P est donnée par :

$$[P] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta - 4\pi/3) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 4\pi/3) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

La matrice inverse a pour forme :

$$[P]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\theta - 4\pi/3) & -\sin(\theta - 4\pi/3) & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

En appliquant la transformation (2.6) au système (2.1), on aura :

$$[v_{dq}] = [R_s][i_{dq}] + \frac{d}{dt}[\Phi_{dq}] + p\omega_r [\Phi'_{dq}] \quad (2.8)$$

Où :

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

Et la transformation (2.6) appliquée à (2.2) donne :

$$\begin{bmatrix} \Phi_d \\ \Phi_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Phi_f \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

Le couple électromagnétique est exprimé par :

$$C_{em} = \frac{3}{2} p (\Phi_d i_q - \Phi_q i_d) = \frac{3}{2} p [(L_d - L_q) i_d i_q + \Phi_f i_q] \quad (2.10)$$

L'équation électromécanique est exprimée par :

$$J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega = C_{em} - C_r \quad (2.11)$$

Où :

$$\omega_m = p\Omega \quad (2.12)$$

Avec :

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

2.1.1.3 Modèle de Concordia de la MSAP

La transformation de Concordia est définie comme suit :

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

Avec :

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

Et

$$[C]^{-1} = [C]^T \quad (2.15)$$

En appliquant la transformation (2.13) au système (2.1), on aura le modèle de la MSAP dans le repère $(\alpha\beta)$

- *Equations de tensions*

$$\begin{cases} v_{s\alpha} = R_s i_{s\alpha} + L_s \frac{di_{s\alpha}}{dt} - \omega_m \Phi_f \sin \theta \\ v_{s\beta} = R_s i_{s\beta} + L_s \frac{di_{s\beta}}{dt} + \omega_m \Phi_f \cos \theta \end{cases} \quad (2.16)$$

- *Equations de flux*

$$\begin{cases} \Phi_{s\alpha} = L_s i_{s\alpha} + \Phi_f \cos \theta \\ \Phi_{s\beta} = L_s i_{s\beta} + \Phi_f \sin \theta \end{cases} \quad (2.17)$$

- *Equations du couple électromagnétique*

$$C_{em} = \frac{3}{2} p (\Phi_{s\alpha} i_{s\beta} - \Phi_{s\beta} i_{s\alpha}) \quad (2.18)$$

2.3 Modélisation de la source d'énergie

Divers modèles de complexité variable existent dans la littérature, dans lesquels les constituants du circuit électrique équivalent dépendent du niveau de charge et de la température de fonctionnement de la batterie. Pour simplifier le modèle de la source d'énergie, dans notre travail, la batterie sera modélisée comme une simple source de tension continue [30].

2.4 Modélisation de l'onduleur de traction

2.4.1 Structure de l'onduleur à trois niveaux

L'onduleur NPC superpose deux interrupteurs élémentaires, chacun alimenté par une source de tension continue distincte, pour fournir une tension de sortie à trois niveaux [30]. La Figure 2.6 indique la structure de l'onduleur à trois niveaux. Il se compose de trois branches, chacune comportant quatre IGBT et des diodes de roue libre antiparallèles. En outre, chaque branche est reliée à deux diodes de blocage. L'onduleur est alimenté par une source de tension continue V_{dc} à travers deux condensateurs électrolytiques connectés en série C_1 et C_2 , la tension aux bornes de chaque condensateur étant $V_{dc}/2$ ($V_{dc1} = V_{dc2} = V_{dc}/2$), savoir les trois niveaux de commutation de cet onduleur Positif P , zéro O et négatif N . Par conséquent, les tensions de sortie de l'onduleur (V_{ao}, V_{bo}, V_{co}) n'auront que trois valeurs possibles : $+V_{dc}/2, 0$ et $-V_{dc}/2$ [87] [88] [89] [90] [91]. Pour simplifier l'étude et réduire la complexité de la structure de l'onduleur, on supposera que [92] [93] [94] :

- la commutation des interrupteurs est instantanée ;
- la chute de tension aux bornes des semi-conducteurs est supposée faible (négligeable devant V_{dc}) ;
- la charge est triphasée couplée en étoile.

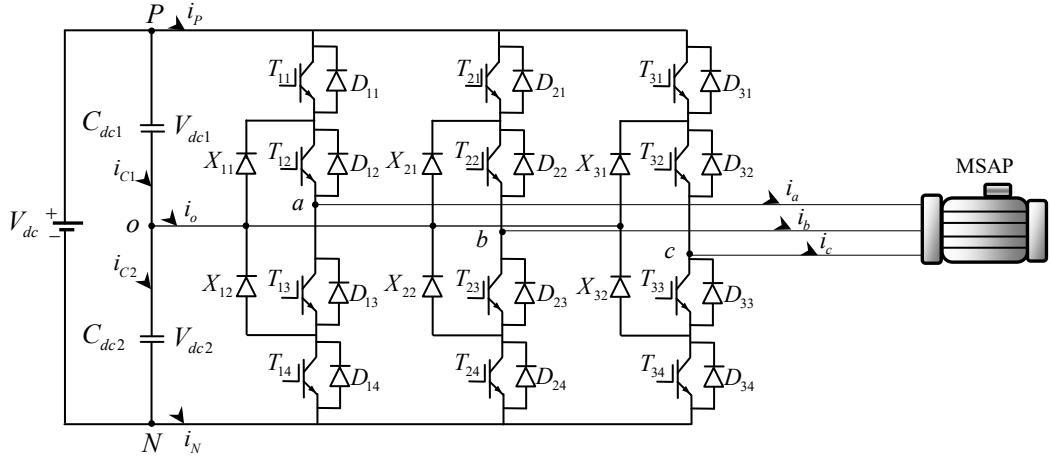


Figure 2.6: Schéma de puissance d'un onduleur triphasé à trois niveaux de structure NPC.

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

L'onduleur à trois niveaux étant symétrique, on peut se limiter à étudier le fonctionnement d'un seul bras, comme le montre la Figure 2.7 [95]. Le courant traverse les transistors lorsque la source de tension continue crée et que la source de tension alternative est réceptrice. Lorsque l'énergie est transférée d'une source de courant alternatif à une source de tension continue, des diodes antiparallèles assurent le passage du courant [30].

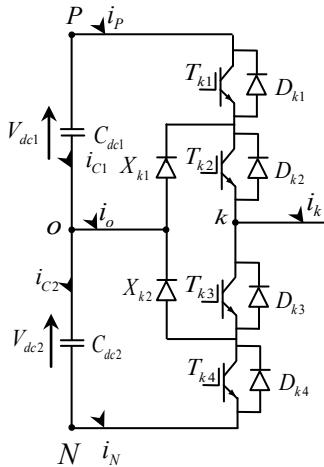


Figure 2.7: Bras d'un onduleur à trois niveaux.

Il faut déterminer les valeurs des tensions simples V_{ao} , V_{bo} et V_{co} entre les bornes a , b , c de la charge et le point neutre. Toutes ces tensions sont spécifiées par l'état 0 ou 1 des quatre interrupteurs T_{k1} , T_{k2} , T_{k3} , T_{k4} du bras, soit $k = 1, 2, 3$. Seules trois séquences sur les $2^4 = 16$ possibles ont été réalisées. Toutes les autres séquences ne sont pas fonctionnelles et doivent être évitées [30] [96].

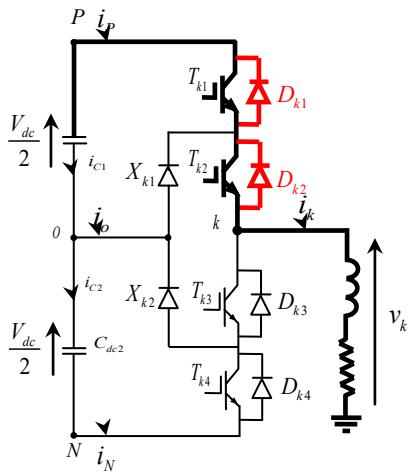
En effet, elles provoquent soient [96]:

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

Les trois configurations du bras du convertisseur correspondant aux trois séquences fonctionnelles, ainsi que les niveaux de tensions en sortie réalisables sont présentées dans le tableau 2.1 suivant [30]:

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

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

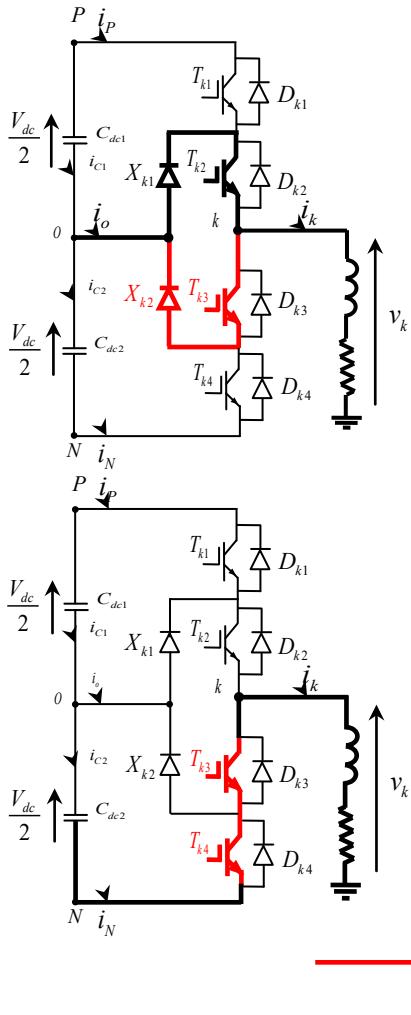


• Séquences 1 : “Génération du niveau maximum”

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

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

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



• **Séquences 2 : “Génération du niveau intermédiaire”**

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

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

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

• **Séquences 3 : “Génération du niveau minimum”**

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

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

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

Courant : $i_{P,O,N} \prec 0$

Courant : $i_{P,O,N} \succ 0$

Figure 2.8: Les différentes configurations possibles d'un bras d'onduleur à trois niveaux.

Les interrupteurs T_{k1} et T_{k3} (respectivement T_{k2}, T_{k4}) sont commandés de manière complémentaire.

Durant la moitié de la période de modulation T_{mod} , tous les interrupteurs ne sont pas actifs pendant la totalité de la période de modulation, deux interrupteurs sur quatre sont dans un état bloqué [30]:

- Si le signal modulant est positive, alors l'interrupteur T_{k2} est toujours passant et T_{k4} bloqué.
Si T_{k1} est amorcé alors l'interrupteur T_{k3} doit être bloqué, la tension en sortie est alors V_{dc1} . Au contraire si T_{k1} est à l'état OFF et T_{k3} est ON, la tension de sortie est égale à 0 V.
- De même si le signal modulant est négatif, les interrupteurs figés sont à l'état bloqué T_{k1} et T_{k3} à l'état passant. Si T_{k2} est amorcé alors la tension de sortie est fixée à 0 V et si T_{k2} est à l'état OFF et T_{k4} est ON, la tension de sortie est égale à $-V_{dc2}$.

2.4.3 Commande complémentaire

Pour éviter la conduction simultanée des quatre interrupteurs d'un bras, qui peut provoquer leur destruction en raison d'une augmentation du courant lors d'un court-circuit ou d'une surtension si les quatre interrupteurs sont ouverts. On définit des commandes complémentaires, qui doivent être appliquées sur un bras d'onduleur.

$$\begin{cases} B_{k2} = \overline{B_{k1}}, \\ B_{k4} = \overline{B_{k3}}, \end{cases} \quad \begin{cases} B_{k2} = \overline{B_{k3}}, \\ B_{k1} = \overline{B_{k4}}, \end{cases} \quad \begin{cases} B_{k2} = \overline{B_{k4}}, \\ B_{k1} = \overline{B_{k3}} \end{cases} \quad (2.19)$$

Où B_{ks} étant le signal de commande du transistor T_{ks} du bras k .

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

$$\begin{cases} B_{k1} = \overline{B_{k3}} \\ B_{k2} = \overline{B_{k4}} \end{cases} \quad (2.20)$$

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

B_{k1}	B_{k2}	B_{k3}	B_{k4}	V_k
1	1	0	0	V_{dc1}
0	1	0	1	<i>inconnue</i>
0	1	1	0	0
0	0	1	1	$-V_{dc2}$

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

La précision de l'application des exigences relatives à l'interconnexion des sources avec les interrupteurs donne lieu aux conditions suivantes : à l'intérieur de chaque paire, les interrupteurs doivent toujours être dans des états différents, ce qui implique l'apparition de commutations tant commandées que spontanées. Une cellule de commutation est formée par chacun de ces couples. Cette nouvelle cellule de commutation peut donc être considérée comme l'imbrication de deux cellules de commutation élémentaires, d'où le nom d'onduleur à cellules imbriquées [30].

La fonction de connexion F_{ks} traduit l'état ouvert ou fermé de l'interrupteur du bras k est défini par :

$$F_{ks} = \begin{cases} 1 & \text{si } T_{ks}, D_{ks} : on \\ 0 & \text{si } T_{ks}, D_{ks} : off \end{cases} \quad (2.21)$$

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

$$\begin{aligned} B_{k2} &= \overline{B_{k4}} \\ B_{k1} &= \overline{B_{k3}} \end{aligned} \Rightarrow \begin{cases} F_{k2} = 1 - F_{k4} \\ F_{k1} = 1 - F_{k3} \end{cases} \quad (2.22)$$

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

$$\begin{cases} F_{11} = 1 - F_{13}, & F_{21} = 1 - F_{23}, & F_{31} = 1 - F_{33} \\ F_{12} = 1 - F_{14}, & F_{22} = 1 - F_{24}, & F_{32} = 1 - F_{34} \end{cases} \quad (2.23)$$

On définit en plus pour l'onduleur à trois niveaux, une fonction de connexion des demi-bras, qu'on note F_{k1}^b comme suit :

$$\begin{cases} F_{k1}^b = F_{k1} \cdot F_{k2} \\ F_{k0}^b = F_{k3} \cdot F_{k4} \end{cases} \quad (2.24)$$

F_{k1}^b est associée au demi-bras du haut (la paire (T_{k1}, T_{k2})) et F_{k0}^b est associée au demi-bras du bas (la paire (T_{k3}, T_{k4})).

Le système d'équation (2.24) montre que la fonction de connexion des demi-bras F_{km}^b vaut 1 dans le cas où les deux interrupteurs associés au demi-bras F_{km}^b sont tous fermés et ils sont nulles dans tous les autres cas.

On appelle fonction de conversion, la fonction qui permet de passer de la tension d'entrée de l'onduleur à sa tension de sortie. Les potentiels des nœuds a, b, c de l'onduleur triphasé à trois niveaux, avec $V_{dc1} = V_{dc2} = V_{dc}/2$ s'expriment comme suit :

$$\begin{cases} V_{an} = F_{11} \cdot F_{12} \cdot V_{dc1} - F_{13} \cdot F_{14} \cdot V_{dc2} = (F_{11} \cdot F_{12} - F_{13} \cdot F_{14}) \cdot V_{dc}/2 \\ V_{bn} = F_{21} \cdot F_{22} \cdot V_{dc1} - F_{23} \cdot F_{24} \cdot V_{dc2} = (F_{21} \cdot F_{22} - F_{23} \cdot F_{24}) \cdot V_{dc}/2 \\ V_{cn} = F_{31} \cdot F_{32} \cdot V_{dc1} - F_{33} \cdot F_{34} \cdot V_{dc2} = (F_{31} \cdot F_{32} - F_{33} \cdot F_{34}) \cdot V_{dc}/2 \end{cases} \quad (2.25)$$

On désigne par (V_{an}, V_{bn}, V_{cn}) , les tensions simples aux bornes de chaque phase de la charge.

On constate d'après le système (2.25) que l'onduleur de tension trois niveaux est équivalent à deux niveaux en série. Les fonctions de connexion des demi-bras sont données par:

$$\begin{cases} F_{11}^b = F_{11} \cdot F_{12}, & F_{21}^b = F_{21} \cdot F_{22}, & F_{31}^b = F_{31} \cdot F_{32} \\ F_{10}^b = F_{13} \cdot F_{14}, & F_{20}^b = F_{23} \cdot F_{24}, & F_{30}^b = F_{33} \cdot F_{34} \end{cases} \quad (2.26)$$

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

$$\begin{cases} V_{an} = F_{11}^b \cdot V_{dc1} - F_{10}^b \cdot V_{dc2} \\ V_{bn} = F_{21}^b \cdot V_{dc1} - F_{20}^b \cdot V_{dc2} \\ V_{cn} = F_{31}^b \cdot V_{dc1} - F_{30}^b \cdot V_{dc2} \end{cases} \quad (2.27)$$

Les tensions composées sont données par le système suivant :

$$\begin{cases} V_{ab} = V_{an} - V_{bn} \\ V_{bc} = V_{bn} - V_{cn} \\ V_{ca} = V_{cn} - V_{an} \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} V_{ab} = (F_{11}F_{12} - F_{21}F_{22})V_{dc1} - (F_{13}F_{14} - F_{23}F_{24})V_{dc2} \\ V_{bc} = (F_{21}F_{22} - F_{31}F_{32})V_{dc1} - (F_{23}F_{24} - F_{33}F_{34})V_{dc2} \\ V_{ca} = (F_{31}F_{32} - F_{11}F_{12})V_{dc1} - (F_{33}F_{34} - F_{13}F_{14})V_{dc2} \end{cases} \quad (2.28)$$

Les tensions simples s'écrivent :

$$\begin{cases} V_{an} = V_a = \frac{V_{ab} - V_{ca}}{3} \\ V_{bn} = V_b = \frac{V_{bc} - V_{ab}}{3} \\ V_{cn} = V_c = \frac{V_{ca} - V_{bc}}{3} \end{cases} \quad (2.29)$$

2.4.4 Modèle de connaissance

En utilisant les fonctions de connexion des demi-bras, on obtient les tensions composées :

$$\begin{bmatrix} V_{ab} \\ V_{bc} \\ V_{ca} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \left\{ \begin{bmatrix} F_{11}^b \\ F_{21}^b \\ F_{31}^b \end{bmatrix} V_{dc1} - \begin{bmatrix} F_{10}^b \\ F_{20}^b \\ F_{30}^b \end{bmatrix} V_{dc2} \right\} \quad (2.30)$$

Les tensions simples de sortie sont présentes comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \left\{ \begin{bmatrix} F_{11}^b \\ F_{21}^b \\ F_{31}^b \end{bmatrix} V_{dc1} - \begin{bmatrix} F_{10}^b \\ F_{20}^b \\ F_{30}^b \end{bmatrix} V_{dc2} \right\} \quad (2.31)$$

Dans le cas où ($V_{dc1} = V_{dc2} = V_{dc}/2$), la relation (2.31) s'écrivait comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{1}{6} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{11}^b - F_{10}^b \\ F_{21}^b - F_{20}^b \\ F_{31}^b - F_{30}^b \end{bmatrix} V_{dc} \quad (2.32)$$

Ou par la relation suivante :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{1}{6} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} V_{dc} \quad (2.33)$$

La détermination des états de commutation peuvent être déterminés par les relations (2.34) et le Tableau 2.3.

$$\begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} F_{11}^b - F_{10}^b \\ F_{21}^b - F_{20}^b \\ F_{31}^b - F_{30c}^b \end{bmatrix} \quad (2.34)$$

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

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

Tableau 2.3: Etat de commutation pour chaque bras.

2.4.5 Le modèle vectoriel dans un repère orthogonal

Chaque bras de l'onduleur triphasé à trois niveaux est composé de quatre commutateurs à trois états de commutation, indiqués par P, O, N dans le Tableau 2.3. Le circuit principal de l'onduleur triphasé à trois niveaux NPC est illustré à la Figure 2.9, les quatre commutateurs de chaque bras étant remplacés par un seul commutateur équivalent à trois états : positif P , zéro O et négatif N [30].

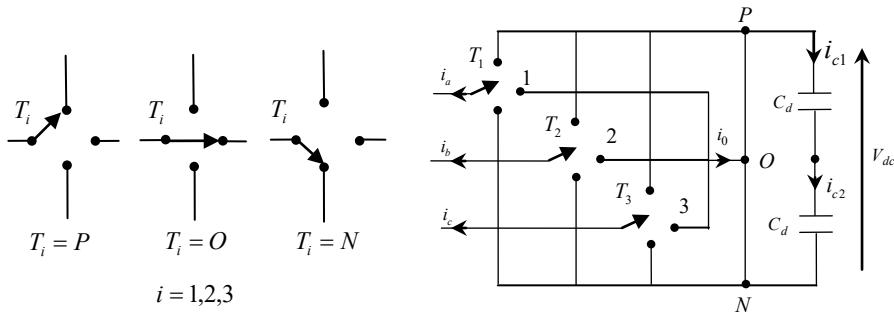


Figure 2.9: Topologie de commutation d'un onduleur NPC à trois niveaux.

D'après ce qui précède, nous comprenons alors qu'il existe 27 vecteurs de tension de référence. Chacun de ces vecteurs correspond à une combinaison de l'état des interrupteurs dans le diagramme vectoriel d'un onduleur triphasé à trois niveaux dont chacun peut être représenté sous la forme vectorielle suivante comme vecteur de référence [30]:

$$V_s = V_{an} e^{j0} + V_{bn} e^{-j2\pi/3} + V_{cn} e^{-j4\pi/3} \quad (2.35)$$

Conformément au principe de transformation du triphasé au biphasé, les trois vecteurs de tensions de référence (V_{an}, V_{bn}, V_{cn}) peuvent être transformés en (V_α, V_β) comme suit [30]:

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} \quad (2.36)$$

Suivant les états de l'onduleur, le vecteur V_s peut prendre plusieurs positions dans le plan (α, β) , qui sont indiquées sur le diagramme vectoriel de la Figure 2.10 [30].

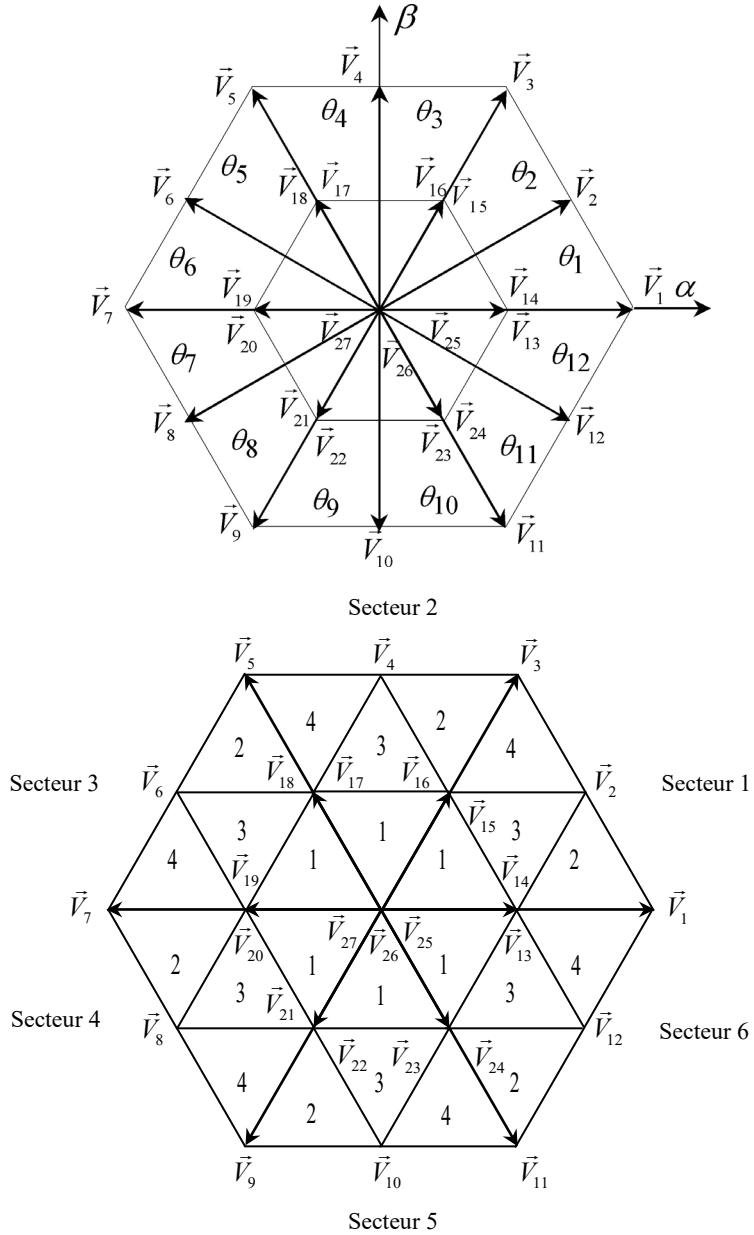


Figure 2.10: Diagramme vectoriel d'un onduleur triphasé à trois niveaux.

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

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

L'amplitude du vecteur V_s est donnée par :

$$V_s = \sqrt{V_{s\alpha}^2 + V_{s\beta}^2} \quad (2.37)$$

et sa position θ est donné par :

$$\theta = \arctan \frac{V_{s\beta}}{V_{s\alpha}} \quad (2.38)$$

\vec{V}_s	S_a	S_b	S_c	V_{ao}	V_{bo}	V_{co}	V_{an}	V_{bn}	V_{cn}	$V_{s\alpha}$	$V_{s\beta}$	$ V_s \angle \theta$	
\vec{V}_{25}	1	1	1	$\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$	0	0	0	0	0	$0+j0$	Les vecteurs nuls positifs
\vec{V}_{26}	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	$0+j0$	
\vec{V}_{27}	-1	-1	-1	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{2}$	0	0	0	0	0	$0+j0$	
\vec{V}_{14}	1	0	0	$\frac{V_{dc}}{2}$	0	0	$\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{6}$	$-\frac{V_{dc}}{6}$	$\sqrt{\frac{2}{3}} \left(\frac{V_{dc}}{2} \right)$	0	$\frac{V_{dc}}{3} e^{j0}$	
\vec{V}_{15}	1	1	0	$\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$	0	$\frac{V_{dc}}{6}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$\sqrt{\frac{2}{3}} \left(\frac{V_{dc}}{4} \right)$	$\frac{V_{dc}}{2\sqrt{2}}$		$\frac{V_{dc}}{3} e^{j\frac{\pi}{3}}$	
\vec{V}_{18}	0	1	0	0	$\frac{V_{dc}}{2}$	0	$-\frac{V_{dc}}{6}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{6}$	$-\sqrt{\frac{2}{3}} \left(\frac{V_{dc}}{4} \right)$	$\frac{V_{dc}}{2\sqrt{2}}$	$\frac{V_{dc}}{3} e^{j\frac{2\pi}{3}}$	
\vec{V}_{19}	0	1	1	0	$\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{6}$	$\frac{V_{dc}}{6}$	$-\sqrt{\frac{2}{3}} \left(\frac{V_{dc}}{2} \right)$	0	$\frac{V_{dc}}{3} e^{j\pi}$	
\vec{V}_{22}	0	0	1	0	0	$\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{6}$	$-\frac{V_{dc}}{6}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$-\sqrt{\frac{2}{3}} \left(\frac{V_{dc}}{4} \right)$	$-\frac{V_{dc}}{2\sqrt{2}}$	$\frac{V_{dc}}{3} e^{j\frac{4\pi}{3}}$	
\vec{V}_{23}	1	0	1	$\frac{V_{dc}}{2}$	0	$\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{6}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{6}$	$\sqrt{\frac{2}{3}} \left(\frac{V_{dc}}{4} \right)$	$-\frac{V_{dc}}{2\sqrt{2}}$	$\frac{V_{dc}}{3} e^{j\frac{5\pi}{3}}$	
\vec{V}_{13}	0	-1	-1	0	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{6}$	$-\frac{V_{dc}}{6}$	$\sqrt{\frac{2}{3}} \left(\frac{V_{dc}}{2} \right)$	0	$\frac{V_{dc}}{3} e^{j0}$	
\vec{V}_{16}	0	0	-1	0	0	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{6}$	$\frac{V_{dc}}{6}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$\sqrt{\frac{2}{3}} \left(\frac{V_{dc}}{4} \right)$	$\frac{V_{dc}}{2\sqrt{2}}$	$\frac{V_{dc}}{3} e^{j\frac{\pi}{3}}$	
\vec{V}_{17}	-1	0	-1	$-\frac{V_{dc}}{2}$	0	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{6}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{6}$	$-\sqrt{\frac{2}{3}} \left(\frac{V_{dc}}{4} \right)$	$\frac{V_{dc}}{2\sqrt{2}}$	$\frac{V_{dc}}{3} e^{j\frac{2\pi}{3}}$	
\vec{V}_{20}	-1	0	0	$-\frac{V_{dc}}{2}$	0	0	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{6}$	$\frac{V_{dc}}{6}$	$-\sqrt{\frac{2}{3}} \left(\frac{V_{dc}}{2} \right)$	0	$\frac{V_{dc}}{3} e^{j\pi}$	
\vec{V}_{21}	-1	-1	0	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{2}$	0	$-\frac{V_{dc}}{6}$	$-\frac{V_{dc}}{6}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$-\sqrt{\frac{2}{3}} \left(\frac{V_{dc}}{4} \right)$	$-\frac{V_{dc}}{2\sqrt{2}}$	$\frac{V_{dc}}{3} e^{j\frac{4\pi}{3}}$	

\vec{V}_{24}	0	-1	0	0	$-\frac{V_{dc}}{2}$	0	$\frac{V_{dc}}{6}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{6}$	$\sqrt{\frac{2}{3}} \left(\frac{V_{dc}}{4} \right)$	$-\frac{V_{dc}}{2\sqrt{2}}$	$\frac{V_{dc}}{3} e^{j\frac{5\pi}{3}}$	
\vec{V}_2	1	0	-1	$\frac{V_{dc}}{2}$	0	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$	0	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$\sqrt{\frac{2}{3}} \left(\frac{3V_{dc}}{4} \right)$	$\frac{V_{dc}}{2\sqrt{2}}$	$\frac{\sqrt{3}V_{dc}}{3} e^{j\frac{\pi}{6}}$	Les vecteurs moyens
\vec{V}_4	0	1	-1	0	$\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{2}$	0	$\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{2}$	0	$\frac{V_{dc}}{\sqrt{2}}$	$\frac{\sqrt{3}V_{dc}}{3} e^{j\frac{\pi}{2}}$	
\vec{V}_6	-1	1	0	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$	0	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$	0	$-\sqrt{\frac{2}{3}} \left(\frac{3V_{dc}}{4} \right)$	$\frac{V_{dc}}{2\sqrt{2}}$	$\frac{\sqrt{3}V_{dc}}{3} e^{j\frac{5\pi}{6}}$	
\vec{V}_8	-1	0	1	$-\frac{V_{dc}}{2}$	0	$\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{2}$	0	$\frac{V_{dc}}{2}$	$-\sqrt{\frac{2}{3}} \left(\frac{3V_{dc}}{4} \right)$	$-\frac{V_{dc}}{2\sqrt{2}}$	$\frac{\sqrt{3}V_{dc}}{3} e^{j\frac{7\pi}{6}}$	
\vec{V}_{10}	0	-1	1	0	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$	0	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$	0	$-\frac{V_{dc}}{\sqrt{2}}$	$\frac{\sqrt{3}V_{dc}}{3} e^{j\frac{3\pi}{2}}$	
\vec{V}_{12}	1	-1	0	$\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{2}$	0	$\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{2}$	0	$\sqrt{\frac{2}{3}} \left(\frac{3V_{dc}}{4} \right)$	$-\frac{V_{dc}}{2\sqrt{2}}$	$\frac{\sqrt{3}V_{dc}}{3} e^{j\frac{11\pi}{6}}$	
\vec{V}_1	1	-1	-1	$\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{2V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$\sqrt{\frac{2}{3}} V_{dc}$	0	$\frac{2V_{dc}}{3} e^{j0}$	Les vecteurs grands
\vec{V}_3	1	1	-1	$\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{2V_{dc}}{3}$	$\sqrt{\frac{2}{3}} \left(\frac{V_{dc}}{2} \right)$	$\frac{V_{dc}}{\sqrt{2}}$	$\frac{2V_{dc}}{3} e^{j\frac{\pi}{3}}$	
\vec{V}_5	-1	1	-1	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{2V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$-\sqrt{\frac{2}{3}} \left(\frac{V_{dc}}{2} \right)$	$\frac{V_{dc}}{\sqrt{2}}$	$\frac{2V_{dc}}{3} e^{j\frac{2\pi}{3}}$	
\vec{V}_7	-1	1	1	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{2V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$-\sqrt{\frac{2}{3}} V_{dc}$	0	$\frac{2V_{dc}}{3} e^{j\pi}$	
\vec{V}_9	-1	-1	1	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{2V_{dc}}{3}$	$-\sqrt{\frac{2}{3}} \left(\frac{V_{dc}}{2} \right)$	$-\frac{V_{dc}}{2\sqrt{2}}$	$\frac{2V_{dc}}{3} e^{j\frac{4\pi}{3}}$	
\vec{V}_{11}	1	-1	1	$\frac{V_{dc}}{2}$	$-\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{2}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{2V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\sqrt{\frac{2}{3}} V_{dc}$	$-\frac{V_{dc}}{\sqrt{2}}$	$\frac{2V_{dc}}{3} e^{j\frac{5\pi}{3}}$	

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

La combinaison des états des interrupteurs des 3 bras engendrent 27 vecteurs de tension dans le plan ($\alpha\beta$) dont 24 sont actifs et 3 sont nuls. Les 24 vecteurs actifs sont scindés en trois catégories selon leur longueur : grande, moyenne et petite. Les 24 vecteurs de tension sont divisés en quatre groupes selon leurs amplitudes montrées dans le Tableau 2.5 [30]:

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

$$\vec{V}_s = \frac{1}{3} V_{dc} e^{j\frac{k\pi}{3}} \text{ avec : } k \in \{0, \dots, 5\} \quad (2.39)$$

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

$$\vec{V}_s = \frac{\sqrt{3}}{3} V_{dc} e^{j\left(\frac{k\pi}{3} + \frac{\pi}{6}\right)} \text{ avec : } k \in \{0, \dots, 5\} \quad (2.40)$$

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

$$\vec{V}_s = \frac{2}{3} V_{dc} e^{j\frac{k\pi}{3}} \text{ avec : } k \in \{0, \dots, 5\} \quad (2.41)$$

Vecteur	Etat des commutateurs	Le courant i_0	Classification du vecteur	Amplitude du vecteur
\vec{V}_{25}	PPP	$i_0 = 0$	Vecteur Nul (VN)	0
\vec{V}_{26}	OOO			
\vec{V}_{27}	NNN			
\vec{V}_{14}	POO	$i_0 = -i_a$	Vecteur Petit (VP) : • type P (VPP)	$\frac{1}{3} V_{dc}$
\vec{V}_{15}	PPO	$i_0 = i_c$		
\vec{V}_{18}	OPO	$i_0 = -i_b$		
\vec{V}_{19}	OPP	$i_0 = i_a$		
\vec{V}_{22}	OOP	$i_0 = -i_c$		
\vec{V}_{23}	POP	$i_0 = i_b$		
\vec{V}_{13}	ONN	$i_0 = i_a$	Vecteur Petit (VP) : • type N (VPN)	$\frac{1}{3} V_{dc}$
\vec{V}_{16}	OON	$i_0 = i_c$		
\vec{V}_{17}	NON	$i_0 = i_b$		
\vec{V}_{20}	NOO	$i_0 = -i_a$		
\vec{V}_{21}	NNO	$i_0 = i_c$		
\vec{V}_{24}	ONO	$i_0 = -i_b$		
\vec{V}_2	PON	$i_0 = i_b$	Vecteur Moyen (VM)	$\frac{\sqrt{3}}{3} V_{dc}$
\vec{V}_4	OPN	$i_0 = i_a$		
\vec{V}_6	NPO	$i_0 = i_c$		
\vec{V}_8	NOP	$i_0 = i_b$		
\vec{V}_{10}	ONP	$i_0 = i_a$		
\vec{V}_{12}	PNO	$i_0 = i_c$		
\vec{V}_1	PNN	Vecteur Grand (VG)	$\frac{2}{3} V_{dc}$	
\vec{V}_3	PPN			
\vec{V}_5	NPN			
\vec{V}_7	NPP			
\vec{V}_9	NNP			
\vec{V}_{11}	PNP			

Tableau 2.5: Etats des commutateurs et des vecteurs correspondants.

2.5 Principe de la commande directe du couple

La technique de commande directe du couple, telle qu'elle est illustrée à la Figure 2.11, est basée sur la régulation directe du couple électromagnétique et du flux de la machine. Elle comprend une paire de comparateurs à hystérésis, un estimateur de flux et de couple et une table de sélection de vecteurs de tension. En appliquant des vecteurs de tension appropriés et en confinant ces variables dans leurs bandes d'hystérésis, le couple et le flux peuvent être régulés simultanément. De plus, un régulateur de vitesse compare la vitesse réelle du rotor à la valeur souhaitée et génère le couple électromagnétique de référence [97] [98] [99] [100].

Le but étant de maintenir le couple et le flux statorique à l'intérieur d'une bande d'hystérésis, le principe de la commande directe du couple est mis en œuvre en sélectionnant le vecteur de tension approprié en fonction des erreurs entre les valeurs souhaitées et réelles du couple et du flux statorique. En outre, l'utilisation de cette technique permet de découpler le contrôle du flux et du couple sans devoir appliquer la modulation de largeur d'impulsion (PWM) pour générer les impulsions de l'onduleur [80] [85] [97] [100] [101] [102].

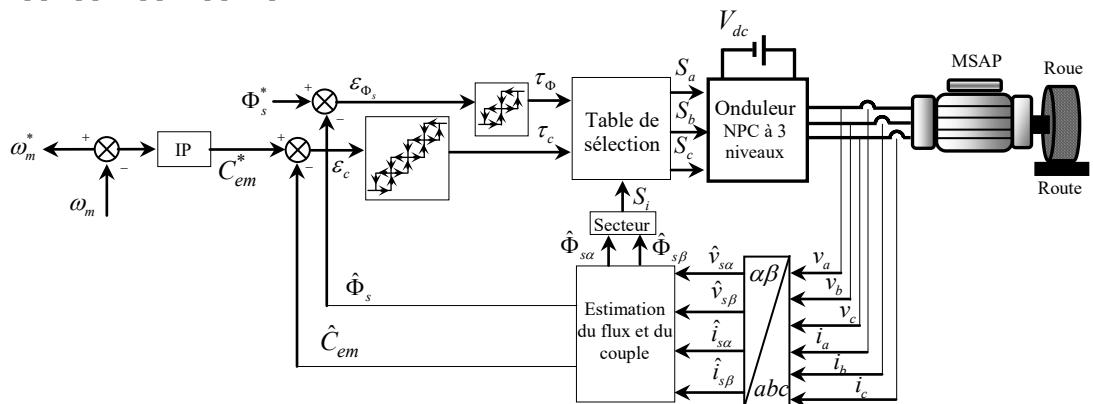


Figure 2.11: Schéma bloc de la commande directe du couple du motopropulseur SAP en boucle fermée.

2.5.1 Contrôle du flux statorique du motopropulseur SAP

En rappelant que le flux statorique de la machine synchrone à aimants permanents dans le repère (α, β), peut être décrit en fonction du vecteur tension statorique sous la forme [30]:

$$\begin{cases} \Phi_{s\alpha} = \int_0^t (v_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha}) dt \\ \Phi_{s\beta} = \int_0^t (v_{s\beta} - R_s i_{s\beta}) dt \end{cases} \quad (2.42)$$

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

$$\begin{cases} \Phi_{s\alpha}(k+1) = \Phi_{s\alpha}(k) + (v_{s\alpha}(k) - R_s i_{s\alpha}(k)) T_e \\ \Phi_{s\beta}(k+1) = \Phi_{s\beta}(k) + (v_{s\beta}(k) - R_s i_{s\beta}(k)) T_e \end{cases} \quad (2.43)$$

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

$$\vec{\Phi}_s(k+1) = \vec{\Phi}_s(k) + (\vec{V}_s(k) - R_s \vec{I}_s(k)) T_e \quad (2.44)$$

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

$$\vec{\Phi}_s(k+1) = \vec{\Phi}_s(k) + \vec{V}_s(k) T_e \quad (2.45)$$

La relation (2.45) montre que si on applique à la machine MSAP un vecteur tension constant non nul, l'extrémité du vecteur flux $\vec{\Phi}_s$ se déplace dans la direction du vecteur tension statorique \vec{V}_s . On constate alors que l'extrémité du vecteur flux statorique $\vec{\Phi}_s$ se déplace le long d'une droite d'axe colinéaire à celui du vecteur tension \vec{V}_s imposé par l'onduleur NPC à la machine, Figure 2.12 [30]. Le déplacement du vecteur de flux statorique sera assuré par l'application consécutive de vecteurs de tension par l'onduleur NPC. De plus, on peut influencer la valeur du module de flux statorique en fonction du vecteur de tension appliqué, comme le montre la Figure 2.12. Ainsi, on peut faire que l'extrémité du vecteur de flux statorique suive une trajectoire quasi circulaire et maintenir l'amplitude du flux proche d'une valeur de référence constante en choisissant le vecteur de tension statorique sur des intervalles répétés de la durée de la période d'échantillonnage T_e [30].

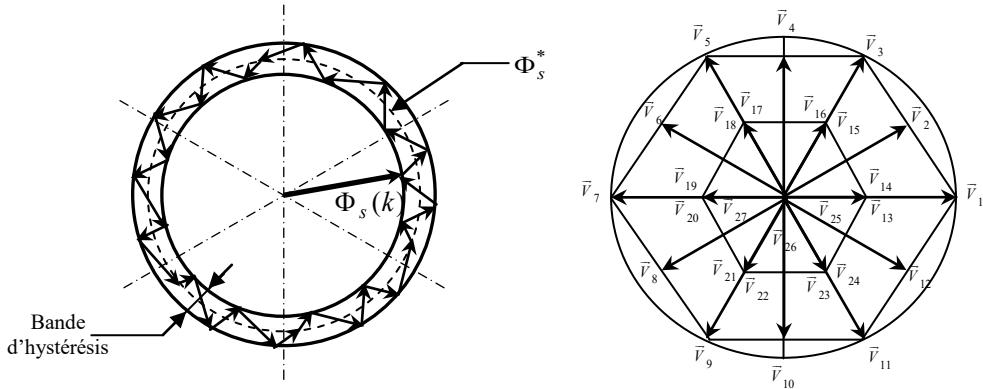


Figure 2.12: Trajectoire circulaire du flux statorique de la machine.

2.5.2 Contrôle du couple électromagnétique du motopropulseur SAP

Le couple électromagnétique s'exprime en fonction du flux statorique et du flux rotorique de la façon suivante [30]:

$$C_{em} = K_c \Phi_s \Phi_r \sin(\gamma) \quad (2.46)$$

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

Le contrôle du couple dépend directement du contrôle de la rotation du vecteur flux statorique. Sur la Figure 2.13, on a illustré l'évolution du couple électromagnétique dans le cas de l'application de deux vecteurs de tension qui font évoluer le flux statorique dans des sens de rotation contraire. Le sens de rotation trigonométrique est considéré comme le sens de rotation positif.

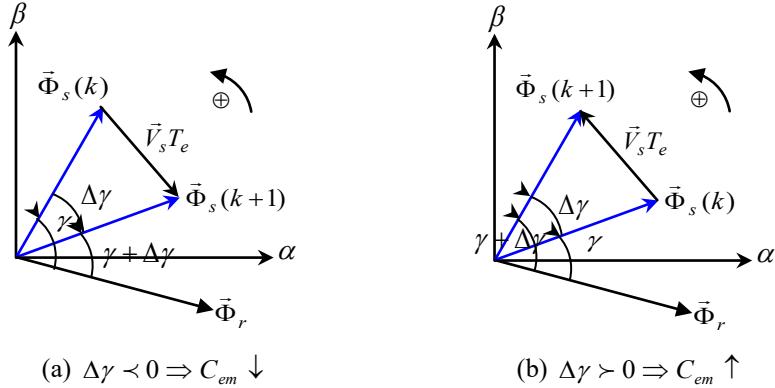


Figure 2.13: Evolution du couple électromagnétique en fonction du vecteur tension appliqué.

2.5.3 Estimation du flux statorique

2.5.3.1 Estimation de l'amplitude du vecteur flux statorique

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

$$\Phi_s = \sqrt{\Phi_{s\alpha}^2 + \Phi_{s\beta}^2} \quad (2.47)$$

Où $\Phi_{s\alpha}$ et $\Phi_{s\beta}$ sont estimées en utilisant l'équation (2.42), qui nécessite la connaissance du vecteur courant statorique $i_{s\alpha}$ et $i_{s\beta}$, ainsi que du vecteur de tension statorique $v_{s\alpha}$ et $v_{s\beta}$. En effet, les composantes des vecteurs statorique courant et tension sont obtenues par l'application de la transformation de Concordia aux composantes triphasées mesurées correspondantes.

2.5.3.2 Estimation de la position du vecteur flux statorique

Dans la commande directe du couple, pour faire le choix du vecteur tension optimale à appliquer à la machine MSAP, il est indispensable de déterminer le secteur dans lequel évolue le vecteur flux statorique $\bar{\Phi}_s$, Figure 2.14. On propose une analyse qui permet de déterminer le secteur dans lequel évolue le vecteur flux statorique, en fonction de ces deux composantes $\Phi_{s\alpha}$ et $\Phi_{s\beta}$.

$$\theta_s = \arctan \frac{\Phi_{s\beta}}{\Phi_{s\alpha}} \quad (2.48)$$

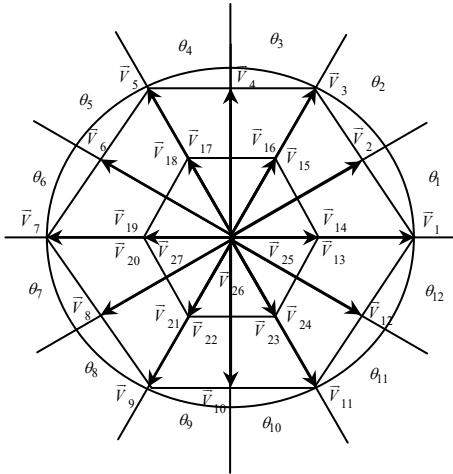


Figure 2.14: Partage du cercle trigonométrique en douze secteurs.

2.5.4 Comparateurs à hystérésis

2.5.4.1 Comparateur à hystérésis du flux statorique

Le comparateur à hystérésis utilisé pour le contrôle du module flux est un comparateur à trois (03) niveaux, Figure 2.15. L'erreur du flux se situe dans les trois intervalles associés qui sont fixés par les contraintes [30]:

$$\begin{cases} \varepsilon_\Phi < \Delta\Phi \\ -\Delta\Phi < \varepsilon_\Phi < \Delta\Phi \\ \varepsilon_\Phi > \Delta\Phi \end{cases} \quad (2.49)$$

La Figure 2.15 montre un comparateur à hystérésis à trois (03) niveaux contrôlant le niveau approprié du flux statorique, qui est limité entre $-\Delta\Phi$ et $\Delta\Phi$. Le signal de sortie du comparateur de flux τ_Φ est obtenu en fonction de l'erreur de flux, comme [30]:

$$\begin{cases} \tau_\Phi = 1 \\ \tau_\Phi = 0 \\ \tau_\Phi = -1 \end{cases} \quad (2.50)$$

2.5.4.2 Comparateur à hystérésis du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique est la variable la plus importante pour les considérations électromagnétiques. Par conséquent, des performances élevées pour le contrôle du couple sont requises. Pour améliorer le contrôle du couple, on associe à l'erreur du couple cinq régions définies par les contraintes suivantes [30]:

$$\begin{aligned} \varepsilon_C &\prec \Delta C_{\min 2} \\ \Delta C_{\min 2} &\prec \varepsilon_C \prec \Delta C_{\min 1} \\ \Delta C_{\max 1} &\prec \varepsilon_C \prec \Delta C_{\max 2} \\ \varepsilon_C &\succ \Delta C_{\max 2} \end{aligned} \quad (2.51)$$

Le contrôle du couple est ensuite effectué par un comparateur à hystérésis à cinq niveaux ou deux bandes supérieures ($\Delta C_{\max 1}, \Delta C_{\max 2}$) et deux bandes inférieures ($\Delta C_{\min 1}, \Delta C_{\min 2}$) comme illustré par la Figure 2.16 [30].

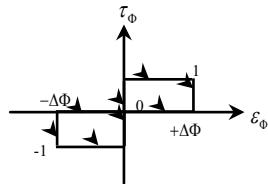


Figure 2.15: Comparateur de flux à 03 niveaux.

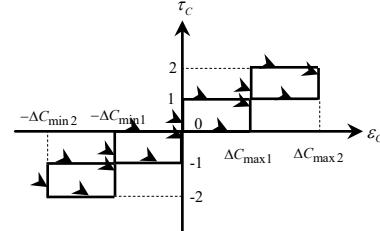


Figure 2.16: Comparateur du couple à 05 niveaux.

2.5.5 Table de sélection du vecteur tension

Pour réaliser une commande directe du flux statorique et du couple électromagnétique d'une machine alimentée par un onduleur de tension à trois niveaux de structure NPC, nous devons élaborer une table de sélection qui optimise les possibilités de l'onduleur à fournir les commandes nécessaires pour augmenter ou diminuer le flux et le couple électromagnétique en choisissant les vecteurs de tension statorique à appliquer. La table de sélection DTC pour l'entraînement du motopropulseur SAP alimenté par un onduleur NPC à trois niveaux avec un comparateur de flux à trois niveaux et de couple à cinq niveaux, chacun avec 12 secteurs est présentée dans le Tableau 2.6 [30].

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

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

2.5.6 Réglage de la vitesse

Le schéma bloc de la boucle de régulation de vitesse, avec un correcteur IP, du moteur synchrone à aimants permanents commandé par le DTC, est représenté par la Figure 2.17 [30]. La fonction de transfert en boucle ouverte liant la vitesse de rotation et le couple électromagnétique est donnée par :

$$F(s) = \frac{K}{1 + \tau s} \quad (2.52)$$

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

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

$$\begin{cases} k_p = \frac{2\zeta\omega_N\tau_m - 1}{k_m} \\ k_i = \frac{\omega_N^2\tau_m}{k_m k_p} \end{cases} \quad (2.53)$$

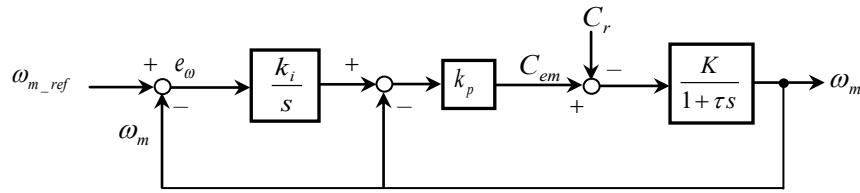


Figure 2.17: Schéma de la régulation de vitesse.

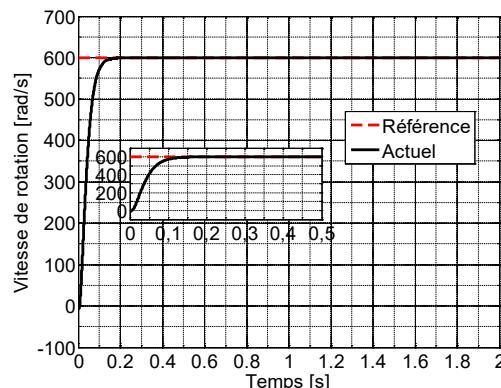
2.6 Résultats de simulation

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

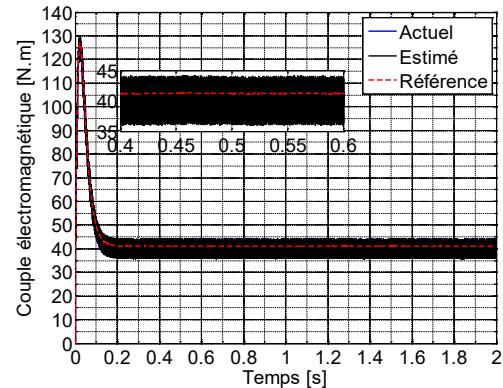
2.6.1 1^{er} essai de simulation

Après avoir introduit une charge sous la forme d'un échelon de couple ($C_r = 40 \text{ N.m}$), un échelon de vitesse de 600 rad/s est appliqué. La Figure 2.18 illustre les résultats de la simulation.

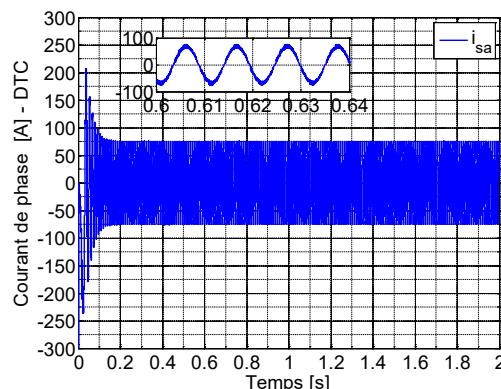
La vitesse de rotation croît jusqu'à $t = 0,13\text{ s}$ avec un dépassement nul, puis elle se stabilise à une valeur constante égale à 600 rad/s , comme le montre la Figure 2.18 (a). Dans le régime transitoire, le couple électromagnétique oscille jusqu'à une valeur maximale de 130 N.m , puis diminue presque instantanément jusqu'à sa valeur de référence de 40 N.m avec une ondulation d'amplitude de 3 N.m en régime établi, comme représenté sur Figure 2.18 (b). La Figure 2.18 (d) montre que le courant statorique a un courant de démarrage important allant jusqu'à 220 A avant de se stabiliser à sa valeur nominale. Ainsi que l'illustre la Figure 2.18 (e), nous avons maintenant un meilleur contrôle du module de flux statorique. Avec léger dépassement ondulatoire de 0.004 Wb en amplitude autour de la valeur de référence, il se rapproche rapidement de sa valeur de référence de 0.08 Wb . Les composantes du flux statorique ont une forme presque sinusoïdale, comme le montre la Figure 2.18 (h). D'après la Figure 2.18 (f), l'extrémité du flux statorique suit une trajectoire presque circulaire avec un rayon de 0.08 Wb .



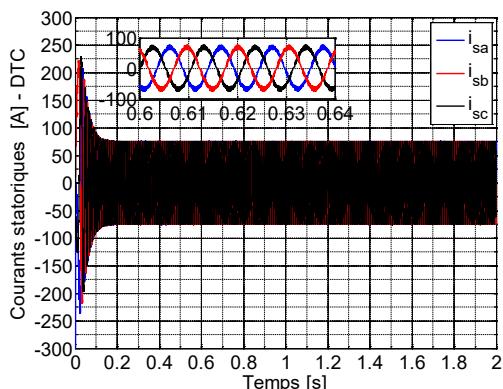
(a). Vitesse de rotation



(b). Couple électromagnétique



(c). Courant de phase



(d). Courants statoriques

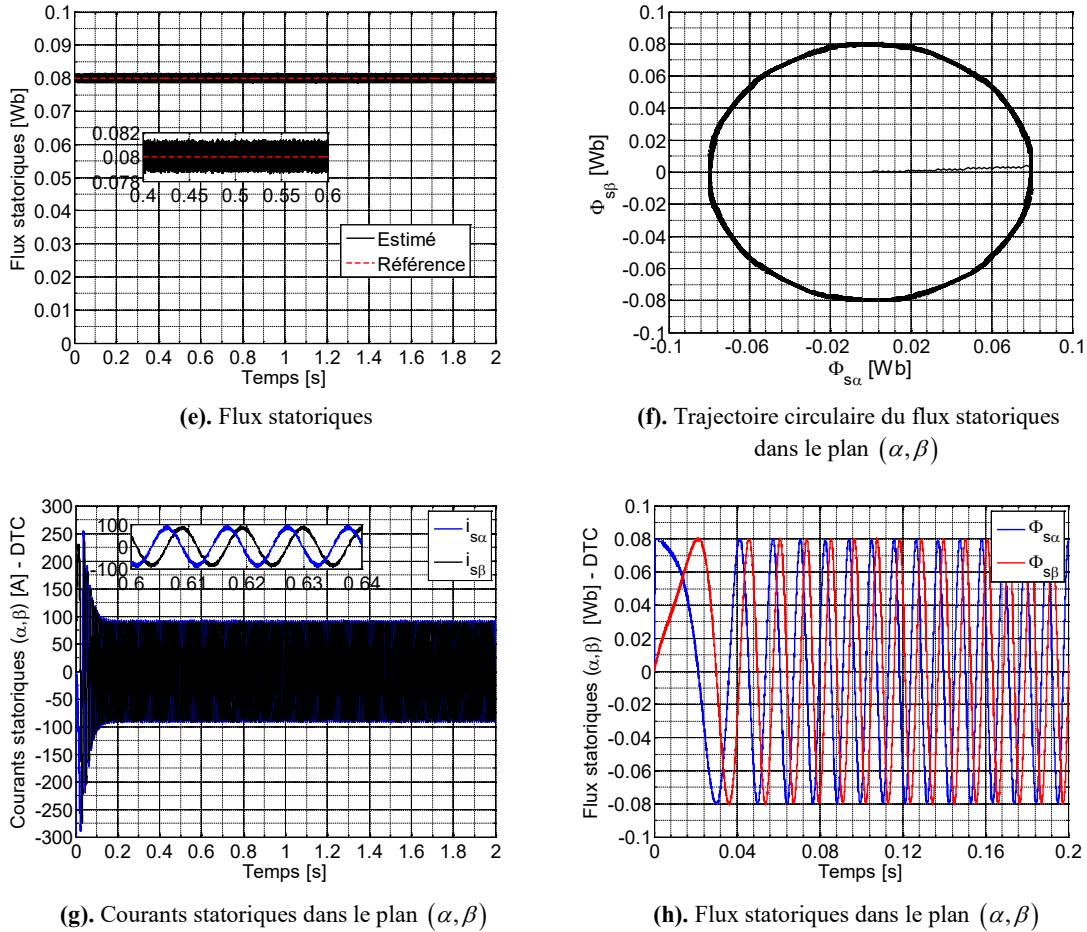


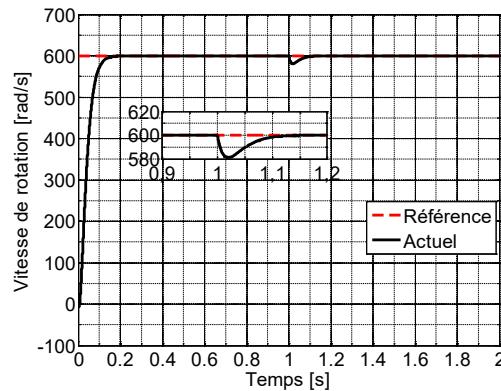
Figure 2.18: Résultats de simulation de l'essai 1.

2.6.2 2^{ème} essai de simulation

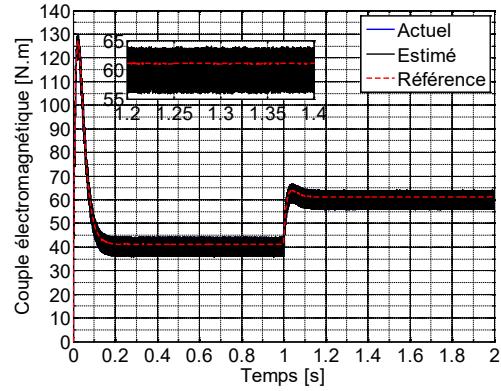
Nous avons simulé un démarrage en charge pour une vitesse de référence de 600 rad/s , puis la réponse à un échelon de couple ($C_r = 60 \text{ N.m}$) imposé à l'instant $t = 1\text{s}$ pour évaluer la robustesse de la commande DTC. La Figure 2.19 illustre les résultats de la simulation.

La réponse de la vitesse est représentée sur la Figure 2.19 (a). Le contrôleur de vitesse choisi est de type IP, et il n'y a pas de dépassement dans la réponse. Par conséquent, tant en régime transitoire qu'en régime permanent, nous pouvons constater un fonctionnement satisfaisant (erreur statique nulle). Nous pouvons constater que le système se comporte correctement en termes de couple de charge. La vitesse n'a été que légèrement affectée par l'application du couple de charge C_r (diminution d'environ 3 % sur une durée de $0,15\text{s}$), tout comme son annulation, ce qui indique que le régulateur de vitesse fonctionne bien en conjonction avec la commande DTC. Le flux statorique n'est pas perturbé lorsque le couple de charge est appliqué, ce qui démontre que le flux et le couple sont bien découplés, comme indiqué sur les Figures

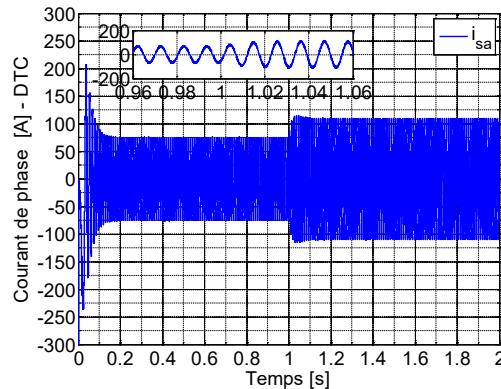
2.19 (e)-(f). La Figure 2.19 (d) illustre les trois courants statoriques pour le fonctionnement concerné. Au démarrage, le courant statorique présente un transitoire de même amplitude que dans l'essai 1, suivi d'une augmentation rapide.



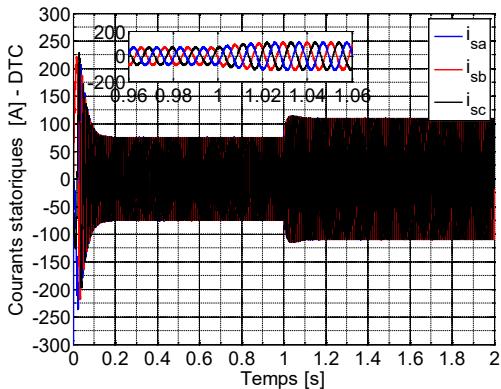
(a). Vitesse de rotation



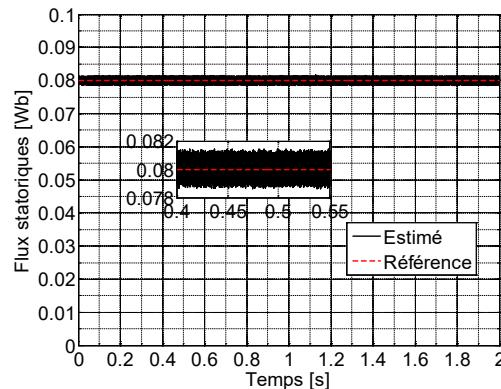
(b). Couple électromagnétique



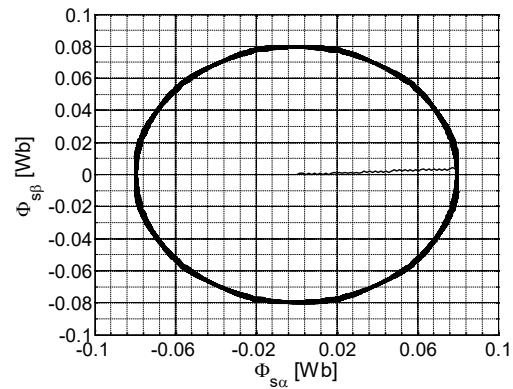
(c). Courant de phase



(d). Courants statoriques



(e). Flux statoriques

(f). Trajectoire circulaire du flux statoriques dans le plan (α, β)

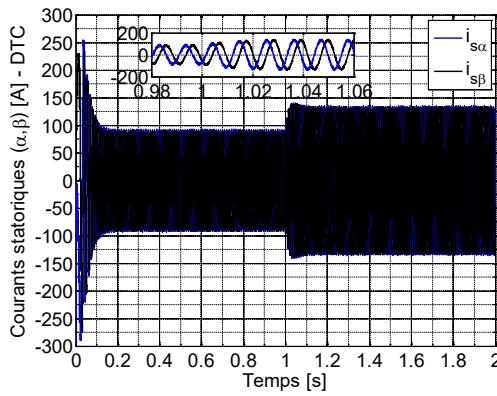
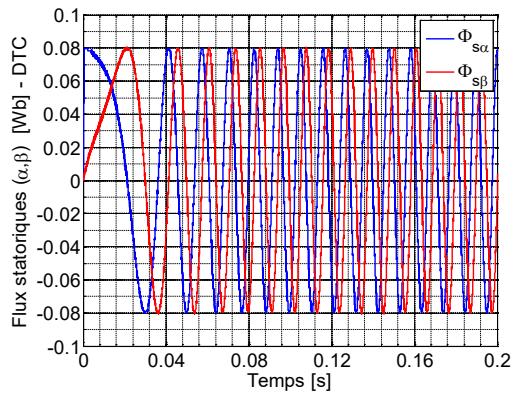
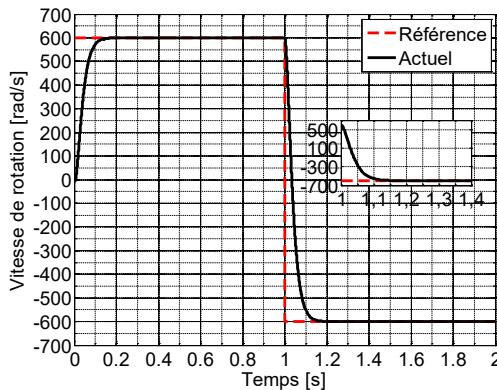
(g). Courants statoriques dans le plan (α, β)(h). Flux statoriques dans le plan (α, β)

Figure 2.19: Résultats de simulation de l'essai 2.

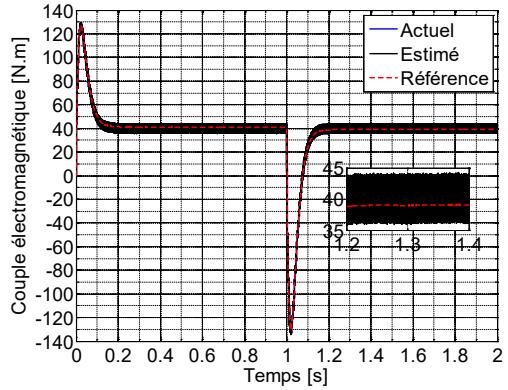
2.6.3 3^{ème} essai de simulation

Après avoir observé le comportement de la machine à l'instant $t = 1s$, nous avons simulé le comportement de la machine pour un changement de la consigne de vitesse de $+600 \text{ rad/s}$ à -600 rad/s . Les résultats de simulation sont présentés à la Figure 2.20.

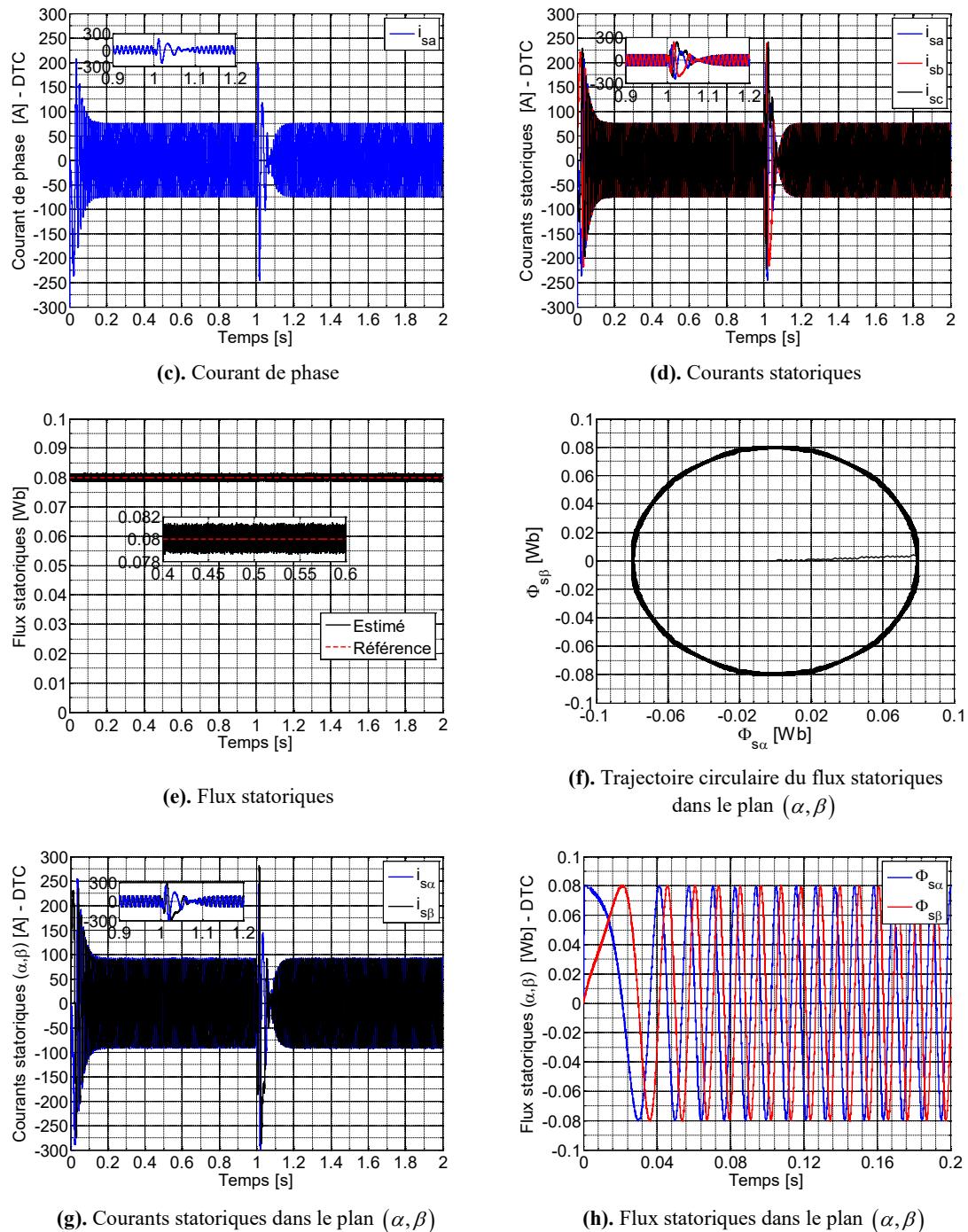
La vitesse est obtenue sans dépassement et suit complètement sa référence dans la réponse indiquée à la Figure 2.20 (a). Cela démontre que l'approche analytique du contrôleur IP est assez rigoureuse. Nous constatons un dépassement du couple électromagnétique à la fois lors du démarrage et de l'inversion de l'orientation de la rotation, comme le montre la Figure 2.20. (b). Mais le flux statorique n'est pas perturbé par l'inversion de vitesse et suit complètement sa référence (Figures 2.20 (e)-(f)).



(a). Vitesse de rotation



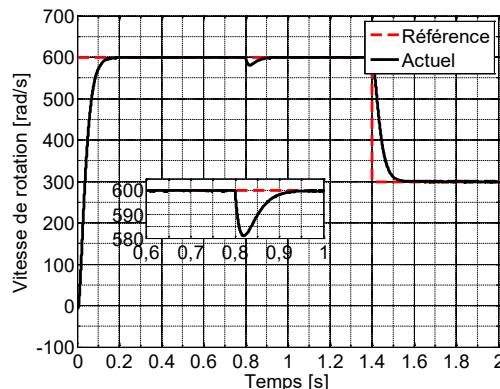
(b). Couple électromagnétique

**Figure 2.20:** Résultats de simulation de l'essai 3.

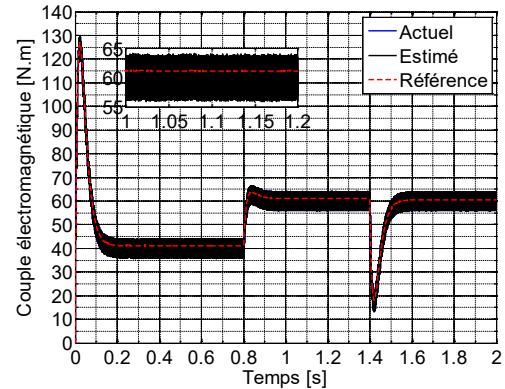
2.6.4 4^{ème} essai de simulation

Nous allons simuler le comportement de la machine lors d'un démarrage à une charge de 40 N.m avec un consigne de vitesse de 600 rad/s , puis une augmentation de la charge de 20 N.m , suivi d'une réduction de vitesse. Les résultats de la simulation sont présentés à la Figure 2.21.

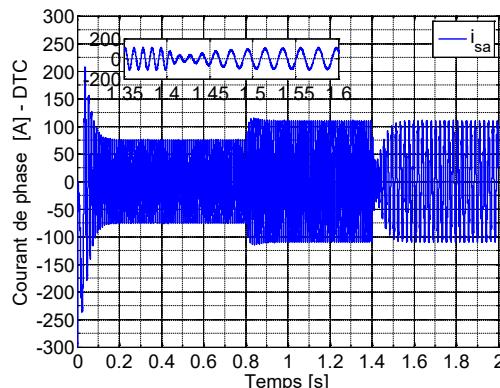
On constate que le couple électromagnétique suit complètement la référence pendant l'échelon de charge (Figure 2.21 (b)), avec une influence sur la vitesse, qui revient ensuite à sa valeur de référence (Figure 2.21 (a)). Les performances de la structure du correcteur ont été excellentes. Un bon rejet de la perturbation du couple de charge (voir le zoom sur la Figure 2.21 (a)). Nous pouvons observer que le système répond bien à ce type test, et que le découplage flux-couple est réalisé. Par conséquent, nous pouvons dire que notre commande est robuste vis-à-vis des variations de charge et de la vitesse de rotation. Nous concluons que le système réagit bien à ce type test.



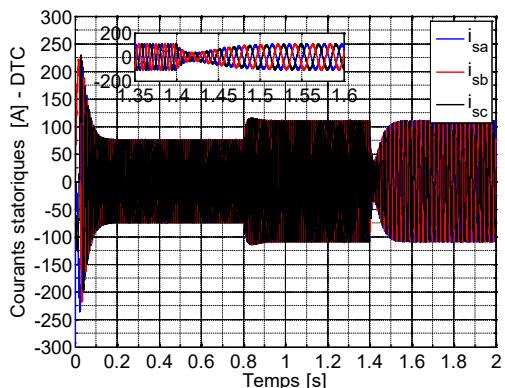
(a). Vitesse de rotation



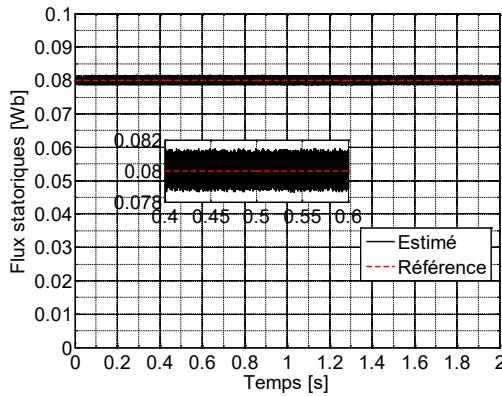
(b). Couple électromagnétique



(c). Courant de phase



(d). Courants statoriques



(e). Flux statoriques

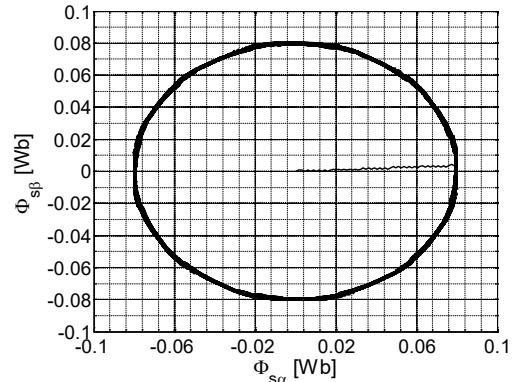
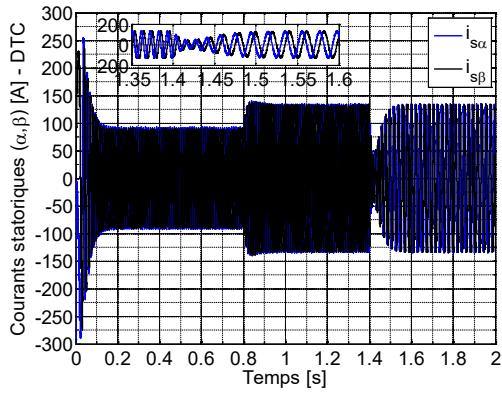
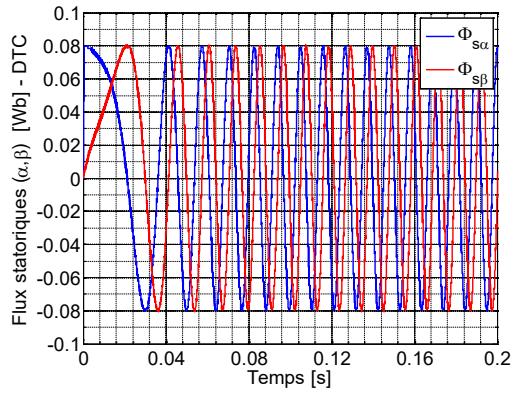
(f). Trajectoire circulaire du flux statoriques dans le plan (α,β) (g). Courants statoriques dans le plan (α,β) (h). Flux statoriques dans le plan (α,β)

Figure 2.21: Résultats de simulation de l'essai 4.

2.7 Conclusion

Nous modélisons d'abord le moteur de traction, puis l'onduleur NPC à trois niveaux dans la deuxième partie du présent chapitre. Enfin, la commande DTC d'un groupe motopropulseur synchrone à aimants permanents alimenté par un onduleur NPC trois niveaux a été étudiée. En résumé, la commande DTC est intéressante car elle permet d'obtenir d'excellentes performances dynamiques à un faible coût. Elle présente toutefois plusieurs inconvénients, tels qu'une ondulation significative du couple, du flux et du courant en régime permanent, comme le montrent les résultats de la simulation, et une fréquence de commutation variable.

La technique d'amélioration de la commande directe du couple à l'aide de la logique floue sera abordée dans le chapitre suivant.

Chapitre 3

Commande floue-DTC d'un motopropulseur synchrone dans une chaîne de traction électrique

3.1 Introduction

La commande directe du couple utilisant seulement la résistance du stator pour estimer le flux statorique, elle est moins affectée par les variations des paramètres du moteur. Cependant, elle présente certains inconvénients, notamment une ondulation élevée du couple, du flux et du courant, ainsi qu'une fréquence de commutation variable de l'onduleur. Cette ondulation est causée par la paire de contrôleurs à hystérésis utilisés pour le contrôle indépendant du flux et du couple de la machine, qui varie en fonction de la vitesse, du couple de charge, des bandes d'hystérésis sélectionnées et de la difficulté de contrôler le couple et le flux à des vitesses extrêmement basses. Il en résulte également une augmentation du bruit acoustique et des pertes harmoniques [16] [101] [103] [104] [105] [106].

Plusieurs méthodes ont été proposées dans la littérature pour surmonter les limitations susmentionnées, y compris une nouvelle méthode de contrôle appelée commande floue directe du couple (DTFC, *Direct Torque Fuzzy Control*), qui est basée sur la technique de modulation vectorielle (SVM, *Space vector modulation*) [103] [107].

La commande directe de couple basée sur la SVM offre divers avantages, notamment une réponse rapide du couple, des ondulations minimisées de couple et de flux et une fréquence de commutation fixe. En outre, elle conserve ses propriétés transitoires et statiques tout en offrant de bonnes performances de fonctionnement stable sur une large plage. La technique SVM est utilisée pour déterminer la référence du vecteur optimal de tension à chaque période de cycle afin d'ajuster avec précision les erreurs causées par le flux et l'angle de couple [103] [108] [109] [110].

Ce troisième chapitre présent la « commande floue directe du couple », une nouvelle approche de commande créée dans le cadre de cette étude pour remplacer la commande DTC traditionnelle. L'une de ses caractéristiques les plus importantes est l'élimination des contrôleurs à hystérésis, ainsi que de la table de sélection des vecteurs. Dans cette approche de commande, la modulation du vecteur de sortie de la commande s'effectue par une MLI vectorielle.

3.2 Principe de la commande floue directe du couple

La Figure 3.1 montre le schéma bloc de la méthode proposée de commande floue directe du couple avec MLI vectorielle afin de générer le vecteur tension dont la position et le module sont choisis de telle manière à conduire le vecteur flux statorique et le couple électromagnétique vers leur référence d'une manière optimale. Après avoir estimé les deux grandeurs à commander, on procède à la comparaison de la valeur estimée du flux statorique à celle désirée, ainsi que la valeur du couple électromagnétique avec sa valeur de commande générée via un régulateur de vitesse. Les erreurs du flux et du couple obtenus sont utilisés comme étant des entrées des deux régulateurs flous [111]:

- Régulateur flou est de type Sugeno, responsable de l'estimation de l'angle entre les deux vecteurs flux et tension, cet angle doit être ajoutée à la position du vecteur flux ;
- Régulateur flou est de type Mamdani, responsable de l'estimation du module du vecteur tension.

L'objectif de ces régulateurs est de conduire le couple et le flux vers leurs valeurs de référence d'une manière optimale. Le vecteur tension est utilisé par une commande MLI vectorielle afin de générer les impulsions permettant la commande des interrupteurs de l'onduleur [111].

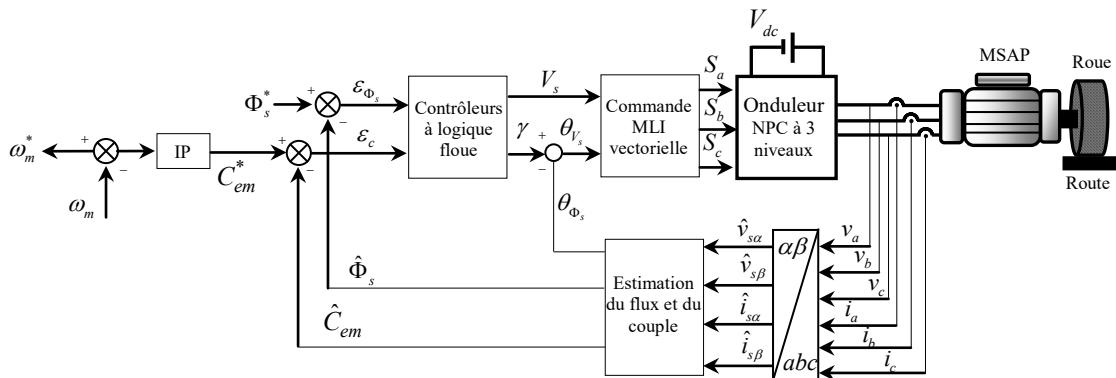


Figure 3.1: Schéma bloc de la commande floue directe du couple d'un motopropulseur SAP en boucle fermée.

3.2.1 Génération du vecteur tension de référence

3.2.1.1 Sélection du module du vecteur tension

Le module du vecteur tension doit être choisi de manière à minimiser l'erreur du couple et du flux. Un contrôleur à logique floue est conçu afin de générer le module du vecteur tension approprié. Le schéma de base du contrôleur flou est donné par la Figure 3.2. Pour élaborer ce contrôleur on suit les étapes suivantes [111]:

- Normalisation des entrées en les multipliant par des « facteurs d'échelles ».

- Fuzzification des grandeurs normalisées.
- Sélection de la sortie adéquate qui doit être compris entre 0 et 1, prenant comme référence le Tableau 3.1.

Le module du vecteur tension approprié est obtenu en multipliant la valeur physique de sortie (du_{V_s}) par la valeur maximale souhaitée. Dans notre cas on a choisi la valeur maximale comme étant celle obtenue en utilisant une MLI vectorielle avec un indice de modulation de I . D'où [111]:

$$V_s = \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{V_{dc}}{2} du_{V_s} \quad (3.1)$$

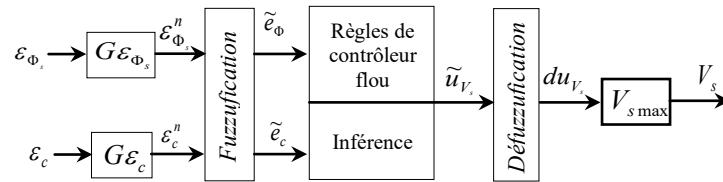


Figure 3.2: Structure du contrôleur flou pour l'estimation du module du vecteur tension V_s .

La Figure 3.3 donne les fonctions d'appartenance pour les variables d'entrées et de sorties du contrôleur flou. Des fonctions d'appartenance trapézoïdale et triangulaire ont été choisies. Les univers de discours utilisés sont $[-1, 1]$ pour les erreurs du couple, $[-0.1, 0.1]$ pour les erreurs du flux normalisées et $[0, 1]$ pour la sortie floue [111].

Pour la détermination des règles du contrôleur flou, on a considéré les objectifs qu'on devait atteindre [111]:

- *Premier objectif*: Si le couple est très loin de sa bande d'erreur alors, quelque soit la valeur du flux, on doit choisir un module de tension maximale. Cet objectif nous donne quatorze règles comme indiquées dans le Tableau 3.1.
- *Deuxième objectif*: Si le couple se trouve à une distance moyenne de sa bande d'erreur alors, quelque soit la valeur du flux, on doit choisir un module de tension moyen. Cet objectif nous donne quatorze autres règles comme indiquées dans le Tableau 3.1.
- *Troisième objectif*: Si le couple se trouve à une petite distance de sa bande d'erreur alors, quelque soit la valeur du flux, on doit choisir un petit module de tension. Cet objectif nous donne quatorze autres règles comme indiquées dans le Tableau 3.1.
- *Quatrième objectif*: Si le couple se trouve dans sa bande d'erreur alors le choix du module dépend de la valeur du flux. Si le flux se trouve à l'intérieur ou à une petite distance de sa bande d'erreur alors on doit choisir un module de tension aux environs de zéro. Si le flux se trouve à une moyenne ou grande distance de sa bande d'erreur alors on doit choisir un petit module de tension. Cet objectif nous donne sept autres règles comme indiquées dans le Tableau 3.1.

Dans le contrôleur flou proposé, la méthode d'inférence utilisée est celle de max–min et pour la défuzzification on a utilisé la méthode du centre de gravité.

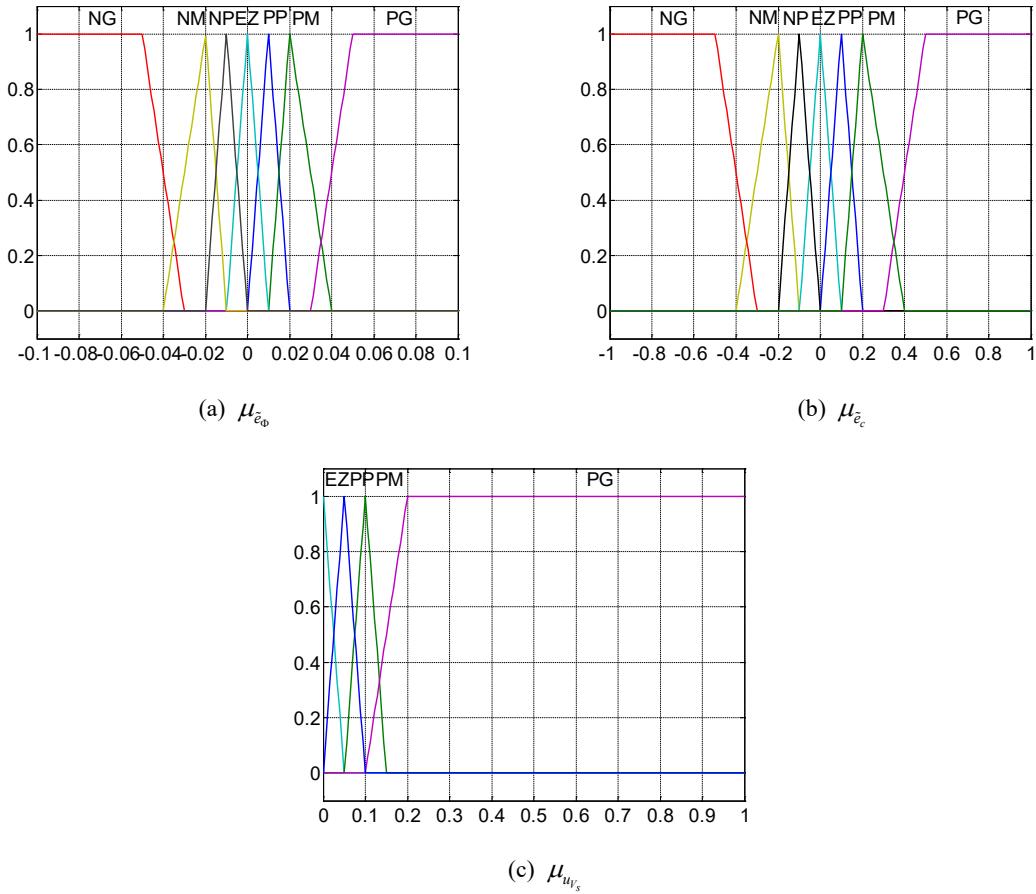


Figure 3.3: Fonctions d'appartenance pour les variables d'entrée et de sortie du contrôleur flou.

	\tilde{e}_c	NG	NM	NP	EZ	PP	PM	PG
\tilde{e}_Φ								
NG	PG	PM	PP	PP	PP	PM	PG	
NM	PG	PM	PP	PP	PP	PM	PG	
NP	PG	PM	PP	EZ	PP	PM	PG	
EZ	PG	PM	PP	EZ	PP	PM	PG	
PP	PG	PM	PP	EZ	PP	PM	PG	
PM	PG	PM	PP	PP	PP	PM	PG	
PG	PG	PM	PP	PP	PP	PM	PG	

Tableau 3.1: Tableau des règles de décision flou.

3.2.1.2 Sélection de la position du vecteur tension

La position du vecteur tension de référence par rapport au vecteur flux statorique doit être choisi de manière à maintenir le flux statorique et le couple électromagnétique dans une bande d'erreur optimale autour de leur valeur de référence. Si δ est l'angle entre le vecteur tension de référence et le vecteur flux alors il est choisi en prenant en compte les considérations suivantes [111] [112]:

- Si le flux statorique est très loin en dessous de la limite inférieure de sa bande d'erreur ($\Phi_s^* - \Phi_s > 0$), cinq cas se présentent :
 - Le couple est très loin ou se trouve à une distance moyenne en dessous de la limite inférieure de sa bande d'erreur ($C_{em}^* - C_{em} > 0$) : dans ce cas l'angle ajouté à la position du flux doit en même temps augmenter le module du flux et augmenter le couple. L'angle ajouté à la position du flux doit augmenter simultanément le module du flux et le couple. Plus l'angle δ est proche de $\pi/2$, le choix de $\pi/3$ est fait sur la base d'un compromis entre le bon contrôle du flux et du couple.
 - Le couple se trouve à une petite distance en dessous de la limite inférieure de sa bande d'erreur ($C_{em}^* - C_{em} > 0$) : dans ce cas l'angle ajouté à la position du flux doit en même temps augmenter le module du flux et augmenter le couple. Cet angle doit donc être positif pour augmenter le couple et inférieur à $\pi/2$ pour augmenter le module du flux. Plus l'angle δ est proche de $\pi/2$, le choix de $\pi/4$ est fait sur la base d'un compromis entre le bon contrôle du flux et du couple.
 - Le couple se trouve dans sa bande d'erreur ($C_{em}^* - C_{em} \approx 0$) : dans ce cas l'angle $\delta = 0$ est choisi afin d'augmenter le flux et ne pas changer la valeur du couple.
 - Le couple est très loin au-dessus de la limite supérieure de sa bande d'erreur ($C_{em}^* - C_{em} < 0$): dans ce cas l'angle ajouté à la position du flux doit en même temps augmenter le module du flux et diminuer le couple. Cet angle doit donc être négatif pour diminuer le couple et supérieur à $-\pi/2$ pour augmenter le module du flux. Le choix de $-\pi/4$ est fait sur la base d'un compromis entre le bon contrôle du flux et du couple.
 - Le couple se trouve à une distance moyenne ou petite au-dessus de la limite supérieure de sa bande d'erreur ($C_{em}^* - C_{em} < 0$): dans ce cas l'angle ajouté à la position du flux doit en même temps augmenter le module du flux et diminuer le couple. Cet angle doit donc être négatif pour diminuer le couple et supérieur à $-\pi/2$ pour augmenter le module du flux. Le choix de $-\pi/6$ est fait sur la base d'un compromis entre le bon contrôle du flux et du couple.

- Si le flux statorique se trouve à une distance moyenne en dessous de la limite inférieure de sa bande d'erreur ($\Phi_s^* - \Phi_s > 0$), sept cas se présentent :
- Le couple est très loin en dessous de la limite inférieure de la bande d'erreur ($C_{em}^* - C_{em} > 0$) : dans ce cas l'angle ajouté à la position du flux doit en même temps augmenter le module du flux et augmenter le couple. L'angle ajouté à la position du flux doit augmenter simultanément le module du flux et le couple. Plus l'angle δ est proche de $\pi/2$, le choix de $\pi/3$ est fait sur la base d'un compromis entre le bon contrôle du flux et du couple.
 - Le couple se trouve à une distance moyenne en dessous de la limite inférieure de la bande d'erreur ($C_{em}^* - C_{em} > 0$) : dans ce cas l'angle ajouté à la position du flux doit en même temps augmenter le module du flux et augmenter le couple. Cet angle doit donc être positif pour augmenter le couple et inférieur à $\pi/2$ pour augmenter le module du flux. Plus l'angle δ est proche de $\pi/2$, le choix de $\pi/4$ est fait sur la base d'un compromis entre le bon contrôle du flux et du couple.
 - Le couple se trouve à une petite distance en dessous de la limite inférieure de la bande d'erreur ($C_{em}^* - C_{em} > 0$) : dans ce cas l'angle ajouté à la position du flux doit en même temps augmenter le module du flux et augmenter le couple. Cet angle doit donc être positif pour augmenter le couple et inférieur à $\pi/2$ pour augmenter le module du flux. Plus l'angle δ est proche de $\pi/2$, le choix de $\pi/6$ est fait sur la base d'un compromis entre le bon contrôle du flux et du couple.
 - Le couple se trouve dans sa bande d'erreur ($C_{em}^* - C_{em} \approx 0$) : dans ce cas l'angle $\delta = 0$ est choisi afin d'augmenter le flux et ne pas changer la valeur du couple.
 - Le couple est très loin au-dessus de la limite supérieure de sa bande d'erreur ($C_{em}^* - C_{em} < 0$) : dans ce cas l'angle ajouté à la position du flux doit en même temps augmenter le module du flux et diminuer le couple. Cet angle doit donc être négatif pour diminuer le couple et supérieur à $-\pi/2$ pour augmenter le module du flux. Le choix de $-\pi/3$ est fait sur la base d'un compromis entre le bon contrôle du flux et du couple.
 - Le couple se trouve à une distance moyenne au-dessus de la limite supérieure de sa bande d'erreur ($C_{em}^* - C_{em} < 0$) : dans ce cas l'angle ajouté à la position du flux doit en même temps augmenter le module du flux et diminuer le couple. Cet angle doit donc être négatif pour diminuer le couple et supérieur à $-\pi/2$ pour augmenter le module du flux. Le choix de $-\pi/4$ est fait sur la base d'un compromis entre le bon contrôle du flux et du couple.
 - Le couple se trouve à une distance petite au-dessus de la limite supérieure de sa bande d'erreur ($C_{em}^* - C_{em} < 0$) : dans ce cas l'angle ajouté à la position du flux doit en même

temps augmenter le module du flux et diminuer le couple. Cet angle doit donc être négatif pour diminuer le couple et supérieur à $-\pi/2$ pour augmenter le module du flux. Le choix de $-\pi/6$ est fait sur la base d'un compromis entre le bon contrôle du flux et du couple.

- Si le flux statorique se trouve à une distance petite en dessous de la limite inférieure de la bande d'erreur ($\Phi_s^* - \Phi_s > 0$), cinq cas se présentent :
 - Le couple est très loin en dessous de la limite inférieure de la bande d'erreur ($C_{em}^* - C_{em} > 0$) : dans ce cas l'angle ajouté à la position du flux doit en même temps augmenter le module du flux et augmenter le couple. L'angle ajouté à la position du flux doit augmenter simultanément le module du flux et le couple. Plus l'angle δ est proche de $\pi/2$, le choix de $\pi/4$ est fait sur la base d'un compromis entre le bon contrôle du flux et du couple.
 - Le couple se trouve à une distance moyenne ou petite en dessous de la limite inférieure de sa bande d'erreur ($C_{em}^* - C_{em} > 0$) : dans ce cas l'angle ajouté à la position du flux doit en même temps augmenter le module du flux et augmenter le couple. Cet angle doit donc être positif pour augmenter le couple et inférieur à $\pi/2$ pour augmenter le module du flux. Plus l'angle δ est proche de $\pi/2$, le choix de $\pi/6$ est fait sur la base d'un compromis entre le bon contrôle du flux et du couple.
 - Le couple se trouve dans sa bande d'erreur ($C_{em}^* - C_{em} \approx 0$) : dans ce cas l'angle $\delta = 0$ est choisi afin d'augmenter le flux et ne pas changer la valeur du couple.
 - Le couple est très loin ou se trouve à une distance moyenne au-dessus de la limite supérieure de sa bande d'erreur ($C_{em}^* - C_{em} < 0$) : dans ce cas l'angle ajouté à la position du flux doit en même temps augmenter le module du flux et diminuer le couple. Cet angle doit donc être négatif pour diminuer le couple et supérieur à $-\pi/2$ pour augmenter le module du flux. Le choix de $-\pi/3$ est fait sur la base d'un compromis entre le bon contrôle du flux et du couple.
 - Le couple se trouve à une distance petite au-dessus de la limite supérieure de sa bande d'erreur ($C_{em}^* - C_{em} < 0$) : dans ce cas l'angle ajouté à la position du flux doit en même temps augmenter le module du flux et diminuer le couple. Cet angle doit donc être négatif pour diminuer le couple et supérieur à $-\pi/2$ pour augmenter le module du flux. Le choix de $-\pi/4$ est fait sur la base d'un compromis entre le bon contrôle du flux et du couple.
- Si le flux statorique se trouve dans sa bande d'erreur ($\Phi_s^* - \Phi_s \approx 0$), le choix de l'angle δ est fait de manière à maintenir le flux constant. En présente deux cas:

- Lorsque le couple est très loin, ou se trouve à une distance moyenne ou faible en dessous de la limite inférieure de sa bande d'erreur, ou se trouve dans sa bande d'erreur, on choisit $\delta = \pi/2$.
 - Lorsque le couple est très loin, ou se trouve à une distance moyenne ou faible au-dessus de la limite supérieure de sa bande d'erreur, on choisit $\delta = -\pi/2$.
- Si le flux statorique se trouve à une distance petite au-dessus de la limite supérieure de sa bande d'erreur ($\Phi_s^* - \Phi_s < 0$), cinq cas se présentent :
- Le couple est très loin ou se trouve à une distance moyenne en dessous de la limite inférieure de sa bande d'erreur ($C_{em}^* - C_{em} > 0$) : dans ce cas l'angle ajouté à la position du flux doit en même temps diminuer le module du flux et augmenter le couple. Cet angle doit donc être positif pour augmenter le couple et se situer dans l'intervalle $[\pi/2, \pi]$ afin de diminuer le module du flux. Le choix de $5\pi/6$ est fait sur la base d'un compromis entre le bon contrôle du flux et du couple.
 - Le couple se trouve à une petite distance en dessous de la limite inférieure de sa bande d'erreur ($C_{em}^* - C_{em} > 0$) : dans ce cas l'angle ajouté à la position du flux doit en même temps diminuer le module du flux et augmenter le couple. Cet angle doit donc être positif pour augmenter le couple et se situer dans l'intervalle $[\pi/2, \pi]$ afin de diminuer le module du flux. Le choix de $3\pi/4$ est fait sur la base d'un compromis entre le bon contrôle du flux et du couple.
 - Le couple se trouve dans sa bande d'erreur ($C_{em}^* - C_{em} \approx 0$): dans ce cas l'angle $\delta = \pi$ est choisi afin de diminuer le flux et ne pas changer la valeur du couple.
 - Le couple est très loin au-dessus de la limite supérieure de sa bande d'erreur ($C_{em}^* - C_{em} < 0$): dans ce cas l'angle ajouté à la position du flux doit en même temps diminuer le module du flux et diminuer le couple. Cet angle doit donc être négatif pour diminuer le couple et se situer dans l'intervalle $[-\pi, -\pi/2]$ afin de diminuer le module du flux. Le choix de $-3\pi/4$ est fait sur la base d'un compromis entre le bon contrôle du flux et du couple.
 - Le couple se trouve à une distance moyenne ou petite au-dessus de la limite supérieure de sa bande d'erreur ($C_{em}^* - C_{em} < 0$): dans ce cas l'angle ajouté à la position du flux doit en même temps diminuer le module du flux et diminuer le couple. Cet angle doit donc être négatif pour diminuer le couple et se situer dans l'intervalle $[-\pi, -\pi/2]$ afin de diminuer le module du flux. Le choix de $-4\pi/3$ est fait sur la base d'un compromis entre le bon contrôle du flux et du couple.

- Si le flux statorique se trouve à une distance moyenne au-dessus de la limite supérieure de sa bande d'erreur ($\Phi_s^* - \Phi_s < 0$), sept cas se présentent :
- Le couple est très loin ou se trouve à une distance moyenne en dessous de la limite inférieure de sa bande d'erreur ($C_{em}^* - C_{em} > 0$) : dans ce cas l'angle ajouté à la position du flux doit en même temps diminuer le module du flux et augmenter le couple. Cet angle doit donc être positif pour augmenter le couple et se situer dans l'intervalle $[\pi/2, \pi]$ afin de diminuer le module du flux. Le choix de $5\pi/6$ est fait sur la base d'un compromis entre le bon contrôle du flux et du couple.
 - Le couple se trouve à une distance moyenne en dessous de la limite inférieure de la bande d'erreur ($C_{em}^* - C_{em} > 0$) : dans ce cas l'angle ajouté à la position du flux doit en même temps diminuer le module du flux et augmenter le couple. Cet angle doit donc être positif pour augmenter le couple et se situer dans l'intervalle $[\pi/2, \pi]$ afin de diminuer le module du flux. Le choix de $3\pi/4$ est fait sur la base d'un compromis entre le bon contrôle du flux et du couple.
 - Le couple se trouve à une petite distance en dessous de la limite inférieure de la bande d'erreur ($C_{em}^* - C_{em} > 0$) : dans ce cas l'angle ajouté à la position du flux doit en même temps diminuer le module du flux et augmenter le couple. Cet angle doit donc être positif pour augmenter le couple et se situer dans l'intervalle $[\pi/2, \pi]$ afin de diminuer le module du flux. Le choix de $4\pi/3$ est fait sur la base d'un compromis entre le bon contrôle du flux et du couple.
 - Le couple se trouve dans sa bande d'erreur ($C_{em}^* - C_{em} \approx 0$): dans ce cas l'angle $\delta = \pi$ est choisi afin de diminuer le flux et ne pas changer la valeur du couple.
 - Le couple est très loin au-dessus de la limite supérieure de sa bande d'erreur ($C_{em}^* - C_{em} < 0$): dans ce cas l'angle ajouté à la position du flux doit en même temps diminuer le module du flux et diminuer le couple. Cet angle doit donc être négatif pour diminuer le couple et se situer dans l'intervalle $[-\pi, -\pi/2]$ afin de diminuer le module du flux. Le choix de $-5\pi/6$ est fait sur la base d'un compromis entre le bon contrôle du flux et du couple.
 - Le couple se trouve à une distance moyenne au-dessus de la limite supérieure de sa bande d'erreur ($C_{em}^* - C_{em} < 0$): dans ce cas l'angle ajouté à la position du flux doit en même temps diminuer le module du flux et diminuer le couple. Cet angle doit donc être négatif pour diminuer le couple et se situer dans l'intervalle $[-\pi, -\pi/2]$ afin de diminuer le

module du flux. Le choix de $-3\pi/4$ est fait sur la base d'un compromis entre le bon contrôle du flux et du couple.

- Le couple se trouve à une distance petite au-dessus de la limite supérieure de sa bande d'erreur ($C_{em}^* - C_{em} < 0$): dans ce cas l'angle ajouté à la position du flux doit en même temps diminuer le module du flux et diminuer le couple. Cet angle doit donc être négatif pour diminuer le couple et se situer dans l'intervalle $[-\pi, -\pi/2]$ afin de diminuer le module du flux. Le choix de $-4\pi/3$ est fait sur la base d'un compromis entre le bon contrôle du flux et du couple.
- Si le flux statorique est très loin au-dessus de la limite supérieure de sa bande d'erreur ($\Phi_s^* - \Phi_s < 0$), cinq cas se présentent :
 - Le couple est très loin en dessous de la limite inférieure de sa bande d'erreur ($C_{em}^* - C_{em} > 0$): dans ce cas l'angle ajouté à la position du flux doit en même temps diminuer le module du flux et augmenter le couple. Cet angle doit donc être positif pour augmenter le couple et se situer dans l'intervalle $[\pi/2, \pi]$ afin de diminuer le module du flux. Le choix de $3\pi/4$ est fait sur la base d'un compromis entre le bon contrôle du flux et du couple.
 - Le couple se trouve à une distance moyenne ou petite en dessous de la limite inférieure de sa bande d'erreur ($C_{em}^* - C_{em} > 0$): dans ce cas l'angle ajouté à la position du flux doit en même temps diminuer le module du flux et augmenter le couple. Cet angle doit donc être positif pour augmenter le couple et se situer dans l'intervalle $[\pi/2, \pi]$ afin de diminuer le module du flux. Le choix de $4\pi/3$ est fait sur la base d'un compromis entre le bon contrôle du flux et du couple.
 - Le couple se trouve dans sa bande d'erreur ($C_{em}^* - C_{em} \approx 0$): dans ce cas l'angle $\delta = \pi$ est choisi afin de diminuer le flux et ne pas changer la valeur du couple.
 - Le couple est très loin ou se trouve à une distance moyenne au-dessus de la limite supérieure de sa bande d'erreur ($C_{em}^* - C_{em} < 0$): dans ce cas l'angle ajouté à la position du flux doit en même temps diminuer le module du flux et diminuer le couple. Cet angle doit donc être négatif pour diminuer le couple et se situer dans l'intervalle $[-\pi, -\pi/2]$ afin de diminuer le module du flux. Le choix de $-5\pi/6$ est fait sur la base d'un compromis entre le bon contrôle du flux et du couple.
 - Le couple se trouve à une distance petite au-dessus de la limite supérieure de sa bande d'erreur ($C_{em}^* - C_{em} < 0$): dans ce cas l'angle ajouté à la position du flux doit en même temps diminuer le module du flux et diminuer le couple. Cet angle doit donc être négatif

pour diminuer le couple et se situer dans l'intervalle $[-\pi, -\pi/2]$ afin de diminuer le module du flux. Le choix de $-3\pi/4$ est fait sur la base d'un compromis entre le bon contrôle du flux et du couple.

Le Tableau 3.2 montre la table pour la sélection de l'angle δ par la commande floue directe du couple.

ε_c^n	NG	NM	NP	EZ	PP	PM	PG
$\varepsilon_{\Phi_s}^n$	$-\frac{5\pi}{6}$	$-\frac{5\pi}{6}$	$-\frac{3\pi}{4}$	π	$\frac{4\pi}{3}$	$\frac{4\pi}{3}$	$\frac{3\pi}{4}$
	NG	$-\frac{5\pi}{6}$	$-\frac{3\pi}{4}$	π	$\frac{4\pi}{3}$	$\frac{3\pi}{4}$	$\frac{5\pi}{6}$
	NM	$-\frac{5\pi}{6}$	$-\frac{4\pi}{3}$	π	$\frac{4\pi}{3}$	$\frac{3\pi}{4}$	$\frac{5\pi}{6}$
	NP	$-\frac{3\pi}{4}$	$-\frac{4\pi}{3}$	π	$\frac{3\pi}{4}$	$\frac{5\pi}{6}$	$\frac{5\pi}{6}$
	EZ	$-\frac{\pi}{2}$	$-\frac{\pi}{2}$	$\frac{\pi}{2}$	$\frac{\pi}{2}$	$\frac{\pi}{2}$	$\frac{\pi}{2}$
	PP	$-\frac{\pi}{3}$	$-\frac{\pi}{3}$	$-\frac{\pi}{4}$	0	$\frac{\pi}{6}$	$\frac{\pi}{6}$
	PM	$-\frac{\pi}{3}$	$-\frac{\pi}{4}$	$-\frac{\pi}{6}$	0	$\frac{\pi}{6}$	$\frac{\pi}{4}$
	PG	$-\frac{\pi}{4}$	$-\frac{\pi}{6}$	$-\frac{\pi}{6}$	0	$\frac{\pi}{4}$	$\frac{\pi}{3}$

Tableau 3.2: Angle d'incrément du vecteur tension de référence.

En tenant en compte les considérations présentées ci-dessus, un régulateur flou a été conçu pour la détermination de l'incrément de l'angle de vecteur tension (FLC 1). Le schéma de base de ce régulateur est donné par la Figure 3.4. Les erreurs du couple ε_c et du flux ε_{Φ_s} sont multipliées par des « facteurs d'échelles » afin d'obtenir les grandeurs normalisées ε_c^n et $\varepsilon_{\Phi_s}^n$ à l'aide des fonctions d'appartenance trapézoïdale et triangulaire, Figure 3.5. Ces grandeurs sont utilisées par le bloc de fuzzification afin d'être transformées en valeurs floues \tilde{e}_c et \tilde{e}_{Φ_s} . Ces dernières sont utilisées par le bloc des règles de contrôle flou de type Sugeno pour obtenir directement la valeur de δ qui doit être ajoutée à l'angle du flux statorique.

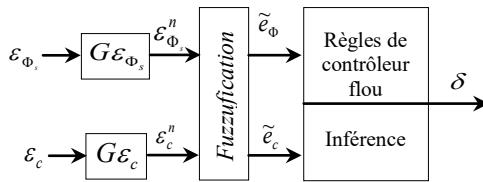


Figure 3.4: Structure du contrôleur floue pour l'estimation de l'angle δ .

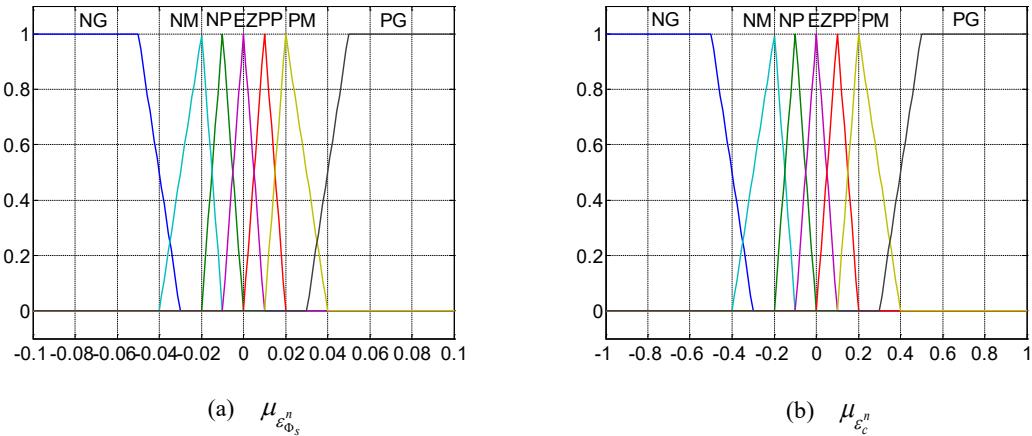


Figure 3.5: Fonctions d'appartenance pour les variables d'entrée du contrôleur flou.

3.2.1.3 Génération des états des interrupteurs de l'onduleur

Le vecteur tension obtenue est délivré à la modulation vectorielle qui génère les états S_a, S_b et S_c des interrupteurs [111].

3.2.1.3.1 Technique de la commande MLI vectorielle

"Der Broek et al, 2988" proposent l'approche de la modulation vectorielle. Elle consiste à générer une séquence prédéfinie d'états de l'onduleur. La modulation vectorielle est une modulation en temps réel. L'algorithme de la MLI vectorielle est composé de cinq étapes fondamentales [96]:

- détermination du vecteur de tension de référence ;
- calcul du secteur ;
- calcul de la région ;
- calcul des temps de commutation ;
- calcul des séquences de commutation ;
- génération des signaux MLI.

3.2.1.3.1.1 Calcul du vecteur de tension de référence et diagramme vectoriel

Nous avons montré le circuit principal de l'onduleur triphasé à trois niveaux où chaque bras est composé de quatre commutateurs à trois états de commutation qui peuvent être représentés par P, O, N listés dans le Tableau 2.3 du deuxième chapitre. Les 27 vecteurs constituent le diagramme vecteur espace de l'onduleur triphasé à trois niveaux comme représentés à la Figure 2.10 du deuxième chapitre. Il y'a 24 vecteurs actifs dont 12 vecteurs courts, 6 vecteurs moyens et 6 vecteurs longs, et les trois restants sont des vecteurs nuls (PPP, OOO, NNN). Ils convergent tous au centre de l'hexagone [96].

3.2.1.3.1.2 Calcul du secteur

L'hexagone du diagramme vecteur d'espace d'un onduleur à trois niveaux peut être subdivisé en 6 secteurs dont chacun à 4 régions, Figure 3.6. Ce qui donne un total de 24 régions. Les secteurs peuvent être déterminés de la façon suivante [96]:

- Si $0^\circ < \theta \leq 60^\circ$: \vec{V}_{ref} se trouve dans le secteur 1
- Si $60^\circ < \theta \leq 120^\circ$: \vec{V}_{ref} se trouvent dans le secteur 2
- Si $120^\circ < \theta \leq 180^\circ$: \vec{V}_{ref} se trouvent dans le secteur 3
- Si $180^\circ < \theta \leq 240^\circ$: \vec{V}_{ref} se trouvent dans le secteur 4
- Si $240^\circ < \theta \leq 300^\circ$: \vec{V}_{ref} se trouvent dans le secteur 5
- Si $300^\circ < \theta \leq 360^\circ$: \vec{V}_{ref} se trouvent dans le secteur 6

3.2.1.3.1.3 Calcul de la région

A partir de la Figure 3.6 les régions d'appartenance du vecteur de la tension de référence peuvent être détectées par un algorithme suivant [96]:

- Si $V_a < \frac{V_{dc}}{3}$, $V_b < \frac{V_{dc}}{3}$ et $V_a + V_b < \frac{V_{dc}}{3}$, alors \vec{V}_{ref} se trouve dans la région 1
- Si $V_a > \frac{V_{dc}}{3}$, $V_b < \frac{V_{dc}}{3}$ et $V_a + V_b > \frac{V_{dc}}{3}$, alors \vec{V}_{ref} se trouve dans la région 3
- Si $V_a > \frac{V_{dc}}{3}$, alors \vec{V}_{ref} se trouve dans la région 2
- Si $V_b > \frac{V_{dc}}{3}$, alors \vec{V}_{ref} se trouve dans la région 4

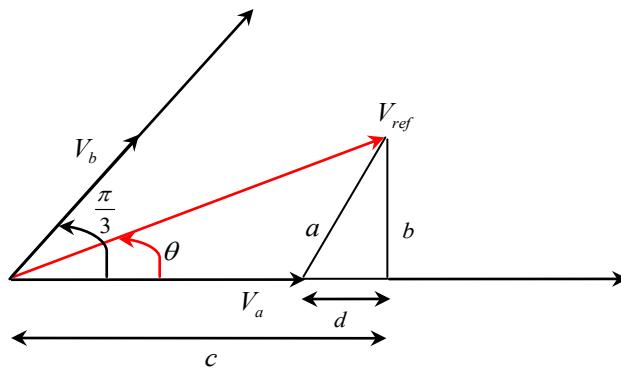


Figure 3.6: Diagramme pour le calcul de V_a et V_b .

$$\begin{aligned}
 a = V_b &= \frac{b}{\sin\left(\frac{\pi}{3}\right)} \\
 V_b &= \frac{V_{ref} \cdot \sin(\theta)}{\sin\left(\frac{\pi}{3}\right)} \\
 V_b &= \frac{2}{\sqrt{3}} V_{ref} \cdot \sin(\theta)
 \end{aligned} \tag{3.2}$$

$$\begin{aligned}
 V_a &= c - d = V_{ref} \cdot \cos(\theta) - a \cdot \cos\left(\frac{\pi}{3}\right) \\
 V_a &= V_{ref} \cdot \cos(\theta) - V_b \cdot \cos\left(\frac{\pi}{3}\right) \\
 V_a &= V_{ref} \cdot \cos(\theta) - \frac{2}{\sqrt{3}} V_{ref} \sin(\theta) \cdot \cos\left(\frac{\pi}{3}\right) \\
 V_a &= V_{ref} \left[\cos(\theta) - \frac{\sin(\theta)}{\sqrt{3}} \right]
 \end{aligned} \tag{3.3}$$

V_a et V_b qui entrent dans la détermination de la région (triangle).

Triangle	Secteur 1			Secteur 2			Secteur 3			Secteur 4			Secteur 5			Secteur 6		
	\vec{V}_{r1}	\vec{V}_{r2}	\vec{V}_{r3}															
1	\vec{V}_{26}	\vec{V}_{13}	\vec{V}_{16}	\vec{V}_{26}	\vec{V}_{16}	\vec{V}_{17}	\vec{V}_{26}	\vec{V}_{17}	\vec{V}_{20}	\vec{V}_{26}	\vec{V}_{20}	\vec{V}_{21}	\vec{V}_{26}	\vec{V}_{21}	\vec{V}_{24}	\vec{V}_{26}	\vec{V}_{24}	\vec{V}_{13}
2	\vec{V}_{13}	\vec{V}_1	\vec{V}_2	\vec{V}_{16}	\vec{V}_3	\vec{V}_4	\vec{V}_{17}	\vec{V}_5	\vec{V}_6	\vec{V}_{20}	\vec{V}_7	\vec{V}_8	\vec{V}_{21}	\vec{V}_9	\vec{V}_{10}	\vec{V}_{24}	\vec{V}_{11}	\vec{V}_{12}
3	\vec{V}_{13}	\vec{V}_2	\vec{V}_{16}	\vec{V}_{16}	\vec{V}_4	\vec{V}_{17}	\vec{V}_{17}	\vec{V}_6	\vec{V}_{20}	\vec{V}_8	\vec{V}_{21}	\vec{V}_{21}	\vec{V}_{10}	\vec{V}_{24}	\vec{V}_{12}	\vec{V}_{24}	\vec{V}_{13}	
4	\vec{V}_{16}	\vec{V}_3	\vec{V}_2	\vec{V}_{17}	\vec{V}_5	\vec{V}_4	\vec{V}_{20}	\vec{V}_7	\vec{V}_6	\vec{V}_{21}	\vec{V}_9	\vec{V}_8	\vec{V}_{24}	\vec{V}_{11}	\vec{V}_{10}	\vec{V}_{13}	\vec{V}_1	\vec{V}_{12}

Tableau 3.3: Relations entre les vecteurs de tension ($\vec{V}_{r1}, \vec{V}_{r2}, \vec{V}_{r3}$) et les vecteurs de tension sélectionnés

dans tous les secteurs.

3.2.1.3.1.4 Calcul des rapports cycliques et les temps de commutation

La symétrie du système triphasé, nous permet de réduire l'étude au cas général d'un secteur de $\frac{\pi}{3}$.

On se place alors dans le cas où le vecteur de référence \vec{V}_s est situé dans le secteur 1. Alors, considérant que le vecteur de tension de référence reste dans la région 1, dans ce cas, la tension de référence est reconstituée en faisant une moyenne temporelle des tensions $\vec{V}_{26}, \vec{V}_{13}, \vec{V}_{16}$, comme illustré à la Figure 3.7 [96].

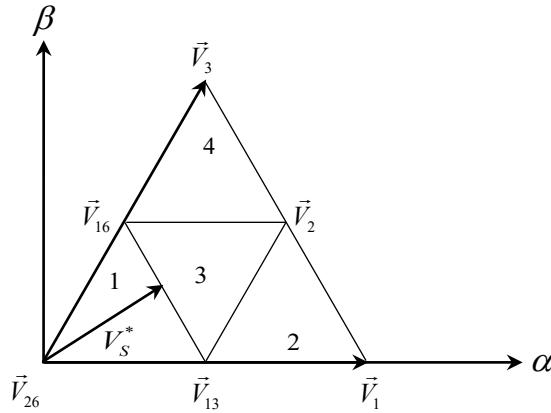


Figure 3.7: Diagramme vecteur espace pour la tension de référence dans le secteur 1.

Les vecteurs de tension \vec{V}_{26} , \vec{V}_{13} , \vec{V}_{16} sont adoptés et les rapports cycliques correspondants sont :

$$\begin{aligned} V_s \cdot T &= V_{r1} \cdot t_1 + V_{r2} \cdot t_2 + V_{r3} \cdot t_3 \\ T &= t_1 + t_2 + t_3 \end{aligned} \quad (3.4)$$

Donc on peut écrire :

$$V_s^* = V_{r1}d_1 + V_{r2}d_2 + V_{r3}d_3 \quad (3.5)$$

Où T est le temps d'échantillonnage et V_s^* le vecteur de tension de référence de l'onduleur de tension. La relations entre les vecteurs de tension (V_{r1}, V_{r2}, V_{r3}) et les vecteurs de tension réellement sélectionnés

\vec{V}_{26} , \vec{V}_{13} , \vec{V}_{16} [96].

$$\begin{bmatrix} V_\alpha^* \\ V_\beta^* \\ 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{r1\alpha} & V_{r2\alpha} & V_{r3\alpha} \\ V_{r1\beta} & V_{r2\beta} & V_{r3\beta} \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_1 \\ d_2 \\ d_3 \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

Avec :

$$\begin{cases} V_\alpha^* = V_{ref} \cos(\theta) \\ V_\beta^* = V_{ref} \sin(\theta) \end{cases} \quad (3.7)$$

Nous distribuons l'équation (3.6) on trouve:

$$\begin{cases} V_\alpha^* = V_{r1\alpha}d_1 + V_{r2\alpha}d_2 + V_{r3\alpha}d_3 \\ V_\beta^* = V_{r1\beta}d_1 + V_{r2\beta}d_2 + V_{r3\beta}d_3 \\ 1 = d_1 + d_2 + d_3 \end{cases} \quad (3.8)$$

Où V_α^* et V_β^* sont les composants de tension de référence sur le repère fixe.

d_1, d_2, d_3 sont les rapports cycliques des vecteurs de tension.

Les équations (3.4) permettent d'obtenir les rapports cycliques d_1, d_2, d_3 des vecteurs de tension V_{r1}, V_{r2}, V_{r3} en donnant le vecteur de tension de référence:

$$\begin{bmatrix} d_1 \\ d_2 \\ d_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{r1\alpha} & v_{r2\alpha} & v_{r3\alpha} \\ v_{r1\beta} & v_{r2\beta} & v_{r3\beta} \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} v_\alpha^* \\ v_\beta^* \\ 1 \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

Les temps de commutation calculé par :

$$\begin{aligned} t_1 &= d_1 \cdot T \\ t_2 &= d_2 \cdot T \\ t_3 &= d_3 \cdot T \end{aligned} \quad (3.10)$$

En suivant la même procédure, les rapports cycliques et les temps de commutation dans les autres secteurs.

La Figure 3.8 représente l'ordre de succession des configurations correspondants aux vecteurs V_{r1}, V_{r2}, V_{r3} du vecteur durant la période de modulation. Pour le premier secteur la séquence est [96]:

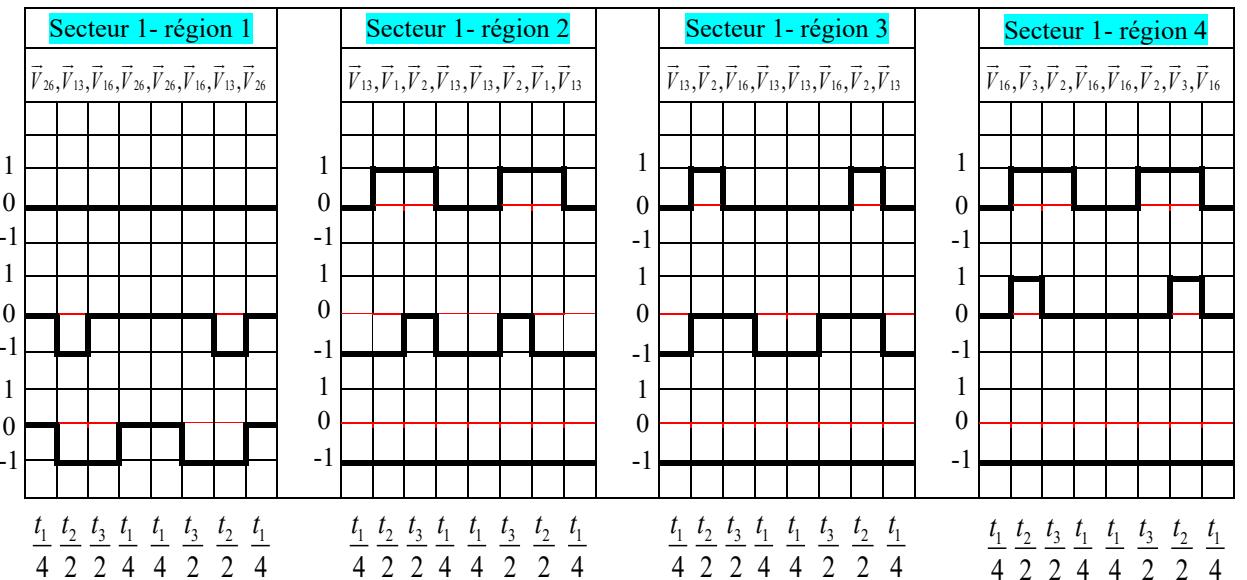
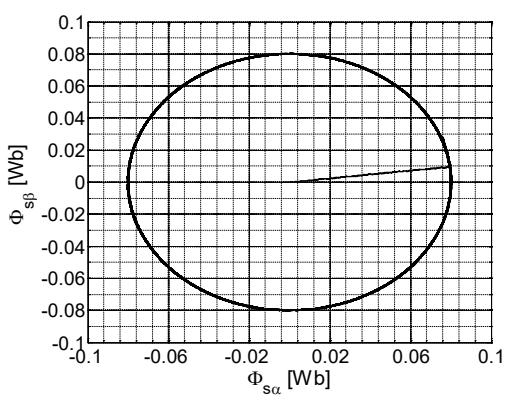
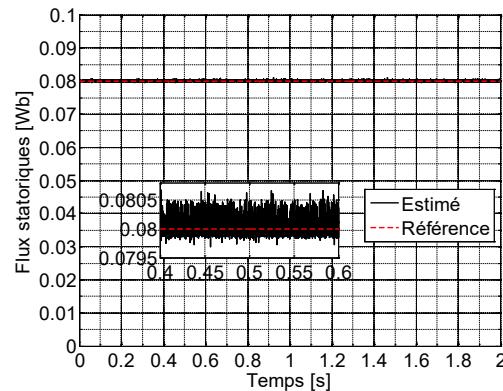
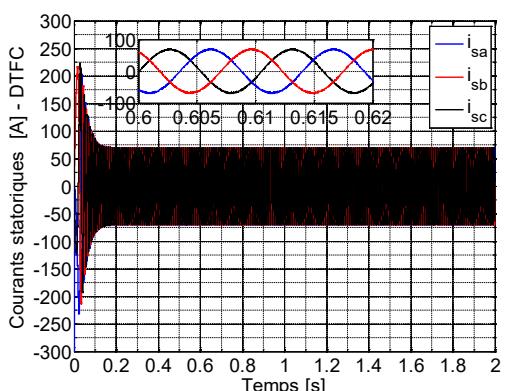
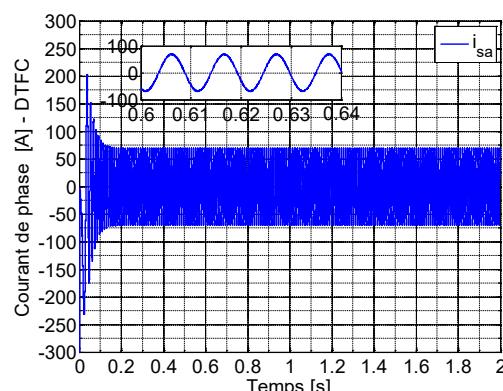
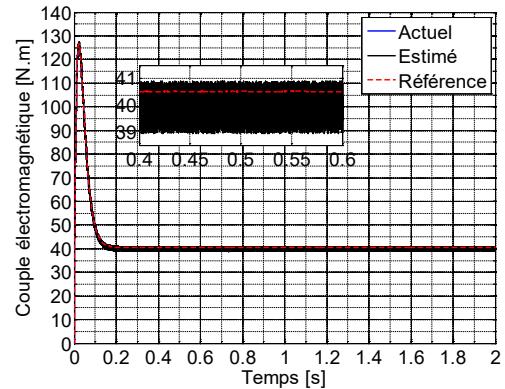
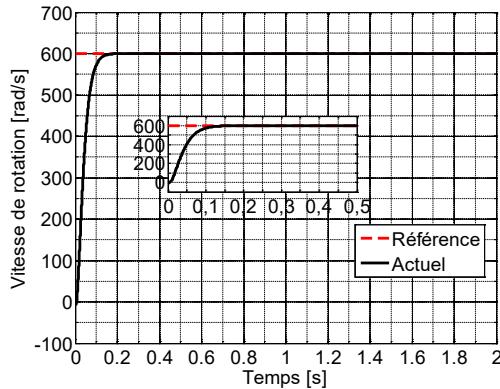


Figure 3.8: Description des séquences de conduction des interrupteurs.

3.3 Résultats de simulation

L'objectif est d'améliorer l'approche de commande DTC en utilisant la méthode de contrôle flou direct du couple qui a été développée dans ce chapitre. Lorsque les résultats de la simulation sont comparés à ceux de la commande DTC, les Figures ci-dessous montrent les meilleurs résultats. Nous constatons une réduction considérable des ondulations du couple, ainsi qu'un courant qui semble sinusoïdal avec presque aucune ondulation en régime permanent.

3.3.1 1^{er} essai de simulation



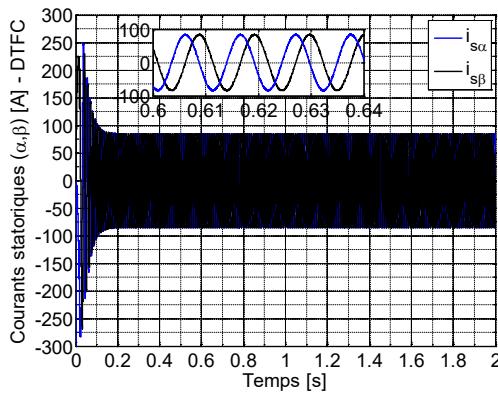
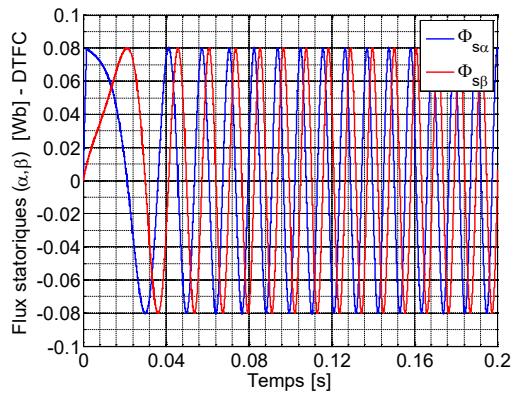
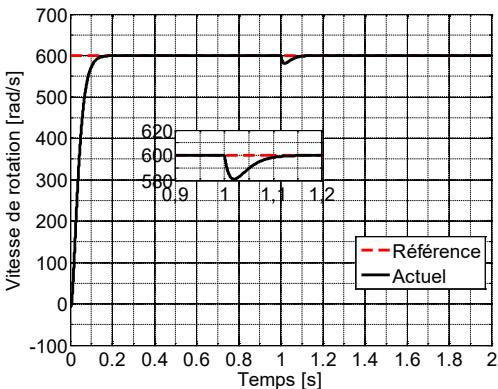
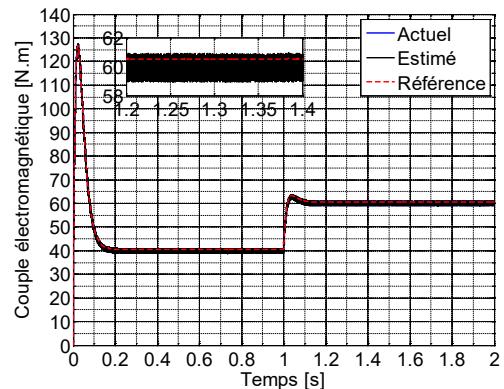
(g). Courants statoriques dans le plan (α, β) (h). Flux statoriques dans le plan (α, β)

Figure 3.9: Résultats de simulation de l'essai 1.

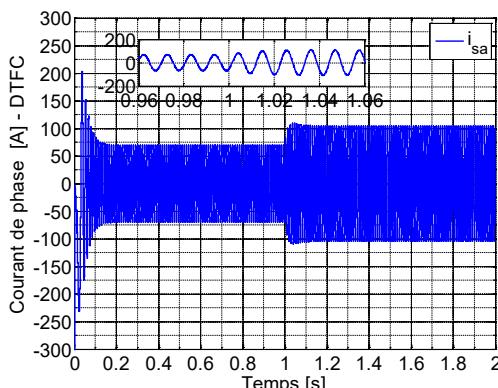
3.3.2 2^{ème} essai de simulation



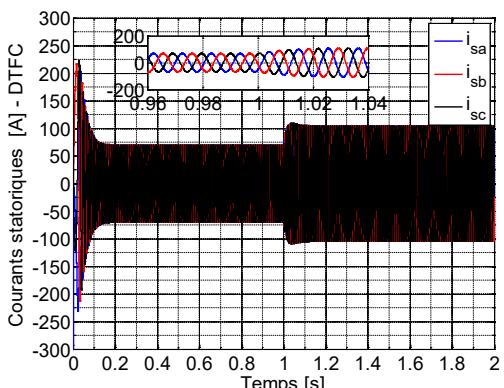
(a). Vitesse de rotation



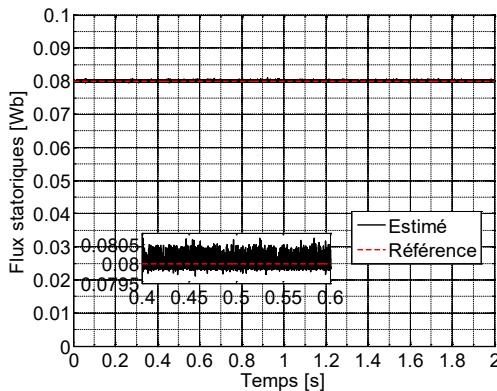
(b). Couple électromagnétique



(c). Courant de phase



(d). Courants statoriques



(e). Flux statoriques

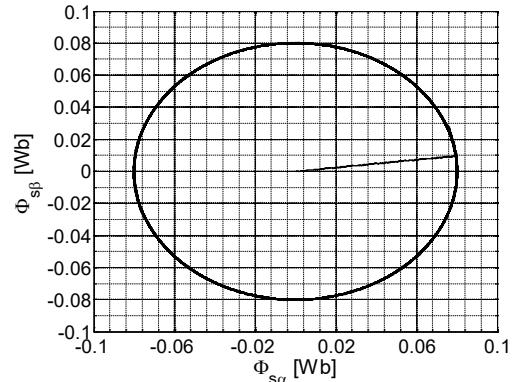
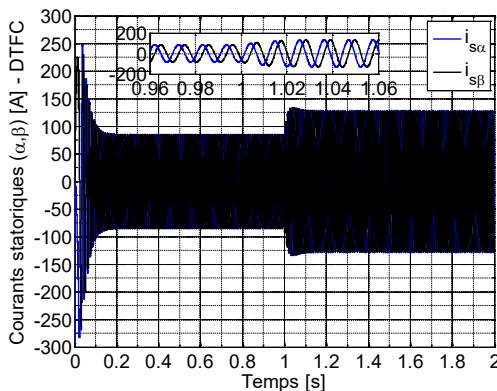
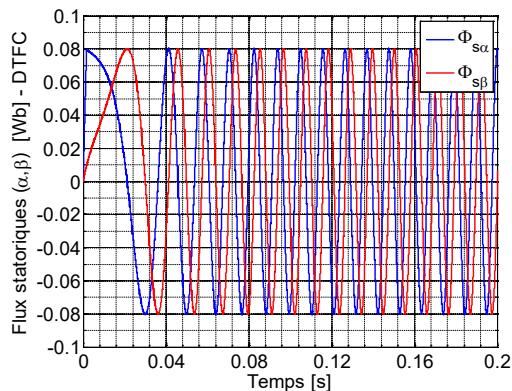
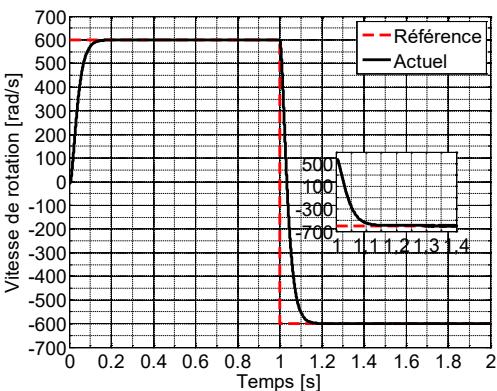
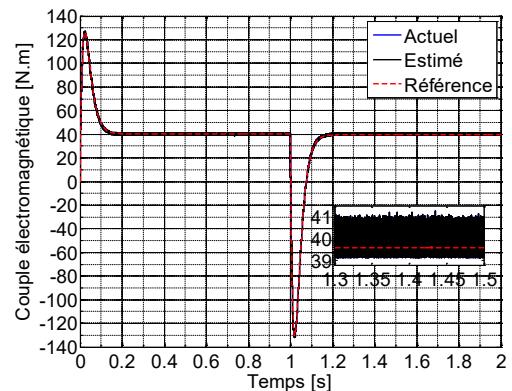
(f). Trajectoire circulaire du flux statoriques dans le plan (α, β) (g). Courants statoriques dans le plan (α, β) (h). Flux statoriques dans le plan (α, β)

Figure 3.10: Résultats de simulation de l'essai 2.

3.3.3 3^{ème} essai de simulation



(a). Vitesse de rotation



(b). Couple électromagnétique

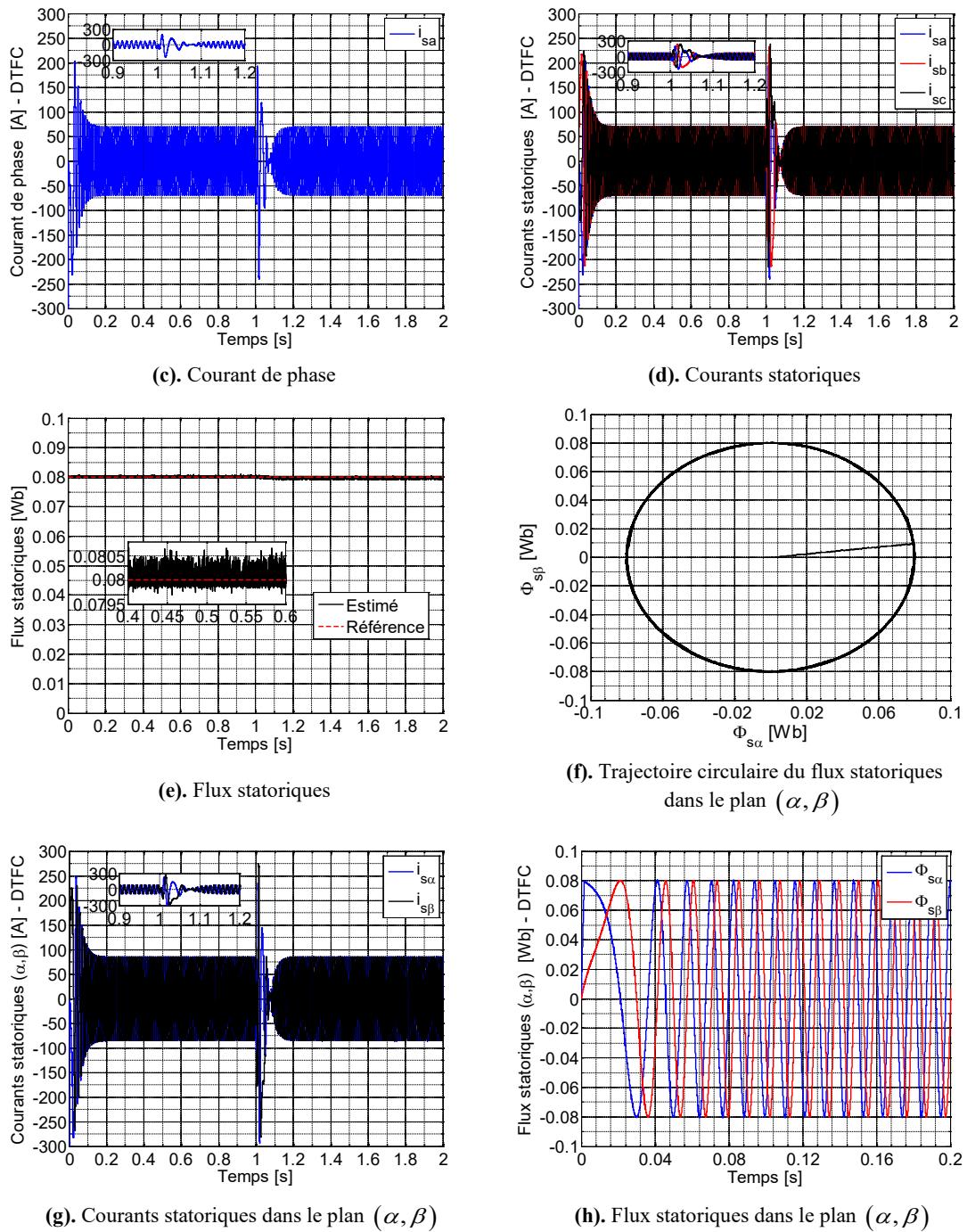
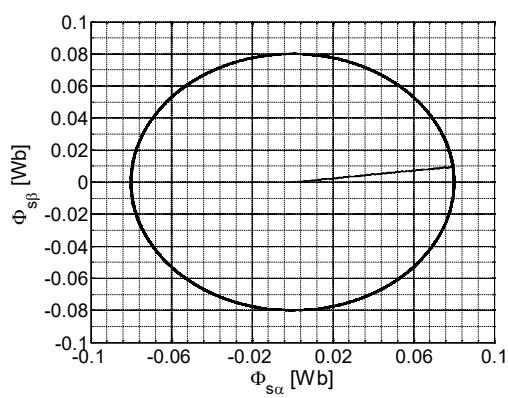
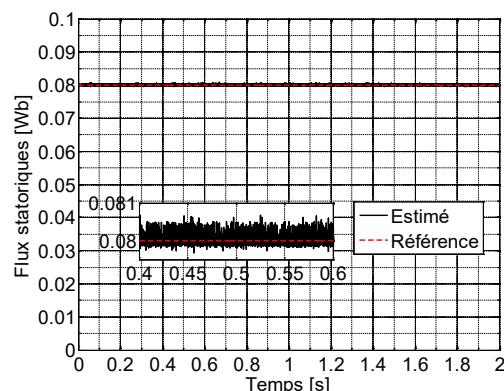
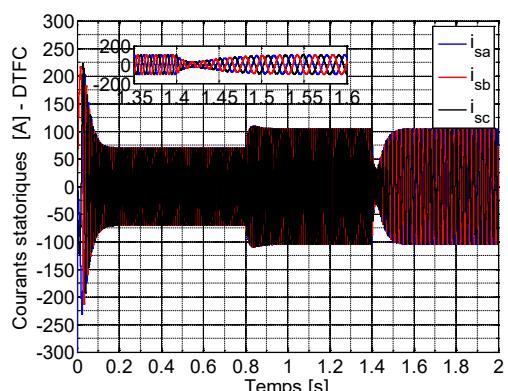
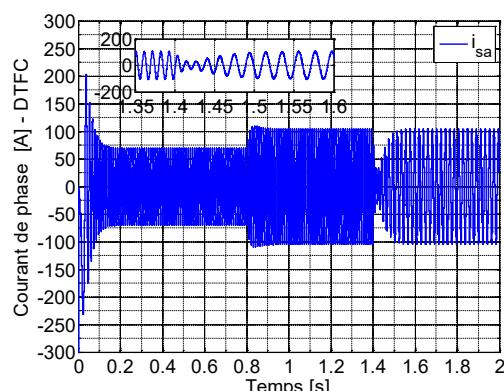
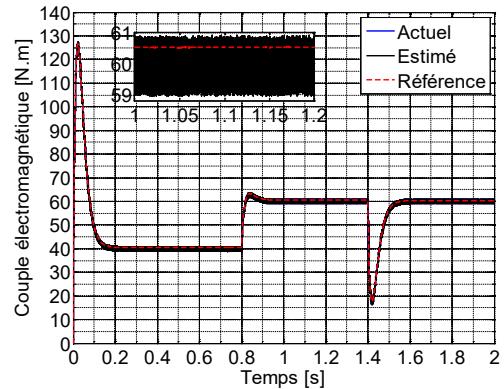
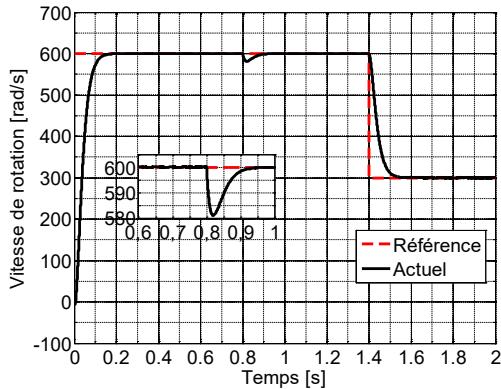


Figure 3.11: Résultats de simulation de l'essai 3.

3.3.4 4^{ème} essai de simulation



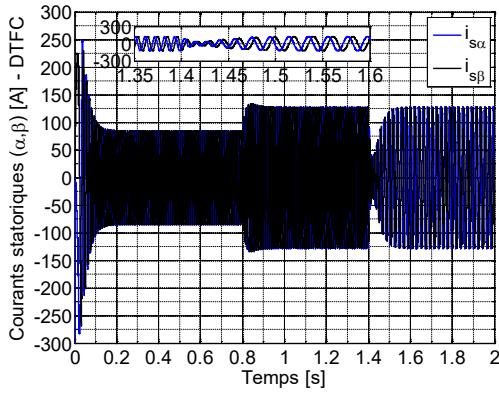
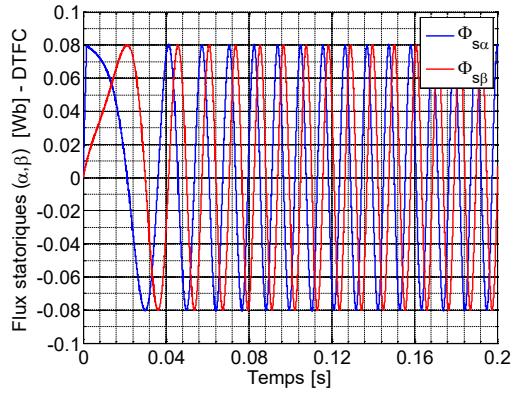
(g). Courants statoriques dans le plan (α, β) (h). Flux statoriques dans le plan (α, β)

Figure 3.12: Résultats de simulation de l'essai 4.

3.4 Conclusion

Le but de ce chapitre est d'améliorer les performances en régime permanent d'un système DTC conventionnel d'un motopropulseur SAP alimenté par un onduleur NPC à trois niveaux. Pour obtenir une réponse rapide au couple, ainsi qu'une faible ondulation du couple et du flux, nous avons développé une commande de couple directe floue associée à la MLI vectorielle (DTFC-SVM). Les contrôleurs flous remplaçant les contrôleurs d'hystérésis et la table de commutation pour générer le module et l'angle du vecteur tension afin d'amener de manière optimale le flux statorique et le couple électromagnétique à leurs références. La modulation vectorielle est utilisée pour acquérir les états de commutation de l'onduleur à partir des variables de sortie générées.

Nous avons effectué de nombreuses simulations sur cette méthode de contrôle afin de voir son efficacité et sa fiabilité. Les résultats de la simulation ont été comparés à ceux de la commande DTC conventionnelle. Ils ont prouvés l'intérêt de la commande floue directe de couple en termes de performances dynamiques, de robustesse et de découplage couple-flux parfait. De plus, nous découvrons que, grâce à ses ensembles flous et ses règles d'inférence, il permet une sélection précise du vecteur tension.

Chapitre 4

Commande floue-DTC d'un système mono-onduleur bi-machine dans une chaîne de traction électrique

4.1 Introduction

Avec les progrès de la technologie de l'électrotechnique et les contraintes économiques qui en résultent pour les industriels, il existe un nombre croissant de systèmes composés de nombreuses machines électriques. Ces systèmes sont appelés systèmes multi-machines multi-convertisseurs (SMM). Selon la structure d'un SMM, chaque machine est alimentée par son propre onduleur. Par conséquent, la question d'un grand nombre de composants électroniques de puissance doit être prise en compte. En outre, le système traditionnel nécessite un contrôleur pour chaque machine. En raison de ces caractéristiques, ainsi que du coût élevé et de la grande taille de l'onduleur, ces systèmes sont lourds et encombrants. Pour surmonter ces inconvénients, il peut être utile de limiter le nombre d'onduleurs. Cette valeur peut être réduite pour diminuer le volume et le poids du système. Les systèmes multi-machines avec un onduleur constituent une option intéressante, car ils sont utilisés dans plusieurs applications telles que les laminoirs à papier et à acier, les systèmes de convoyage et les systèmes d'entraînement électrique comme la traction électrique et les véhicules électriques [20] [21] [113] [114] [115] [116].

Pour surmonter certaines des inconvénients du DTC conventionnel, plusieurs méthodes de commande des systèmes multi-machines mono-convertisseurs ont été développées. Parmi elles, la commande floue directe du couple (DTFC), qui permet de réduire l'ondulation du couple tout en offrant une réaction rapide et une grande robustesse [10] [22] [117].

Comme une seule machine peut être autopilotée à la fois, les machines synchrones connectées en parallèle peuvent présenter des problèmes de stabilité. Pour éviter cela, il existe une stratégie de commande « maître-esclave » qui consiste à configurer les deux moteurs comme maître ou esclave en fonction de la taille de la charge qui leur est attachée. Par rapport au moteur esclave, le moteur maître doit avoir une charge plus importante [118] [119].

Ce chapitre donne une vue des systèmes multi-machines multi-convertisseurs. Puis, la structure de commande « maître-esclave » basée sur la commande floue directe du couple sera étudiée et testée dans de nombreuses simulations à l'aide de l'environnement MATLAB/Simulink. L'objectif principal de ce chapitre est de permettre le contrôle de deux machines simultanément à l'aide d'un seul onduleur NPC à trois niveaux.

4.2 Structure de commande « maître-esclave » classique

La stratégie de commande « maître-esclave » nous permet de spécifier à tout moment quelle machine sera commandée « machine maître », tandis que la seconde est simplement reliée en parallèle « esclave ». En d'autres termes, un seul des deux moteurs « le maître » est contrôlé, tandis que l'autre « l'esclave » fonctionne en boucle ouverte. Comme les deux moteurs reçoivent la même tension, le signal de vitesse de sortie du moteur maître est utilisé comme signal de vitesse d'entrée du moteur esclave. Lorsque la vitesse du moteur maître varie, la vitesse du moteur esclave varie également. Cependant, lorsque la vitesse d'un moteur esclave change, le signal ne peut pas être renvoyé à l'autre moteur, ce qui entraîne une désynchronisation de la vitesse [20] [118] [120].

Le groupe motopropulseur du véhicule électrique à quatre roues motrices nécessite quatre moteurs électriques, qui est alimenté par deux onduleurs à trois branches. Pour alimenter les moteurs du véhicule électrique, un onduleur triphasé avec une structure NPC à trois niveaux est nécessaire, qui sont mieux adaptée à notre solution multi-moteurs. La Figure 4.1 illustre le schéma de principe d'un onduleur de traction alimentant deux moteurs [10] [121].

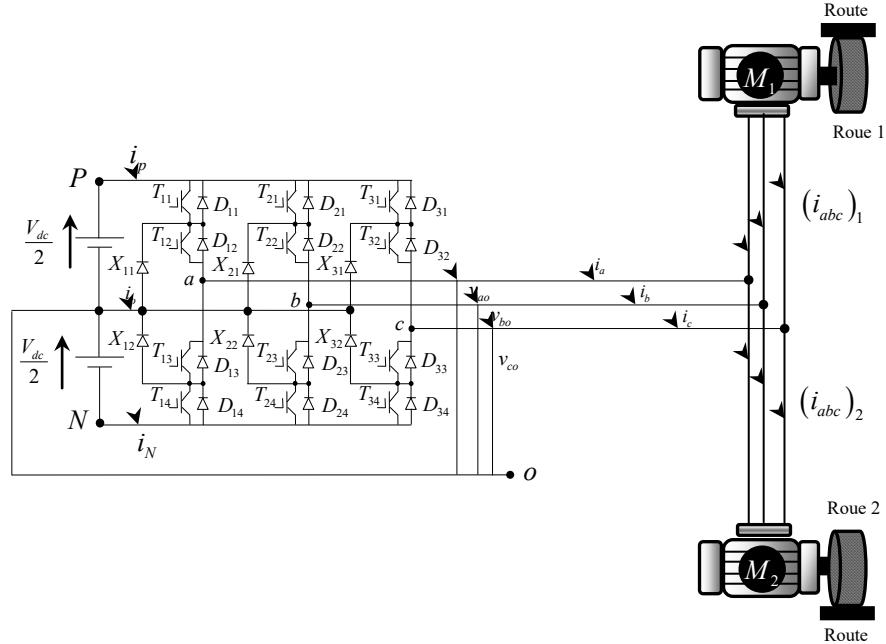


Figure 4.1: La structure parallèle d'un système de traction bi-machine alimenté par un onduleur à trois niveaux NPC.

Le principe de cette structure est illustré dans la Figure 4.2. Il s'agit de commander une machine en boucle fermée et d'envoyer la même grandeur d'action sur la deuxième machine qui est en boucle ouverte. Dans ces conditions, toute perturbation qui affecte la machine en boucle ouverte n'est pas rejetée [30].

Les deux processus P_1 et P_2 reçoivent la même référence de couple (C_{ref}), il est donc impossible d'imposer deux références de vitesse différentes ($\Omega_{1ref} = \Omega_{2ref}$) sur les deux processus. Comme il y a une seule référence de couple, un seul convertisseur électrique est suffisant pour l'imposer, Figure 4.2. La machine commandée en boucle fermée est transitoirement perturbée, mais celle qui est en boucle ouverte présente un écart en régime établi dû aux perturbations - comme tout processus en boucle ouverte [30].

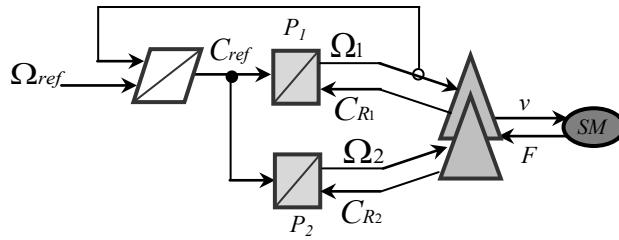


Figure 4.2: Structure de commande « maître-esclave ».

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

La mise en parallèle des machines synchrones à aimants permanents est une solution qui nécessite un surdimensionnement des interrupteurs de puissance, qui permet de réduire fortement leur nombre grâce à la mutualisation de ces derniers. Le but de cette partie est d'étudier la stabilité théorique d'un tel système, sachant que [30]:

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

Comme présenté sur la Figure 4.3, la valeur de la tension délivrée par l'onduleur n'est entièrement due qu'à l'autopilotage de la machine maître. La machine esclave n'ayant aucune influence sur cette valeur, la structure de commande et les paramètres de régulation de la machine maître sont les mêmes que ceux utilisés dans un entraînement DTFC sur une seule machine : le contrôleur DTFC est le même [30].

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

comme indépendantes l'une de l'autre. La structure utilisée avec une régulation de vitesse imposée sur la machine maître est présentée sur la Figure 4.4 [30].

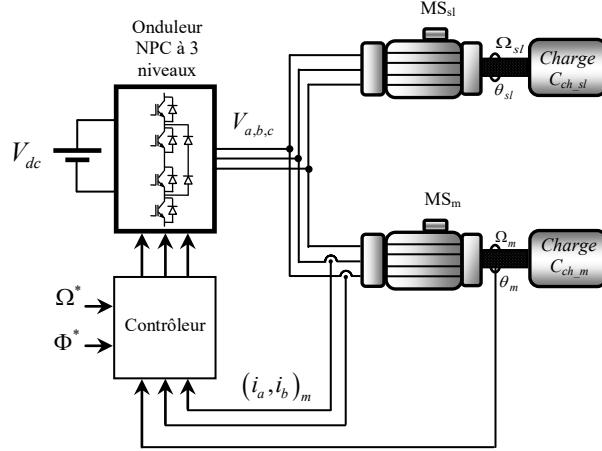


Figure 4.3: La structure parallèle « maître-esclave ».

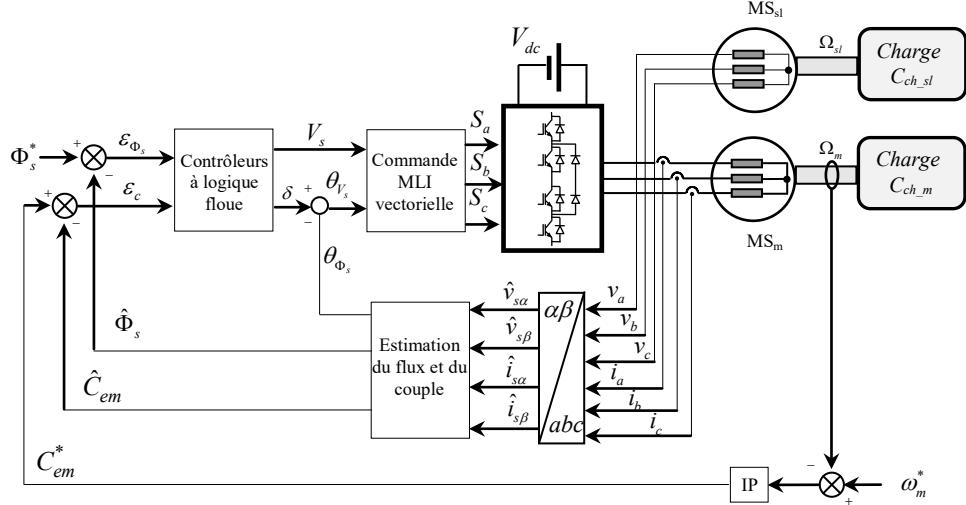


Figure 4.4: La structure parallèle « maître-esclave » basée sur la commande DTFC.

4.3 Structure de commande « maître-esclave » alternative

Pour que le synchronisme des deux MSAP soit respecté, ces dernières doivent évoluer à la même vitesse. Afin de s'assurer de la stabilité du système, il est donc nécessaire de piloter la machine sur laquelle la charge mécanique la plus élevée est appliquée. Chacune des deux machines est susceptible de devenir maître à chaque instant en fonction des mesures des courants, positions et vitesses des deux machines. La différence de position calculée des deux machines et le signe de la vitesse de référence, il permet de déterminer quelle est la machine la plus chargée. Un signal *Enable* permet de sélectionner la machine maître, ce qui détermine quelles sont les variables mesurées qui doivent être placées en entrée du régulateur de vitesse et les comparateurs à hystérésis, Figure 4.5 [30].

4.3.1 Principe du choix de la machine maître

L'étude s'applique à un système composé de deux MSAPs notées MS1 et MS2, et connectées en parallèle sur le même onduleur, Figure 4.5. Dans la suite de cette étude, l'indice ajouté aux valeurs données correspondant au numéro de la machine [30].

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

Vu que les mêmes tensions v_k sont appliquées sur les deux machines, l'équation (4.1) est vérifiée [30]:

$$\theta_1 + \delta_1 = \theta_2 + \delta_2 \quad (4.1)$$

D'après cette relation, on déduit [30]:

$$\delta_1 < \delta_2 \Leftrightarrow \theta_1 > \theta_2 \quad (4.2)$$

Pour déterminer quelle machine doit être autopilotée, il faut alors comparer les positions électriques θ_1 et θ_2 : la machine qui en a la plus petite valeur est la machine maître. Cette solution, proposée dans [11], est présentée sur la Figure 4.5. Comme les positions et les courants des deux machines sont continuellement relevés. Un signal logique **Enable** permet alors de choisir quelle est la machine dont les grandeurs sont utilisées afin de réaliser le contrôle en vitesse. Ce signal est créé en calculant la différence $\theta_1 - \theta_2$ à laquelle est ajouté un comparateur à hystérésis. Le signal **Enable** correspond au critère de choix : si **Enable**=1, MS1 est la machine maître et MS2 la machine esclave, par contre si **Enable**=0, MS2 est la machine maître et MS1 la machine esclave [30].

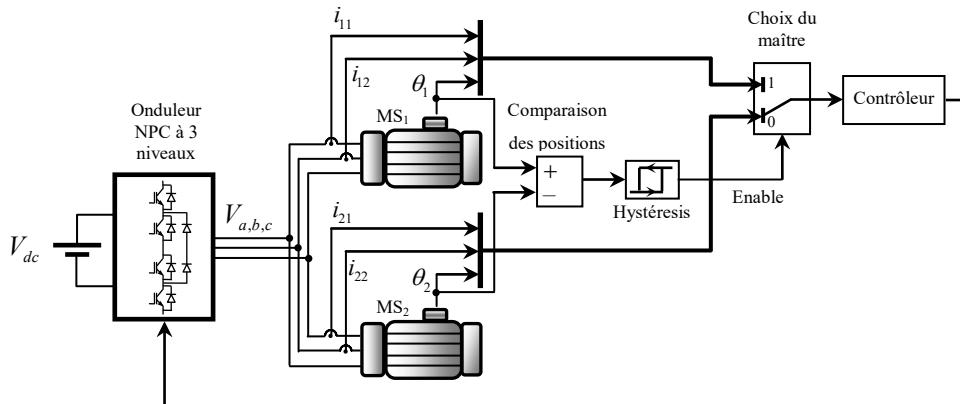


Figure 4.5: Principe du choix de la machine maître.

Selon l'analyse ci-dessus, le choix de la machine maître a été développé. Cependant, ce principe est juste approprié au cas de la vitesse positive. Dans le cas où la vitesse des moteurs est négative, la

valeur de l'angle de charge δ est également négative et la machine qui est en boucle ouverte sera stable car son angle $\delta > -\pi/2$ [115].

En appliquant le même principe que ci-dessus, la machine esclave est stable si la valeur absolue du couple de charge appliqué à la machine maître respecte les relations suivantes [115] [122]:

- soit $|C_{ch_sl}| \leq |C_{ch_m}| \Rightarrow |\delta_{sl}| \leq |\delta_m| \Rightarrow \delta_{sl} \leq \delta_m < \frac{\pi}{2} \Rightarrow$ La stabilité est assurée pour les deux machines ;

- soit $|C_{ch_sl}| > |C_{ch_m}| \Rightarrow |\delta_{sl}| > |\delta_m| \Rightarrow \delta_{sl} < \delta_m \Rightarrow$ Il est possible que $\delta_{sl} > \frac{\pi}{2}$ et la stabilité du système n'est pas certaine.

Dans ce cas, la machine maître sera celle qui présente la plus petite valeur de l'angle de charge δ , c'est-à-dire la plus grande valeur de θ . En outre, lors de la sélection de la machine maître, la valeur de la vitesse, représentée par la vitesse de référence Ω_{ref} est un paramètre dont il faut tenir compte [115].

Dans notre travail, les moteurs étudiées ont des paramètres identiques et les charges appliquées aux moteurs sont différentes [30]:

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

Pour s'assurer de la stabilité du système, le moteur qui doit être choisi comme étant le maître et donc celui sur lequel la charge la plus importante est appliquée [30].

Vu qu'on ne maîtrise pas forcément quelle charge est imposée sur chaque moteur, les deux peuvent devenir maîtres à tout instant. Il est donc nécessaire de pouvoir contrôler chacun des moteurs à part [30].

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

4.4.1 Principe de la méthode

Avant d'introduire l'idée proposée, quelques problèmes doivent être expliqués concernant les machines électriques en parallèles. En appliquant un vecteur de tension unique, le vecteur du flux statorique de tous les moteurs en parallèles varie instantanément suivant la direction [30].

$$\frac{d\bar{\Phi}_s}{dt} = \bar{V}_s - R_s \bar{I}_s \quad (4.3)$$

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

Ces vecteurs sont calculés en utilisant la transformation de Park. Si une tension appliquée cause une croissance/ décroissance dans le flux statorique d'un moteur, le flux statorique des autres moteurs s'affecte aussi par croissance ou décroissance. Cependant, la quantité de variation dans tous les moteurs ne peut pas être la même. Un autre problème dans la commande des systèmes, c'est la commande de la vitesse. Dans les applications de régulation de vitesse, il n'est pas toujours possible de réaliser une bonne régulation pour tout les moteurs, donc certains point de fonctionnement reste non satisfais. En pratique, il peut y avoir une discordance dans les paramètres de la machine [30].

Les moteurs peuvent aussi être sous l'effet de différentes couples de charge. On suppose que les deux moteurs ont les mêmes paramètres et les mêmes caractéristiques. Si la charge appliquée est différente, donc leurs vitesses ne sont pas les mêmes. Dans le cas où le couple du moteur MS_1 est supérieur à celui du moteur MS_2 tandis que sa vitesse est inférieure, la différence entre les vitesses augmente lorsque la vitesse de référence décroît. Si les paramètres des deux machines présentent une certaine tolérance et leurs caractéristiques discordent et comme cité auparavant, le couple du moteur MS_1 est supérieure, donc le problème peut être soit un avantage ou un inconvénient [30].

Dans les systèmes multi-machines avec un seul convertisseur, en général, tous les moteurs ont des caractéristiques identiques. Avec les machines connectées en parallèle la distribution de la charge est influencée seulement par un choix correct de la caractéristique mécanique couple-vitesse. Normalement, dans de tels système, la charge mécanique est la même pour tous les moteurs et le système de la commande doit assurer une répartition propre de la charge entre eux [30].

4.4.2 Technique de commande proposée

Le schéma proposé de la commande floue directe du couple utilise deux contrôleurs à logique floue (FLC1 et FLC2) pour générer un vecteur spatial de tension V_s , qui est ensuite utilisé par la modulation du vecteur spatial pour fournir des états de commutation pour l'onduleur, agissant à la fois sur l'amplitude et l'angle du flux statorique et sur les erreurs de couple électromagnétique. L'angle d'incrémentation est la sortie du FLC2, et l'amplitude de la tension de référence est la sortie du FLC1. Les entrées pour l'amplitude du flux statorique et les erreurs de couple sont illustrées à Figure 4.6. L'angle d'incrémentation est multiplié par l'angle vectoriel du flux statorique, qui est utilisé par modulation vectorielle pour générer les états de commutation de l'onduleur. Dans FLC1 et FLC2, les approches Mamdani et Sugeno ont été utilisées pour les algorithmes de raisonnement flou [10] [22] [23] [107].

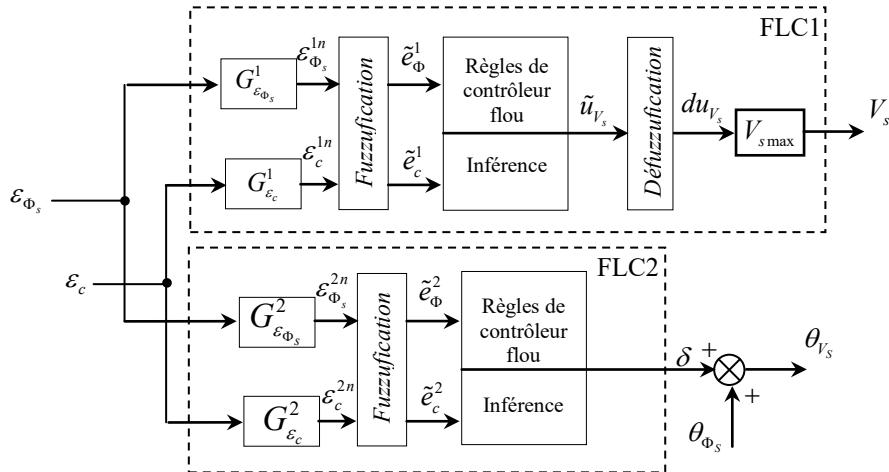


Figure 4.6: Structure des contrôleurs flous.

De l'équation (4.3), on peut remarquer que le vecteur flux statorique dépend seulement de la résistance statorique. Cependant, quand les résistances statoriques sont les mêmes, on peut s'attendre à des valeurs de flux identiques dans les deux machines. Ceci est vrai seulement en régime permanent, et durant les régimes transitoires, la différence entre les deux flux peut être observée. Cette différence serait encore plus grande si la vitesse du moteur augmente. Pour cette raison, dans des cas où les charges moteurs (ou les résistances statoriques sont différentes), la référence de la vitesse ne peut aller au dessous d'une certaine valeur dans les applications à vitesse commandée, car, comme le flux statorique d'un moteur diminue, son couple généré diminue. Dans ces conditions, la technique de commande « maître-esclave » peut être utilisée pour la commande du flux statorique de telle façon à ce que seulement le flux statorique d'un seul moteur est commandé. Mais le moteur avec le flux statorique le plus grand sera choisi comme maître, et sa valeur est choisie comme référence [30].

Pour éviter la saturation du flux dans les situations différentes, le moteur maître peut changer. Cependant dans la méthode proposée, une méthode de switching « maître-esclave » est utilisée pour la commande du flux statorique de tel sorte que : Pour choisir précisément le moteur maître et éviter la saturation du flux, on a besoin d'un index comme le produit de la résistance statorique et le couple électromagnétique, c'est-à-dire $R_s C_{em}$. Pour chaque moteur, ce produit sera calculé et le moteur avec le plus petit index sera choisi comme le moteur maître. Dans les cas où les paramètres des deux moteurs sont égaux, le moteur avec le moindre couple sera choisi comme maître. La durée et la valeur de la différence entre les deux index sont importantes pour prévenir un changement de maître fréquent durant les régimes transitoires [30].

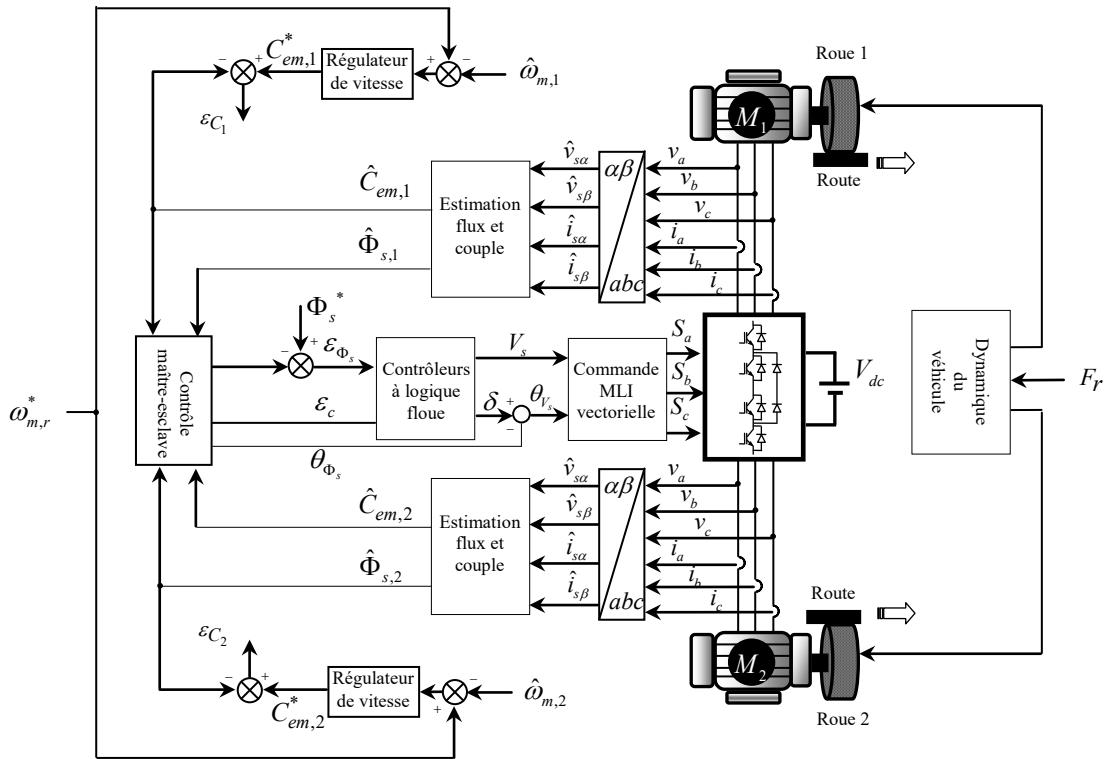


Figure 4.7: Schéma de la commande « maître-esclave » proposée d'un système bi-machine mono-onduleur basée sur la DTFC.

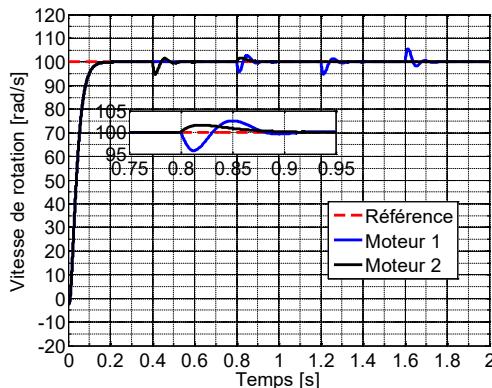
4.5 Résultats de simulation de la commande maître-esclave basée sur floue-DTC

Dans le but de tester la commande « maître-esclave » proposée pour un système à deux machines alimentées avec un seul onduleur, des simulations ont été effectuées à l'aide du logiciel MATLAB/Simulink. Cette commande est basée sur le contrôle DTFC développée dans le chapitre précédent pour assurer la stabilité de deux motopropulseurs SAP connectées en parallèle sur le même onduleur NPC. Les résultats de simulation sont représentés sur les Figures (de 4.8 à 4.10).

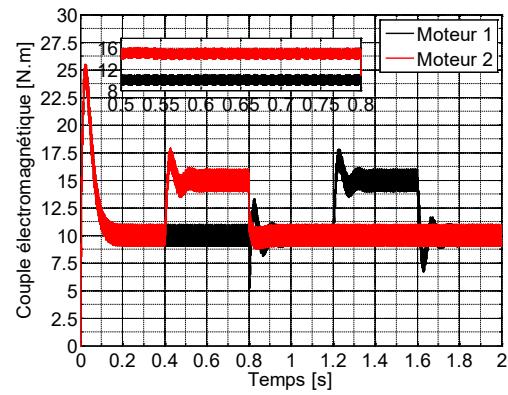
Quelque soit l'essai, on remarque que les vitesses des deux machines, maître ou esclave, continuent à suivre la vitesse de référence imposée par la stratégie de commande, quelle que soit la charge fournie, comme représenté sur la Figure 4.8-4.10 (a). De plus, la différence entre les deux vitesses présente des taux extrêmement excellents, ce qui indique que les moteurs maître et esclave alternent parfaitement en réponse à la réaction de la commande aux perturbations. D'autre part, lorsque des perturbations distinctes sont appliquées aux deux moteurs (maître et esclave), les couples électromagnétiques de ces derniers répondent rapidement, comme l'illustrent les Figures 4.8-4.10 (b)-(c), confirmant la rapidité et la bonne gestion de l'alternance en maître et esclave dans les circonstances

prévues par l'algorithme de contrôle. Les Figures 4.8-4.10 (e)-(h) indiquent que les courants de phase des deux machines ont de bonnes formes et répondent aux réactions des moteurs aux fluctuations de la charge. Les Figures 4.8-4.10 (i)-(l), qui représentent les trajectoires des flux statoriques, montrent que les deux machines ont une forte stabilité magnétique, ce qui permet de s'assurer que la commande DTFC maître-esclave impose un bon comportement aux deux machines face à d'éventuelles perturbations.

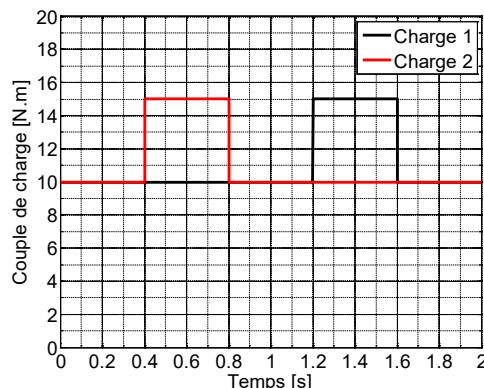
4.5.1 1^{er} essai de simulation



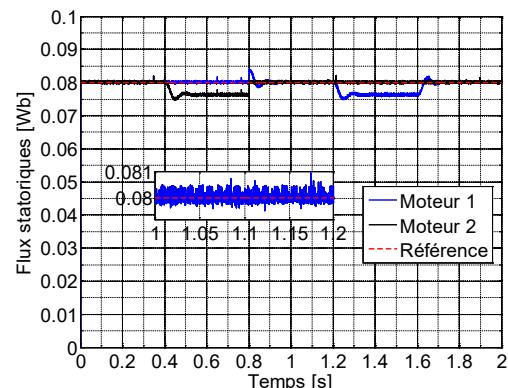
(a). Vitesse de rotation



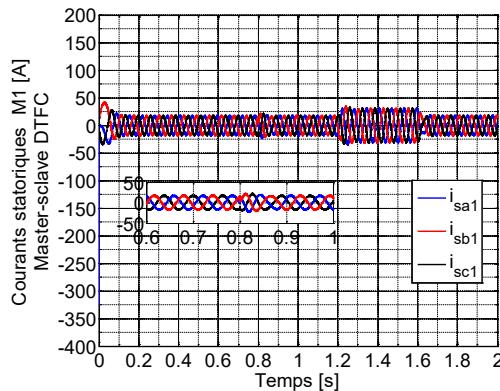
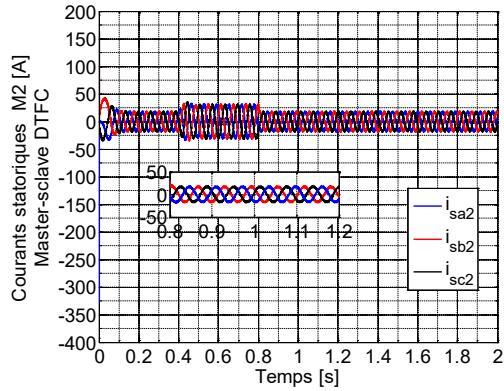
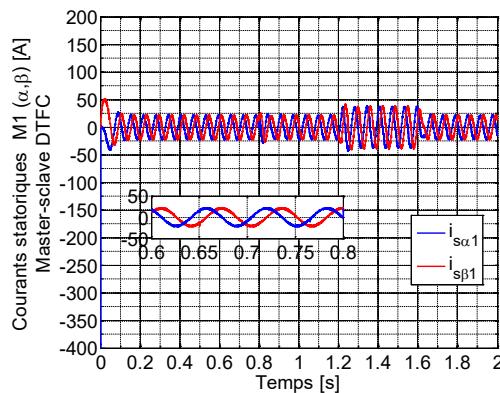
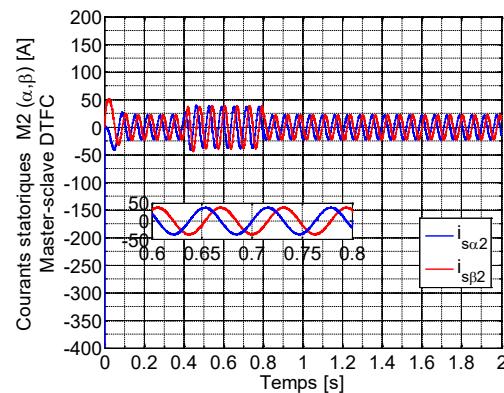
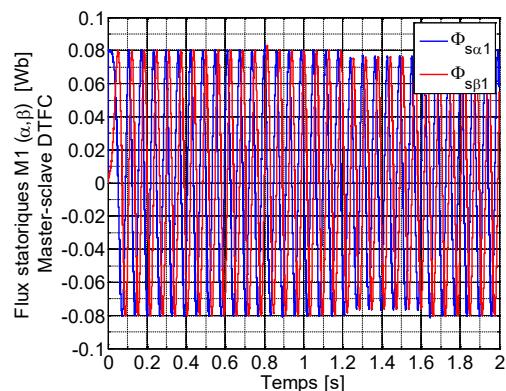
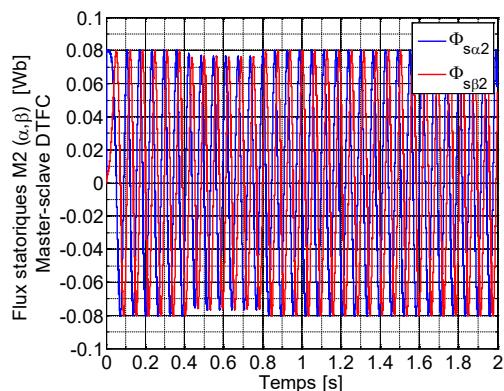
(b). Couple électromagnétique

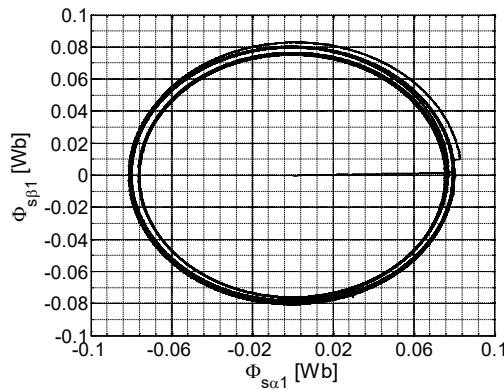


(c). Couple de charge

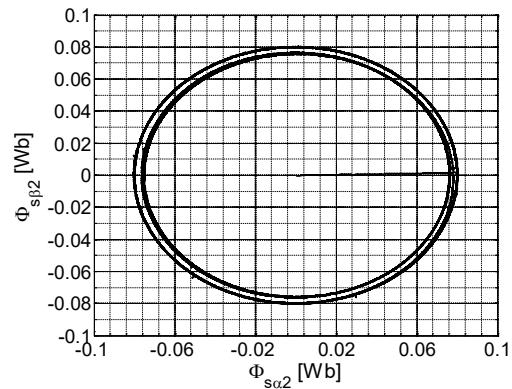


(d). Flux statoriques

(e). Courants de phase i_a, i_b, i_c pour moteur 1(f). Courants de phase i_a, i_b, i_c pour moteur 2(g). Courants statoriques dans le plan (α, β)
pour moteur 1(h). Courants statoriques dans le plan (α, β)
pour moteur 2(i). Flux statoriques dans le plan (α, β) pour moteur 1(j). Flux statoriques dans le plan (α, β) pour moteur 2



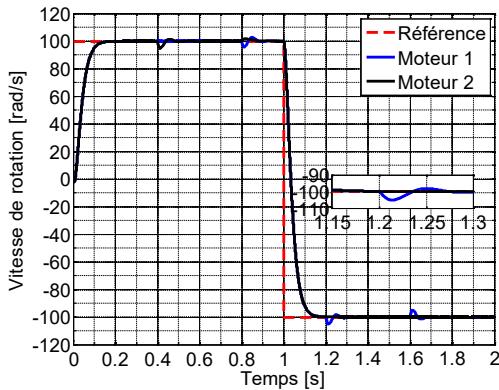
(k). Trajectoire circulaire du flux pour moteur 1



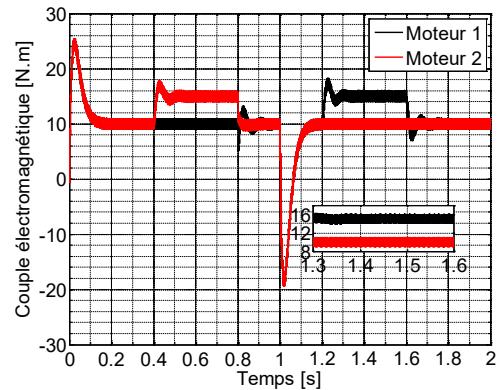
(l). Trajectoire circulaire du flux pour moteur 2

Figure 4.8: Résultats de simulation de l'essai 1.

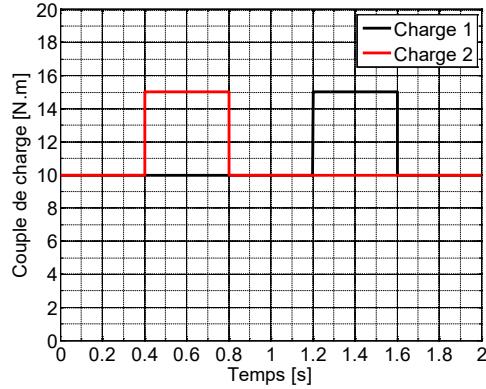
4.5.2 2^{ème} essai de simulation



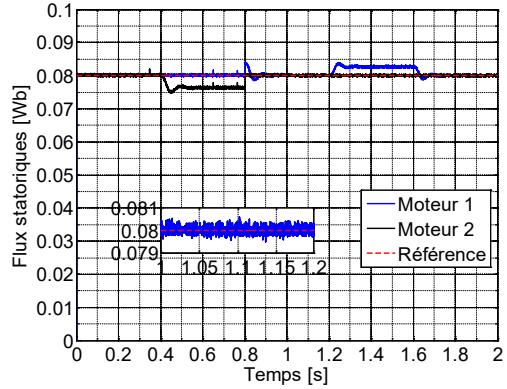
(a). Vitesse de rotation



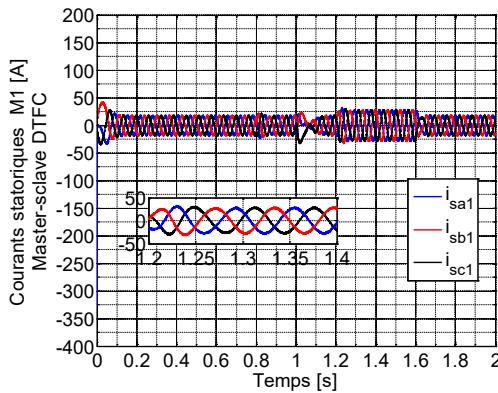
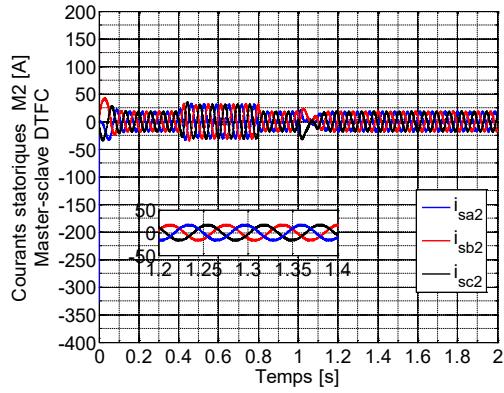
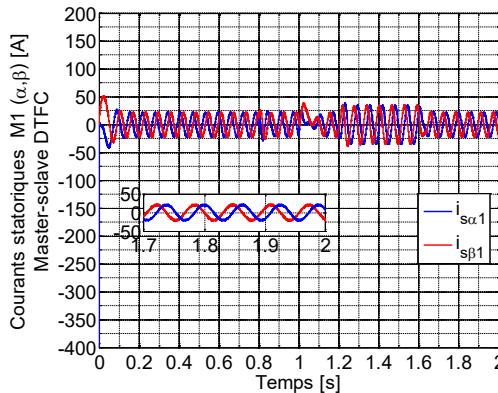
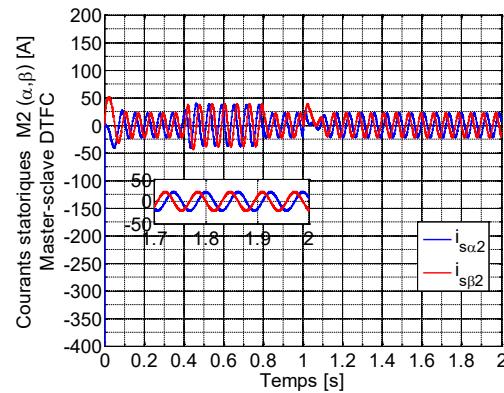
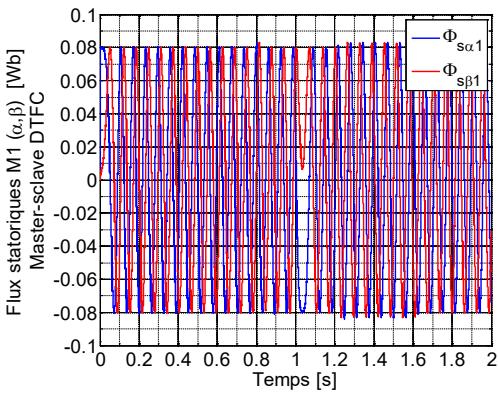
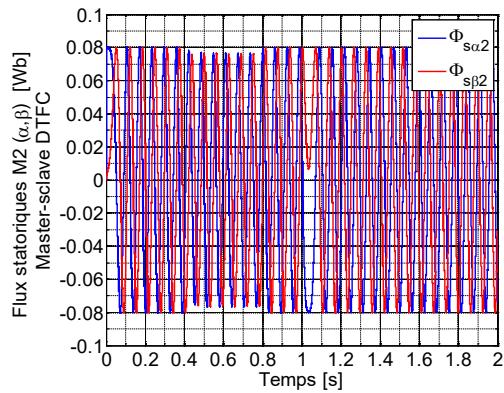
(b). Couple électromagnétique

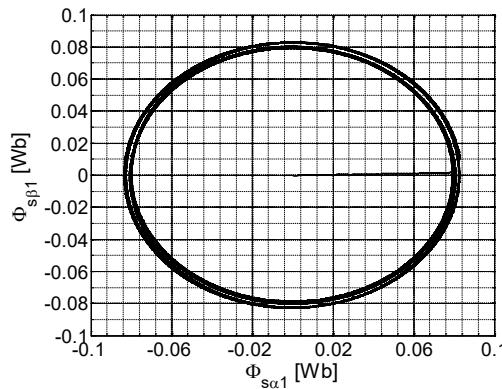


(c). Couple de charge

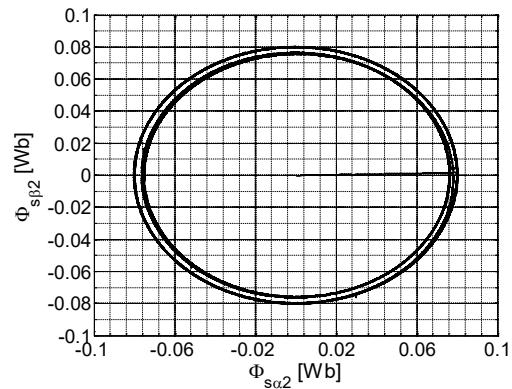


(d). Flux statoriques

(e). Courants de phase i_a, i_b, i_c pour moteur 1(f). Courants de phase i_a, i_b, i_c pour moteur 2(g). Courants statoriques dans le plan (α, β) pour moteur 1(h). Courants statoriques dans le plan (α, β) pour moteur 2(i). Flux statoriques dans le plan (α, β) pour moteur 1(j). Flux statoriques dans le plan (α, β) pour moteur 2



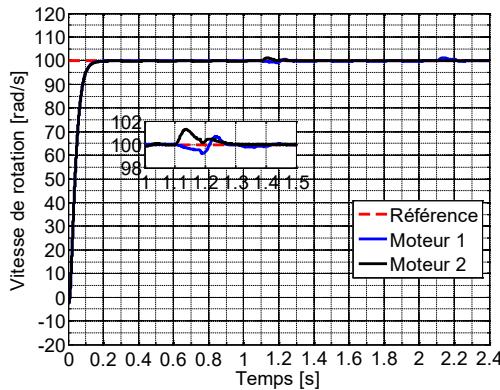
(k). Trajectoire circulaire du flux pour moteur 1



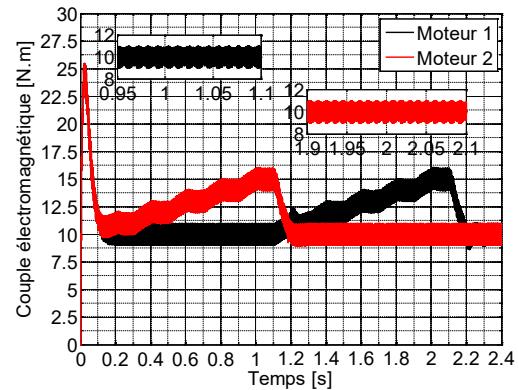
(l). Trajetoire circulaire du flux pour moteur 2

Figure 4.9: Résultats de simulation de l'essai 2.

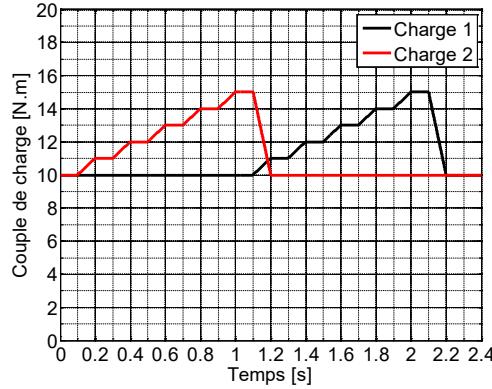
4.5.3 3^{ème} essai de simulation



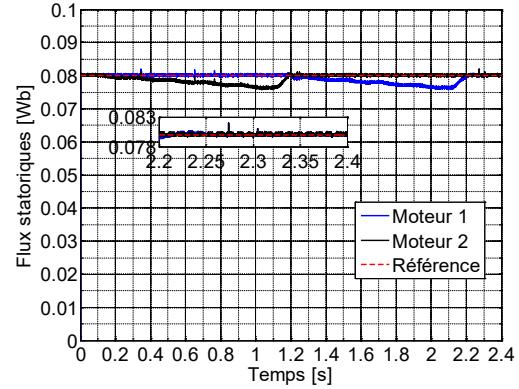
(a). Vitesse de rotation



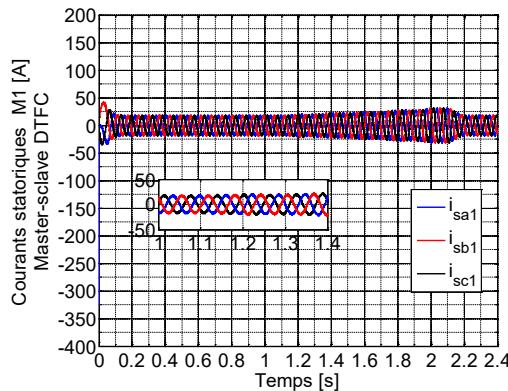
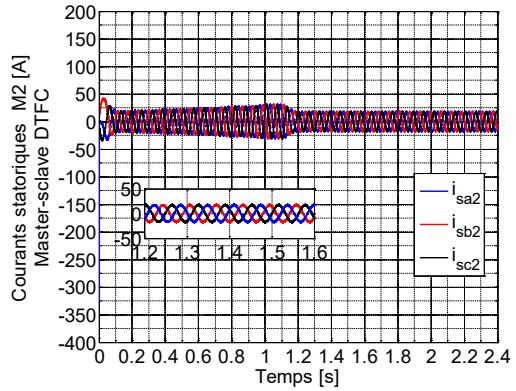
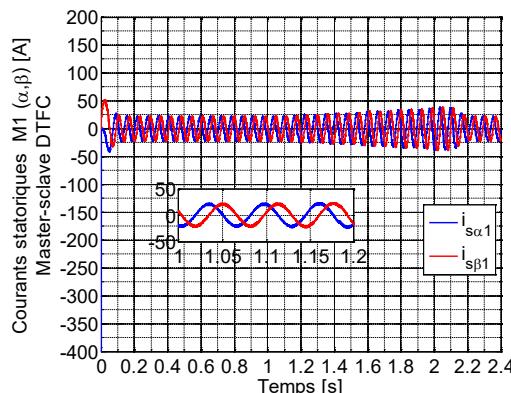
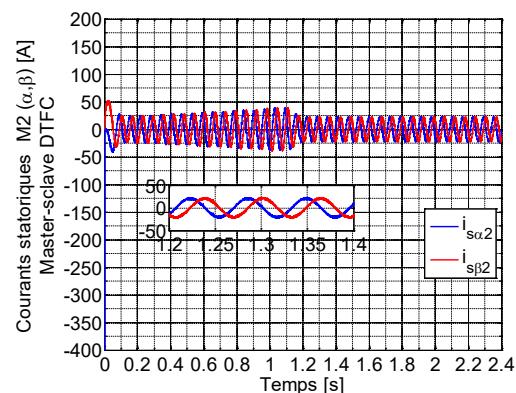
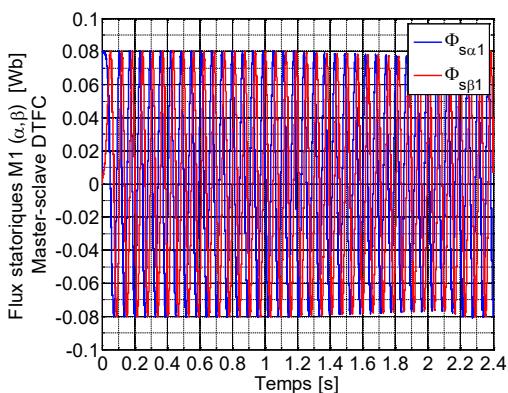
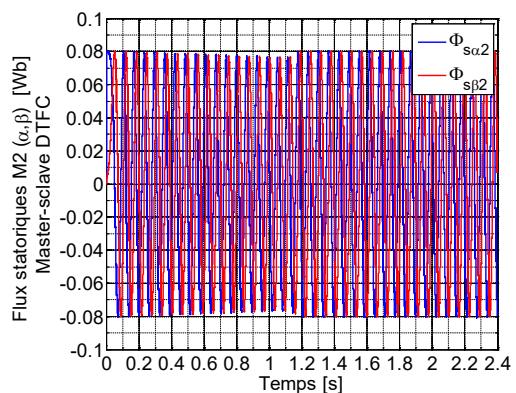
(b). Couple électromagnétique

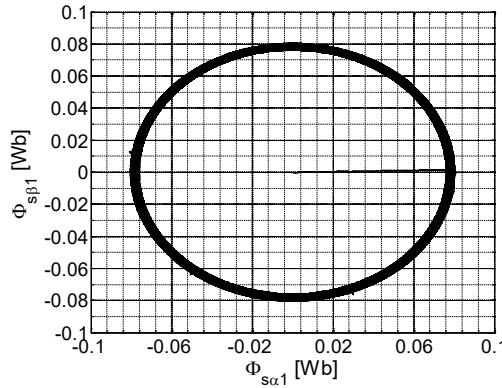


(c). Couple de charge

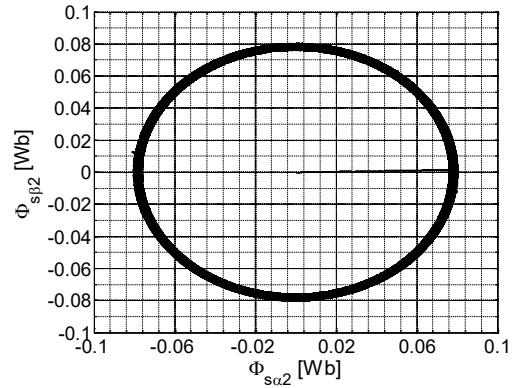


(d). Flux statoriques

(e). Courants de phase i_a, i_b, i_c pour moteur 1(f). Courants de phase i_a, i_b, i_c pour moteur 2(g). Courants statoriques dans le plan (α, β) pour moteur 1(h). Courants statoriques dans le plan (α, β) pour moteur 2(i). Flux statoriques dans le plan (α, β) pour moteur 1(j). Flux statoriques dans le plan (α, β) pour moteur 2



(k). Trajectoire circulaire du flux pour moteur 1



(l). Trajetoire circulaire du flux pour moteur 2

Figure 4.10: Résultats de simulation de l'essai 3.

4.6 Conclusion

Nous avons abordé dans ce chapitre l'une des nombreuses structures de commande alternatives pour les systèmes multi-machines multi-convertisseurs. Les structures de réduction de puissance basées sur l'électronique de puissance peuvent alimenter deux ou plusieurs machines électriques en parallèle tout en donnant des règles de contrôle pour augmenter l'efficacité énergétique. La stratégie de commande dite « maître-esclave » associée au contrôle flou direct du couple appliquée à un système de traction mono-onduleur bi-moteur d'un véhicule électrique. Elle a été développée et testée en simulation pour vérifier son comportement face aux perturbations mécaniques. La stratégie de commande proposée permet de maintenir la stabilité du système de traction face aux différents scénarios de charge rencontrés dans notre chaîne de traction.

Chapitre 5

Contrôle longitudinal des véhicules électriques basé sur les systèmes antipatinage et antiblocage

5.1 Introduction

Les véhicules électriques à quatre roues motrices indépendantes (4WID) sont devenus des architectures de véhicules populaires en raison de leur grande efficacité énergétique et de leurs performances dynamiques nettement améliorées dans diverses situations de conduite. Ils sont équipés de quatre moteurs qui entraînent les quatre roues, tandis que le couple et le mode d'entraînement de chaque roue peuvent être réglés individuellement [24] [123] [124].

Le contrôle du patinage des roues est un élément important des systèmes de sécurité active des véhicules. En outre, de nombreuses techniques et systèmes de contrôle électronique, tels que les systèmes de freinage antiblocage (ABS) et le contrôle antipatinage (ASR), ont été récemment mis au point pour améliorer le confort de conduite, les performances en phase d'accélération et de décélération, la stabilité du véhicule, en particulier sur les chemins à faible adhérence comme les routes glissantes. Les chercheurs qui étudient ces systèmes utilisent des méthodes telles que le contrôle classique, le contrôle par mode glissant, et le contrôle optimal [125] [126] [127] [128].

Ce chapitre présente la modélisation de la dynamique des véhicules à l'aide d'un modèle à trois degrés de liberté. Ensuite, pour un véhicule électrique à quatre roues motrices, où chaque ensemble de deux moteurs sont alimentés par un seul onduleur NPC à trois niveaux, une structure de contrôle a été présentée pour surmonter les problèmes causés par le patinage et le blocage des roues. Enfin, une simulation numérique a été présentée pour évaluer la robustesse du contrôleur proposé à l'aide du logiciel MATLAB/Simulink.

5.2 Bilan des efforts appliqués sur le véhicule

L'effort total F_{tot} nécessaire à l'avancement du véhicule est la somme des différentes composantes issues du bilan des forces mécaniques appliquées au véhicule [31]:

$$F_{tot} = F_{aero} + F_{roul} + F_{pent} + F_{acc} \quad (5.1)$$

- **Force de résistance aérodynamique F_{aero} :**

La force de résistance aérodynamique F_{aero} est donnée par la relation suivante [31]:

$$F_{aero} = \frac{1}{2} \rho S_f C_{px} (V_{veh} - V_{vent})^2 \quad (5.2)$$

- **Force de résistance au roulement F_{roul} :**

L'effort de résistance au roulement F_{roul} est donnée par la relation suivante [31]:

$$F_{roul} = [C_{rr_av} m_{av} + C_{rr_ar} m_{ar}] g \approx g M_v C_{rr} \quad (5.3)$$

Où m_{av} et m_{ar} sont respectivement les masses portées par les roues avant et arrière.

- **Force de résistance due à la pente F_{pent} :**

La force F_{pent} est donnée par [31]:

$$F_{pente} = g M_v \sin(\alpha_p) \quad (5.4)$$

Où α_p d'angle de la pente.

- **Force due à l'accélération F_{acc} :**

La force due à l'accélération assure le comportement dynamique souhaité par le conducteur. Cette force est obtenue par produit entre la masse de voiture et l'accélération imposée par le conducteur [31].

$$F_{acc} = M_v \frac{dV_{veh}}{dt} = M_v \gamma \quad (5.5)$$

Finalement, l'effort total de résistance à l'avancement du véhicule vaut [31]:

$$F_{tot} = \frac{1}{2} \rho S_f C_{px} (V_{veh} - V_{vent})^2 + g M_v C_{rr} + g M_v \sin \alpha_p + M_v \gamma \quad (5.6)$$

La puissance à fournir aux roues en fonction de la vitesse de déplacement est donnée par l'expression suivante [31]:

$$P = F_{tot} V_{veh} \quad (5.7)$$

Le couple résistant à la roue C_r est lié à l'effort résistant par la relation [31]:

$$C_r = F_{tot} R_\omega \quad (5.8)$$

Où R_ω est le rayon de la roue (m).

La vitesse angulaire Ω_r est liée à la vitesse du véhicule V_{veh} par la relation [31]:

$$\Omega_r = \frac{V_{veh}}{R_\omega} \quad (5.9)$$

5.3 Modélisation dynamique du véhicule

Le but de la modélisation est de décrire le mouvement du véhicule électrique dans le repère spatial tridimensionnel (déplacement bidimensionnel dans le plan de la route et rotation de la direction verticale) [129]. Pour faciliter le développement de la modélisation du véhicule en considérant le véhicule comme un corps solide qui déplace le long des axes (x, y) , et fait une rotation autour de l'axe verticale Z et les contacts des pneus au sol à des points. Le repère cartésien (XoY) est utilisé pour étudier le déplacement du centre de gravité CG du véhicule auquel on associe un système d'axes (x, y) . On définit aussi l'angle de lacet (ψ) entre les repères \overrightarrow{oX} et \overrightarrow{oX} , Figure 5.1.

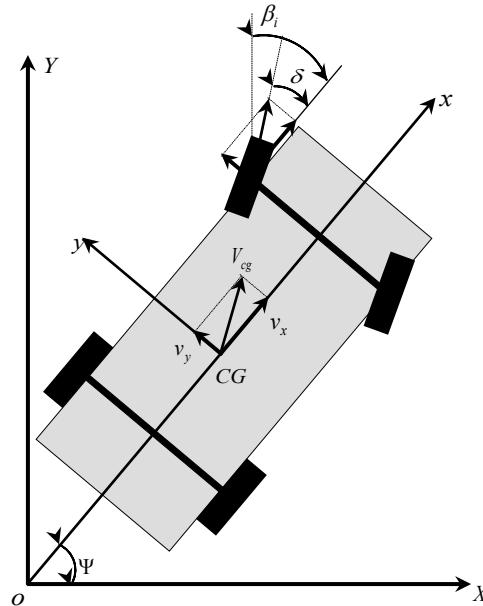


Figure 5.1: Mouvement du véhicule dans le système d'axes (X, Y).

Pour établir les forces qui agissent sur le véhicule, on considère le repère (x, y) avec un braquage d'un angle δ des roues avant. Les forces qui agissent à l'interface roue-sol sont montrées sur la Figure 5.2.

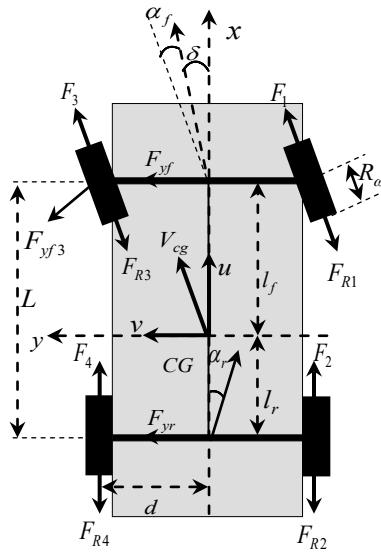


Figure 5.2: Forces au niveau des roues du véhicule, dans le plan (x, y).

Les équations de mouvement sont données par :

$$\begin{aligned}
 M_v (\dot{v}_x - r v_y) &= \sum_{i=1}^4 F_{xi} \cos \delta_i + \sum_{i=1}^4 F_{yi} \sin \delta_i - 0.5 \rho S_f C_{px} v_x^2 - M_v g \sin \alpha_p \\
 M_v (\dot{v}_y + r v_x) &= \sum_{i=1}^4 F_{xi} \sin \delta_i + \sum_{i=1}^4 F_{yi} \cos \delta_i - 0.5 \rho S_f C_{py} v_y^2 + M_v g \sin \alpha_p \\
 J_v \dot{r} &= \sum_{i=1}^4 F_{xi} \sin(\delta_i) x_i + \sum_{i=1}^4 F_{yi} \cos(\delta_i) x_i - \sum_{i=1}^4 F_{xi} \cos(\delta_i) y_i + \sum_{i=1}^4 F_{yi} \sin(\delta_i) y_i \\
 &\quad + \sum_{i=1}^4 M_{ai} + 0.5 \rho S_f C_{Mz} v^2
 \end{aligned} \tag{5.10}$$

v_x, v_y sont les vitesses du véhicule dans le plan (x, y), et $r = \dot{\psi}$ est sa vitesse de lacet, et x_i et y_i estimant les coordonnées des centres des surfaces de contacts des roues avec le sol et les M_{ai} sont les couples d'auto-alignement.

5.4 Modélisation du contact avec le sol

5.4.1 Adhérence

Le facteur d'adhérence longitudinale d'une roue μ_a est défini comme le rapport de la force F_x et de la charge verticale F_z dont cette roue est le siège :

$$\mu_a = \frac{F_x}{F_z} \tag{5.11}$$

La Figure 5.3 montre les courbes tracées par la fonction de KACHROO, on a remarqué que la nature du revêtement de la route influe fortement le coefficient d'adhérence μ qui varie de façon non linéaire en fonction du glissement λ de la roue, qu'elle soit motrice ou freinée.

$$\mu = \frac{2\mu_p \lambda_p \lambda}{\lambda_p^2 + \lambda^2} \quad (5.12)$$

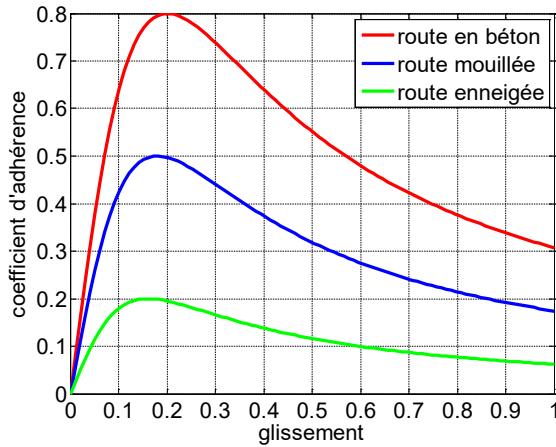


Figure 5.3: Courbe de l'adhérence pour différent revêtement de la route.

5.5 Modèle mécanique en vue de la simulation du véhicule

Nous considérons le cas d'un véhicule à quatre roues motrices tel qu'il est présenté sur la Figure 5.2. En partant du système décrit par l'équation (5.10) et en se basant sur les hypothèses suivantes : Roues directrices à l'avant du véhicule ; Angle d'inclinaison transversale de la route $\alpha_{pt} = 0$; Repère associé au CG du véhicule. On aboutit aux équations dynamiques du véhicule ci-dessous :

$$\begin{aligned} F_x &= M_v (\dot{v}_x - rv_y) = (F_{t1} + F_{t3}) \cos \delta + F_{t2} + F_{t4} - (F_{R1} + F_{R3}) \cos \delta - F_{R2} - F_{R4} - F_{yf} \sin \delta \\ F_y &= M_v (\dot{v}_y + rv_x) = (F_{t1} + F_{t3}) \sin \delta + F_{t2} + F_{t4} - (F_{R1} + F_{R3}) \sin \delta - F_{R2} - F_{R4} - F_{yf} \sin \delta \quad (5.13) \\ M_z &= J_v \dot{r} = l_f F_{yf} - l_r F_{yr} + d [(F_{t1} + F_{t3}) \cos \delta + F_{t2} + F_{t4} + (F_{R1} + F_{R3}) \cos \delta - F_{R2} - F_{R4}] \end{aligned}$$

Où F_{ti} sont les forces de tractions.

Les forces latérales qui sont données par :

$$\begin{aligned} F_{yfr} &= -C_{yf} \alpha_{fr} \\ F_{yfl} &= -C_{yf} \alpha_{fl} \\ F_{yrr} &= -C_{yr} \alpha_{rr} \\ F_{yrl} &= -C_{yr} \alpha_{rl} \quad (5.14) \end{aligned}$$

Avec C_{yf} et C_{yr} les rigidités au glissement latéral des pneus avant et arrière.

Le modèle (5.10) pourra être simplifié un peu plus, si on prend des nouvelles hypothèses suivantes :

- Les efforts sont régulièrement répartis sur les quatre roues ;
- l'angle de braquage est de faible valeur ;
- Le centre de gravité du véhicule est localisé de façon stable sur l'axe longitudinal.

Donc le modèle simplifié sera comme suit [121]:

$$\begin{aligned}\dot{v}_x &= v_y r + \frac{F_{t1} + F_{t2} + F_{t3} + F_{t4} - F_{res}}{M_v} + \frac{C_{yf}\delta}{M_v} \left(\frac{v_y + rl_r}{v_x} - \delta \right) \\ \dot{v}_y &= \left(-\frac{C_{yr} + C_{yf}}{M_v v_x} \right) v_y + \left(\frac{C_{yr}l_r - C_{yf}l_f}{M_v} - v_x \right) r + \frac{C_{yf}\delta}{M_v} \\ \dot{r} &= \left(\frac{C_{yr}l_r - C_{yf}l_f}{J_v v_x} \right) v_y - \left(\frac{C_{yr}l_r^2 - C_{yf}l_f^2}{J_v v_x} \right) r + \frac{C_{yf}l_f\delta}{J_v} + \frac{d}{J_v} (F_{t1} + F_{t2} - F_{t3} - F_{t4})\end{aligned}\quad (5.15)$$

Au niveau de chaque roue i ($i \in [1,2,3,4]$), le coefficient de glissement longitudinal se calcule comme suit [12] [117]:

$$\lambda_i = \frac{R_\omega \omega_i - v_i}{\max(R_\omega \omega_i, v_i)} \quad (5.16)$$

Avec v_i sont les vitesses linéaires du véhicule ramenées aux centres des roues et données par [117]:

$$\begin{aligned}v_{fl} &= (v_x + rl_s) \cos \delta_{fl} + (v_y + rl_f) \sin \delta_{fl} \\ v_{fr} &= (v_x - rl_s) \cos \delta_{fr} + (v_y + rl_f) \sin \delta_{fl} \\ v_{rl} &= v_x + rl_s \\ v_{rr} &= v_x - rl_s\end{aligned}\quad (5.17)$$

Enfin, en supposant une répartition uniforme de la charge sur chaque roue, la force de traction pour chaque roue est donnée par [117]:

$$F_i = \frac{gM_v}{4} \mu_i \cos \alpha_p \quad (5.18)$$

5.5.1 Couplage entre le modèle mécanique et celui de la motorisation

Faisons référence à la Figure 5.4, le couplage entre la partie dynamique et celle de la motorisation, se donne par la fameuse équation [129]:

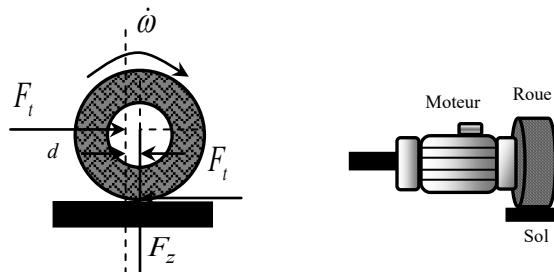


Figure 5.4: Couplage entre mécanique et motorisation.

$$(J_\omega + J_m) \dot{\phi}_i = C_{mi} - C_{ri} \quad (5.19)$$

J_ω : Moment d'inertie de la roue ;

J_m : Moment d'inertie du moteur ;

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

C_{ri} : Couple résistant de la roue i .

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

$$\begin{cases} C_{ri} = R_\omega F_{ii} - d_z F_{zi} & (\text{si } i \in [1, 3]) \\ C_{ri} = R_\omega F_{ii} - d_z F_{zi} & (\text{si } i \in [2, 4]) \end{cases} \quad (5.20)$$

Les valeurs de la distance d_z sont tout à fait petites. En s'appuyant sur la Figure 5.5, les charges sur les essieux avant et arrière F_{zi} qui agissent sur les points de contact des roues peuvent se simplifient comme suit [129] :

$$\begin{aligned} F_{z,fr} &= \frac{L_r g M_v}{2L} - \frac{h_{cg} M_v}{2L} (\dot{v}_x - r v_x) + \frac{h_{cg} M_v}{2L_\omega} (\dot{v}_y + r v_x) \\ F_{z,rr} &= \frac{L_f g M_v}{2L} - \frac{h_{cg} M_v}{2L} (\dot{v}_x - r v_y) + \frac{h_{cg} M_v}{2L_\omega} (\dot{v}_y + r v_x) \\ F_{z,fl} &= \frac{L_r g M_v}{2L} - \frac{h_{cg} M_v}{2L} (\dot{v}_x - r v_y) - \frac{h_{cg} M_v}{2L_\omega} (\dot{v}_y + r v_x) \\ F_{z,rl} &= \frac{L_f g M_v}{2L} - \frac{h_{cg} M_v}{2L} (\dot{v}_x - r v_y) - \frac{h_{cg} M_v}{2L_\omega} (\dot{v}_y + r v_x) \end{aligned} \quad (5.21)$$

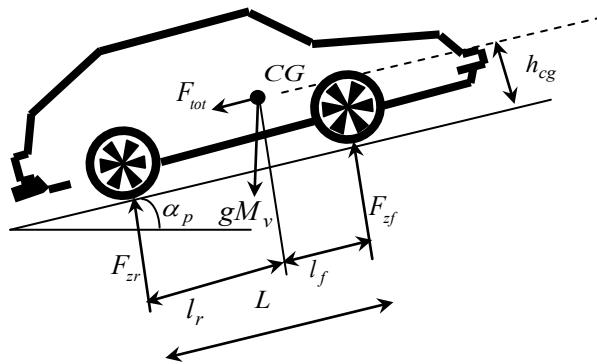


Figure 5.5: Forces agissant sur un véhicule dans un cas général de mouvement.

5.6 Les systèmes antiblocage et antipatinage

5.6.1 Le système antiblocage

L'un des composants les plus importants d'un véhicule routier est le système de freinage. Les freins sont des dispositifs mécaniques qui offrent une résistance au frottement, ralentissant ou arrêtant le mouvement de rotation d'un véhicule. Ce sont des dispositifs de conversion d'énergie qui transforment l'énergie cinétique du véhicule en énergie thermique. En raison de ce processus de conversion, de nombreux chercheurs du monde entier ont adopté de nombreuses stratégies avancées pour améliorer le processus de freinage. Le système de freinage antiblocage (ABS) est l'une des technologies les plus utilisées. L'ABS étant largement utilisé dans les véhicules modernes, il est essentiel de détecter ou de diagnostiquer tout problème en temps voulu [130] [131] [132] [133].

Le premier brevet pour les freins antiblocage a été déposé en Allemagne en 1905, et les premiers freins antiblocage pour les véhicules ferroviaires ont été introduits en 1943. En 1960, la commande électronique des freins antiblocage était largement utilisée dans les avions pour contrôler le dérapage et éviter une usure excessive des pneus des gros trains d'atterrissage. Bien qu'il soit difficile de déterminer avec précision la date de la première incursion dans les véhicules routiers, à la fin des années 1960, Ford, Chrysler et Cadillac proposaient l'ABS sur leurs modèles haut de gamme. L'ABS est standard sur tous les véhicules Mercedes-Benz depuis 1992. Aujourd'hui, le système fait partie de l'équipement standard de presque toutes les nouvelles voitures [134] [135] [136].

Lorsque la puissance de freinage de la voiture dépasse son emprise sur la route, la roue se bloque et commence à déraper. En outre, sans ABS, les véhicules ont tendance à se bloquer dans des situations de frottement élevé et à grande vitesse, ce qui entraîne des scénarios dangereux tels que la dérive, le dépassement et même les virages. Le rôle principal de l'ABS est de réduire le glissement longitudinal des roues afin d'optimiser la force de freinage et d'éviter le blocage des roues pendant le freinage. Il réduit également la distance d'arrêt, ralentit la vitesse du véhicule, maintient la vitesse du véhicule dans les descentes et maintient le véhicule à l'arrêt après un arrêt complet sur des routes glissantes, verglacées ou enneigées [130] [137] [138] [139] [140].

5.6.2 Le système antipatinage

La dirigeabilité d'un véhicule est perdue non seulement lorsque les roues se bloquent au freinage, mais aussi lorsqu'elles patinent en cas de forte accélération. Pour compléter l'ABS, un contrôle électronique de la traction a été développé. Le patinage des roues a deux effets : une diminution de la force longitudinale et une perte de la capacité à appliquer des forces transversales, qui ont toutes deux un impact sur la stabilité et la traction. Les systèmes de contrôle de la traction (TCS) ou les contrôleurs

antipatinage (ASR) sont des termes utilisés dans le contexte du contrôle du patinage des roues motrices [141] [142].

Le contrôleur d'antipatinage est un élément essentiel du contrôle dynamique du véhicule. Lorsque la commande de couple du conducteur dépasse la capacité de couple maximale de la route. Leur fonction principale est d'éviter le patinage excessif des roues lors de la conduite sur des routes diverses, ce qui améliore la sécurité de la conduite et maximise les performances du moteur de traction [143] [144].

5.7 Conception des contrôleurs ASR/ ABS

5.7.1 L'accélération angulaire

Le taux de glissement est défini par les équations suivantes [129]:

$$\lambda = \begin{cases} \frac{R_\omega \omega - v_x}{R_\omega \omega} & \dots \dots \dots \text{(en accélération)} \\ \frac{v_x - R_\omega \omega}{v_x} & \dots \dots \dots \text{(en freinage)} \end{cases} \quad (5.22)$$

5.7.1.1 Phase d'accélération

En ignorant la résistance au roulement (F_{roul}) et de la résistance due au vent (F_{aero}), la relation entre l'accélération angulaire de roue ($\dot{\omega}$), couple (C_m), et le taux de glissement (λ) peut être décrit par les formules suivantes [129]:

$$\begin{aligned} \lambda &= \frac{R_\omega \omega - v_x}{R_\omega \omega} \Rightarrow \dot{\lambda} = \frac{-\dot{v}_x \omega R_\omega + \dot{\omega} v_x R_\omega}{(R_\omega \omega)^2} = \frac{[J_\omega + (1+\lambda) M_v R_\omega^2] \dot{\omega} - C_m}{\omega M_v R_\omega^2} \\ \dot{\omega} &= \frac{C_m}{J_\omega + M_v R_\omega^2 (1-\lambda)} + \frac{\omega M_v R_\omega^2 \dot{\lambda}}{J_\omega + M_v R_\omega^2 (1-\lambda)} \end{aligned} \quad (5.23)$$

Si le taux de glissement (λ) augmente lentement, ($\dot{\lambda} = 0$). Alors l'accélération angulaire de la roue peut être représentée comme suit :

$$\dot{\omega} = \frac{C_m}{J_\omega + M_v R_\omega^2 (1-\lambda)} \quad (5.24)$$

5.7.2 Le seuil d'accélération angulaire

L'objectif du contrôle antipatinage étant d'obtenir une force motrice élevée tout en maintenant le taux de glissement proche du taux de glissement optimal, l'accélération angulaire seuil dans la phase d'accélération peut être obtenue comme suit [129]:

$$\dot{\omega}_d = \frac{C_m}{J_\omega + M_v R_\omega^2 (1-\lambda_d)} \quad (5.25)$$

Dans cette partie, un seul taux de glissement optimal est considéré pour les roues avant et arrière ($\lambda_d = 0,2$).

5.7.3 Contrôleur ASR basé sur la logique floue

Un contrôleur ASR flou est conçu selon la technique de la logique floue, afin de maintenir le patinage des roues dans la plage optimale en ajustant dynamiquement le couple du moteur [145].

Les deux variables d'entrée du contrôleur flou (FLC) sont représentées par les équations suivantes [129]:

$$e_\omega = \dot{\omega} - \dot{\omega}_d = \frac{C_m}{J_\omega + M_v R_\omega^2 (1-\lambda)} + \frac{C_m}{J_\omega + M_v R_\omega^2 (1-\lambda_d)} \quad (5.26)$$

$$e_\lambda = \lambda - \lambda_d \quad (5.27)$$

Les fonctions d'appartenance pour les deux variables d'entrée (e_ω, e_λ) et la variable de sortie C_{ASR} sont montrés à la Figure 5.7 [145].

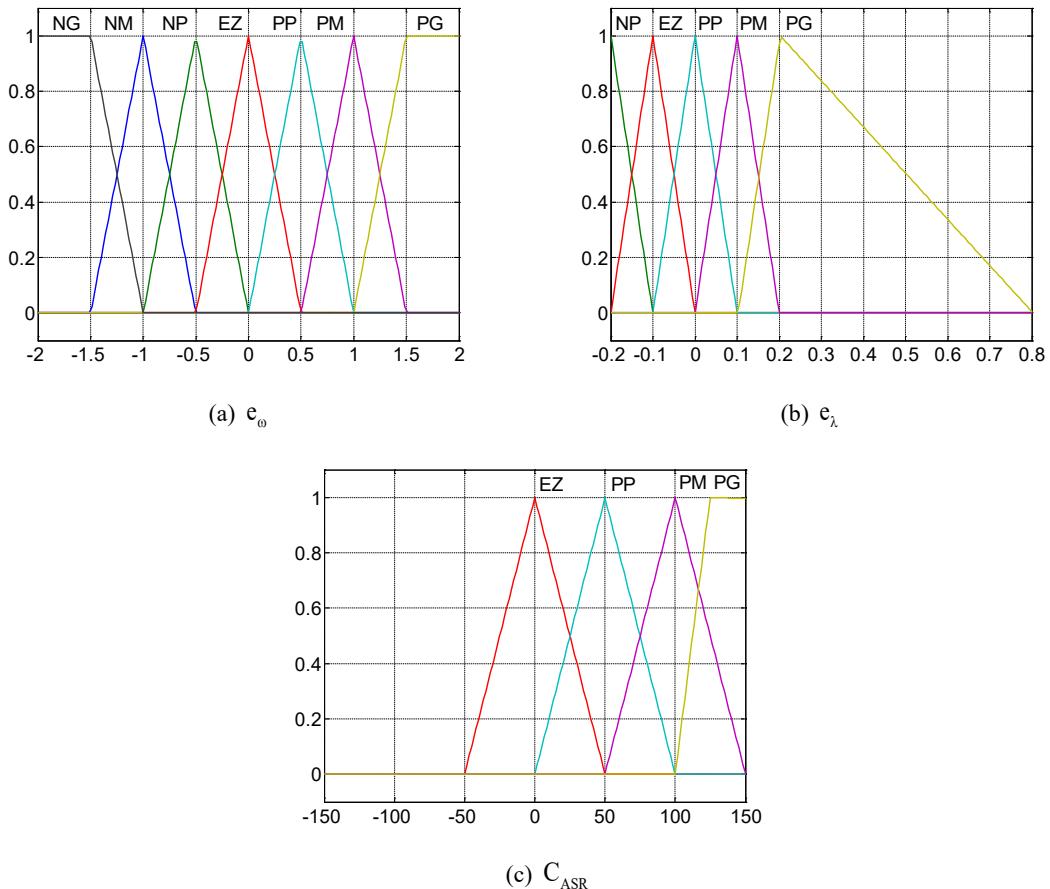


Figure 5.6: Les fonctions d'appartenances des variables d'entrée et de sortie ($e_\omega, e_\lambda, C_{ASR}$).

Le cœur du contrôleur flou est constitué par l'ensemble de règles floues présentées dans le Tableau 5.1 [129].

e_ω	NG	NM	NP	EZ	PP	PM	PG
e_λ	EZ						
NP	EZ	EZ	EZ	EZ	EZ	PP	PP
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

Tableau 5.1: Les règles floues.

5.7.4 Contrôleur ABS basé sur le mode glissant

Dans notre étude le contrôleur ABS qui va fournir le couple de freinage est conçu selon la technique de mode glissant.

Lors de freinage, de l'équation (5.22), en obtenant la dynamique du taux de glissement [145]:

$$\dot{\lambda} = \frac{(1-\lambda)v_x + R_\omega^2 F_t}{v_x} - \frac{v_x - R_\omega}{v_x J_\omega} C_{ABS} \quad (5.28)$$

Avec :

F_t : la force de traction.

On choisissant la surface du glissement comme suit [145]:

$$S = \dot{\lambda} - \dot{\lambda}_d \quad (5.29)$$

Selon la théorie du contrôle par mode glissant (SMC). La structure d'un contrôleur en mode glissant comporte deux parties [145]:

- La commande discontinue assure la convergence de toutes les trajectoires du système vers la surface de glissement $S(x) = 0$;
- La commande équivalente assure le maintien du système sur la surface de glissement ($S(x) = 0$) qui doit vérifier la condition $\dot{S}(x) = 0$.

$$S = 0 \Rightarrow \frac{(1-\lambda)v_x + R_\omega^2 F_t}{v_x} C_{ABS} - \dot{\lambda}_d \quad (5.30)$$

Le terme de la commande équivalente peut être dérivé [145]:

$$C_{ABS} = \frac{J_\omega(1-\lambda)\dot{v}_x}{R_\omega} + R_\omega F_t - \frac{v_x J_\omega}{R_\omega} \dot{\lambda}_d \quad (5.31)$$

Le couple de commande totale est donné comme suit [145]:

$$C_{ABS} = C_{ABSe} + K \operatorname{sgn}(S), \quad K > 0 \quad (5.32)$$

La fonction de Lyapunov donne l'erreur de suivi suivante [145] :

$$V = \frac{1}{2} S^2 \quad (5.33)$$

$$S\dot{S} \leq -\eta |S| \quad (5.34)$$

Où η est un réel strictement positif qui détermine le taux de convergence vers la surface de glissement.

Le couple de freinage est donné par [145] :

$$C_{ABS} = \frac{J_\omega(1-\lambda)\dot{v}_x}{R_\omega} + R_\omega F_t - \frac{v_x J_\omega}{R_\omega} \dot{\lambda}_d + K \operatorname{sat}\left(\frac{\lambda - \lambda_d}{\phi}\right) \quad (5.35)$$

Puisque nous avons utilisé deux contrôleurs (ASR et ABS), pour les deux phases d'accélération et de décélération, nous aurons besoin d'un algorithme de commutation qui permet de basculer entre les deux couples des contrôleurs selon l'état des roues (patinage ou blocage) [145].

```

if λ <=-0.2
    C_m = C_cmd - C_ABS ;
elseif λ >=0.2
    C_m = C_cmd - C_ASР ;
else
    C_m = C_cmd ;
end

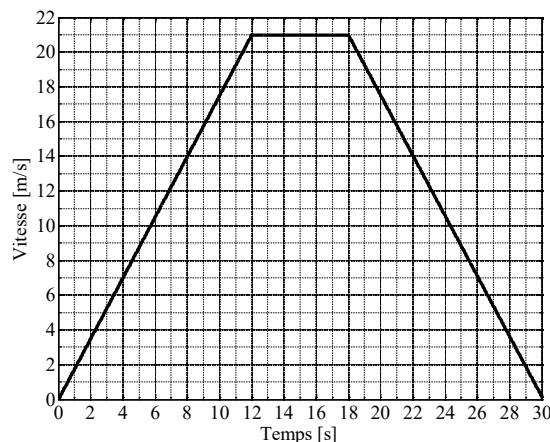
```

5.8 Simulation et interprétation des résultats

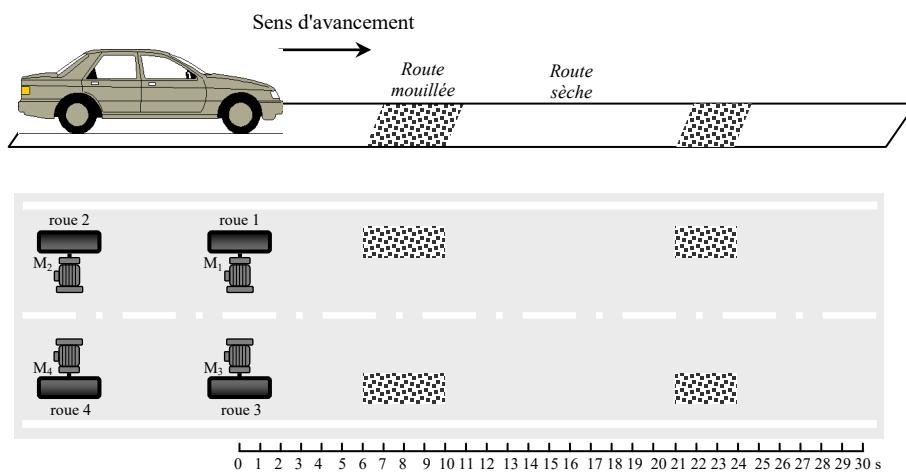
Dans l'environnement MATLAB/Simulink, un modèle de simulation a été établi pour évaluer l'efficacité du contrôle longitudinal proposé qui intègre les fonctions ASR et ABS pour les véhicules électriques à quatre roues motrices indépendantes, qui sont soumis à une perturbation de perte d'adhérence des roues pendant l'accélération et la décélération. Les résultats de la simulation sont présentés à la Figure 5.9.

Le profil de vitesse de la Figure 5.7 permet d'identifier trois phases distinctes :

- la phase d'accélération, dans laquelle la vitesse croît linéairement ;
- la phase constante, dans laquelle la vitesse reste constante ;
- la phase de décélération, au cours de laquelle la vitesse décroît linéairement.

**Figure 5.7:** Le profil de vitesse.

Le passage du véhicule électrique d'une route mouillée en phase d'accélération ($t \in [6,10s]$) et en phase décélération ($t \in [20,24s]$) comme indique le Figure 5.8.

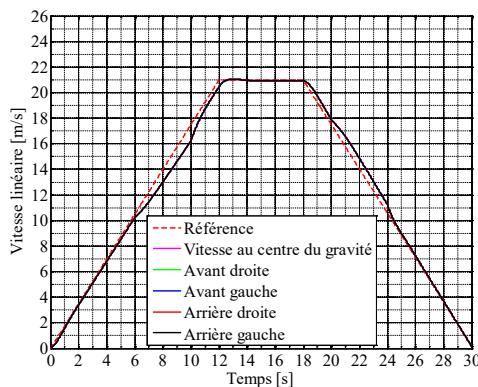
**Figure 5.8:** Succession de passage d'une route sèche à une autre mouillée-phénomène de patinage/blocage.

La Figure 5.9 (a) montre que les vitesses linéaires des roues motrices et du véhicule sont presque identiques, au glissement près. Lorsque le véhicule rencontre une route mouillée pendant la phase d'accélération, le patinage longitudinal des quatre roues se développe rapidement, ce qui entraîne une force d'entraînement considérable, mais le patinage longitudinal réel de chaque roue reste dans la limite du patinage longitudinal optimal de 0,06. La Figure 5.9 (e) montre que les taux de patinage des roues sont maintenus dans la plage optimale. Il a été confirmé que la contrôle ASR peut maintenir les rapports de glissement autour de leurs valeurs optimales et améliore la stabilité longitudinale du véhicule électrique. De plus, lorsque l'adhérence est perdue, l'ASR maintient la vitesse du véhicule et celle du moteur perturbé proches de leurs profils, comme le montre la Figure 5.9 (a), et les forces longitudinales appliquées aux roues motrices se comportent de manière similaire, comme indiqué sur la Figure 5.9 (n). Ainsi que la

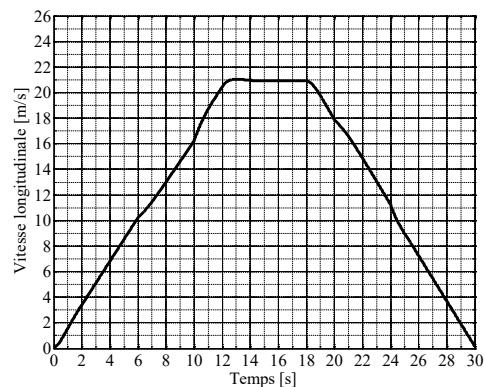
montre les Figures 5.9 (j-l), le contrôleur ASR proposé génère une compensation de couple pour éviter le patinage des roues afin de réduire les couples moteurs.

Lorsque le véhicule s'engage sur une route mouillée, le patinage longitudinal des quatre roues diminue rapidement tout au long de la période de décélération, et le patinage longitudinal réel de chaque roue est maintenu dans la limite du patinage longitudinal optimal de -0,06. La Figure 5.9 (e) montre que la commande ABS permet de suivre en douceur les taux de patinage des roues, qui sont maintenus dans la plage idéale. En outre, les Figures 5.9 (g-h) montrent que la commande ABS ne crée pas d'oscillation substantielle dans la décélération du véhicule, ce qui est particulièrement bénéfique en termes de confort de freinage dans un véhicule électrique.

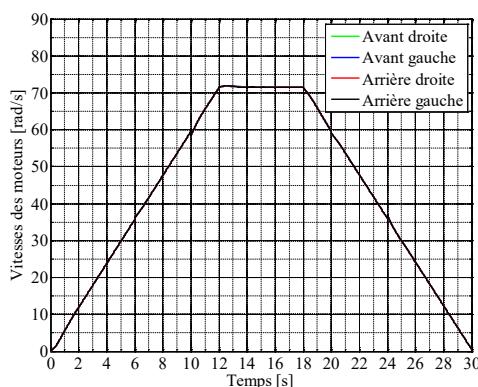
Enfin, en analysant les résultats de simulation dans diverses conditions routières, le contrôle longitudinal proposé démontre sa robustesse : le taux de glissement longitudinal de chaque roue peut rapidement atteindre le taux de glissement longitudinal optimal, et les mêmes résultats peuvent être obtenus dans les modes d'accélération et de décélération.



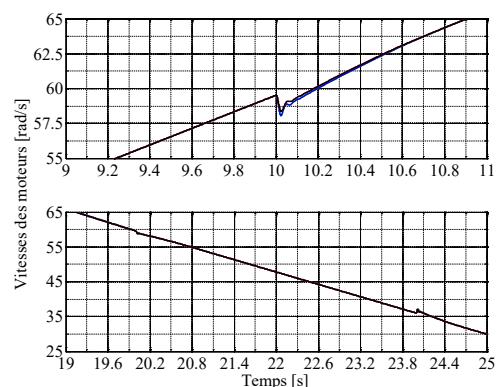
(a). Vitesses linéaires des roues et du véhicule



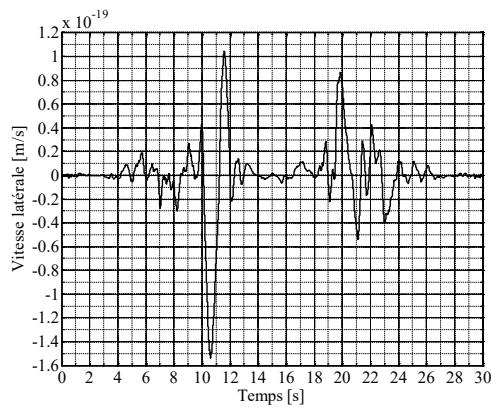
(b). Vitesse longitudinale



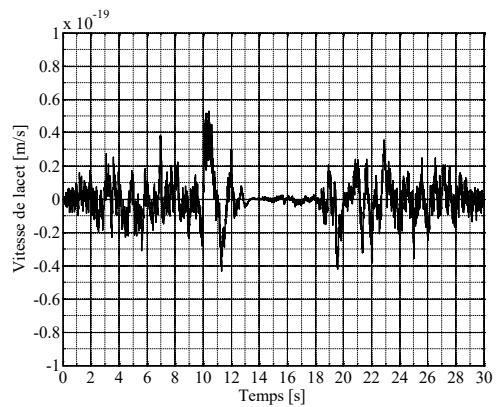
(c). Vitesses des moteurs



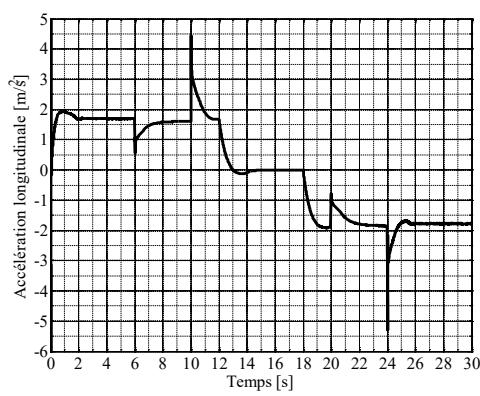
(d). Zoom des vitesses des moteurs



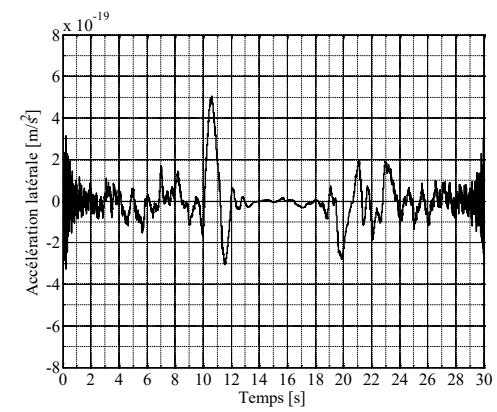
(e). Vitesse latérale



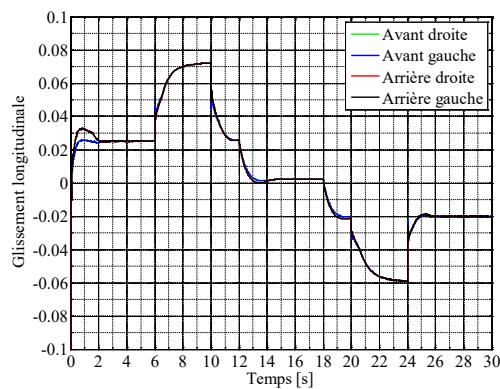
(f). Vitesse de lacet



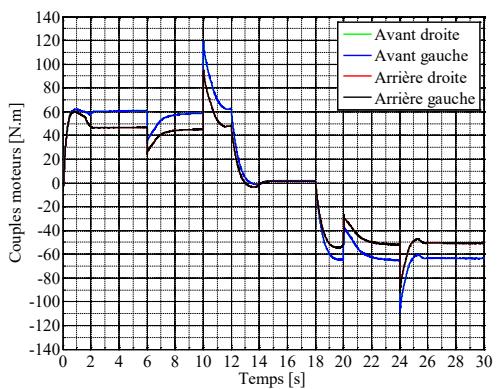
(g). Accélération longitudinale



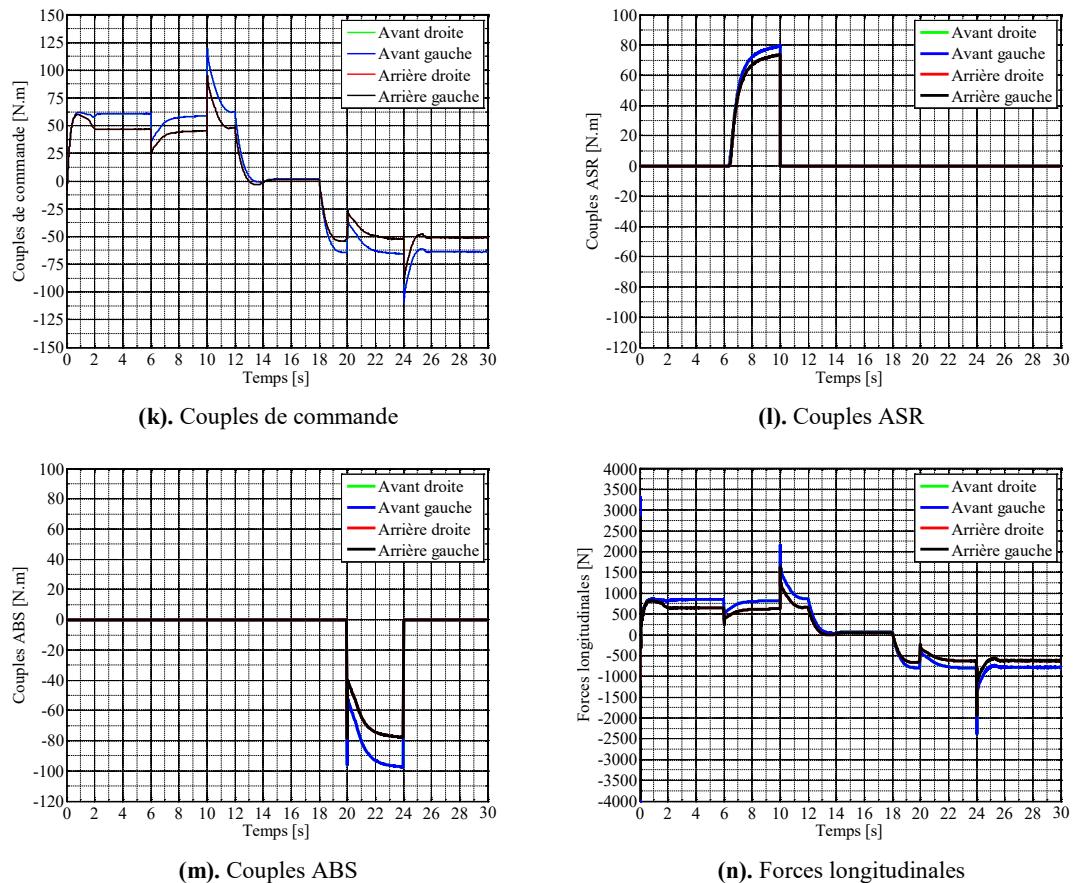
(h). Accélération latérale



(i). Glissement des roues



(j). Couples moteurs

**Figure 5.9:** Résultats de simulation.

5.9 Conclusion

Le chapitre a commencé par une présentation de l'élément mécanique traitant des aspects dynamiques du véhicule : un modèle dynamique à trois degrés de liberté qui caractérise la dynamique du véhicule dans son environnement. Ensuite, le contrôle longitudinal d'un véhicule électrique à quatre roues est proposé à l'aide d'un système d'antipatinage et d'antiblocage basé sur des techniques de commande par logique floue et par mode glissant. Pour surmonter les difficultés causées par les occurrences de patinage et de blocage des roues, une méthode de contrôle pour un véhicule électrique à quatre roues motrices est développée, chaque moteur ayant son propre onduleur. Enfin, un test de simulation est réalisé afin d'évaluer la robustesse du contrôleur proposé. Selon les résultats de la simulation, les contrôleurs proposés (ASR, ABS) ont résolu les problèmes de patinage et de blocage des roues ainsi que l'augmentation de la sécurité.

Références bibliographique

- [1] M. A. Hannan, F. A. Azidin, and A. Mohamed, "Hybrid electric vehicles and their challenges: A review," *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 29, pp. 135–150, 2014.
- [2] B. Van Bree, G. P. Verbong, and G. J. Kramer, "A multi-level perspective on the introduction of hydrogen and battery-electric vehicles," *Technological forecasting and social change*, vol. 77, no. 4, pp. 529–540, 2010.
- [3] N. N. Mustafi, "An Overview of Hybrid Electric Vehicle Technology," *Engines and Fuels for Future Transport*, pp. 73–102, 2022.
- [4] J. R. S. Soares, "Traction control for hybrid electric vehicles," Master Thesis, FEUP-University of Porto, Portugal, 2012.
- [5] A. Boyali *et al.*, "Modeling and control of a four wheel drive parallel hybrid electric vehicle," in *Proceedings of the International Conference on Control Applications*, Munich, Germany, Oct. 2006, pp. 155–162.
- [6] Z. Ma and D. Sun, "Energy recovery strategy based on ideal braking force distribution for regenerative braking system of a four-wheel drive electric vehicle," *IEEE access*, vol. 8, pp. 136234–136242, 2020.
- [7] S. Kuntanapreeda, "Traction control of electric vehicles using sliding-mode controller with tractive force observer," *International Journal of Vehicular Technology*, vol. 2014, pp. 1–9, 2014.
- [8] W. Kempton and S. E. Letendre, "Electric vehicles as a new power source for electric utilities," *Transportation Research Part D: Transport and Environment*, vol. 2, no. 3, pp. 157–175, 1997.
- [9] J. A. P. Lopes, F. J. Soares, and P. M. R. Almeida, "Integration of electric vehicles in the electric power system," *Proceedings of the IEEE*, vol. 99, no. 1, pp. 168–183, 2010.
- [10] A. E. D. Rabhi, K. Hartani, Y. Guettaf, and N. Aouadj, "Robust Multimachine Control for Bisynchronous Propulsion Traction Chain of an Electric Vehicle," *SAE Int. J. Veh. Dyn., Stab., and NVH*, vol. 5, no. 2, pp. 1–17, Mar. 2021.
- [11] 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, pp. 1–19, 2017.
- [12] 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, Sep. 2015.
- [13] K. Hartani, F. Maata, and A. Merah, "Sensorless master-slave direct torque control of permanent magnet synchronous motors based on speed MRAS observer in electric vehicle," *Research Journal of Applied Sciences, Engineering and Technology*, vol. 7, no. 23, pp. 5034–5048, Jun. 2014.
- [14] K. Hartani, Y. Miloud, and A. Miloudi, "Electric Vehicle stability with rear Electronic differential Traction," in *International Symposium on Environment Friendly Energies in Electrical Applications*, 2010, vol. 39, pp. 1–5.
- [15] A. Nasr, C. Gu, S. Bozhko, and C. Gerada, "Performance enhancement of direct torque-controlled permanent magnet synchronous motor with a flexible switching table," *Energies*, vol. 13, no. 8, pp. 1–15, 2020.
- [16] Y. Feng *et al.*, "Fuzzy-Logic-Based Direct Torque Control Research On Permanent Magnet Synchronous Motor," in *1st International Conference on Mechanical Engineering and Material Science*, Shanghai, China, Dec. 2012, pp. 283–286.
- [17] E. H. Bayoumi, "Stator resistance estimator for direct torque control of permanent magnet synchronous motor drive systems using multi-resolution analysis wavelet," *International Journal of Industrial Electronics and Drives*, vol. 1, no. 3, pp. 191–201, 2014.

-
- [18] H. Benbouhenni, "Four-level direct torque control of permanent magnet synchronous motor based on neural networks with regulation speed using neural PI controller," *Majlesi Journal of Mechatronic Systems*, vol. 8, no. 4, pp. 1–10, 2019.
 - [19] F. Niu, B. Wang, A. S. Babel, K. Li, and E. G. Strangas, "Comparative evaluation of direct torque control strategies for permanent magnet synchronous machines," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, no. 2, pp. 1408–1424, 2015.
 - [20] C. Zhu, Q. Tu, C. Jiang, M. Pan, H. Huang, and Z. Tu, "Mean Deviation Coupling Control for Multimotor System via Global Fast Terminal Sliding Mode Control," *Advances in Mathematical Physics*, vol. 2021, pp. 1–15, 2021.
 - [21] A. Bounab, A. Chaiba, and S. Belkacem, "Evaluation of the High Performance Indirect Field Oriented Controlled Dual Induction Motor Drive Fed by a Single Inverter using Type-2 Fuzzy Logic Control," *Engineering, Technology & Applied Science Research*, vol. 10, no. 5, pp. 6301–6308, 2020.
 - [22] 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, Mar. 2009.
 - [23] 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, Sep. 2010.
 - [24] F. Huang, C. Fu, X. Tang, and M. Hu, "Study on stability and handling characteristics and control of four-wheel-drive electric vehicles," *Advances in Mechanical Engineering*, vol. 9, no. 12, pp. 1–15, 2017.
 - [25] X. Wu, M. Xu, and L. Wang, "Differential speed steering control for four-wheel independent driving electric vehicle," in *2013 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, 2013, pp. 1–6.
 - [26] X. Jiang, L. Chen, X. Xu, Y. Cai, Y. Li, and W. Wang, "Analysis and optimization of energy efficiency for an electric vehicle with four independent drive in-wheel motors," *Advances in Mechanical Engineering*, vol. 10, no. 3, pp. 1–9, 2018.
 - [27] I. Azizi, "Etude et simulation numérique d'un véhicule électrique," Mémoire de Magister, Université Ferhat Abbas de Setif, 2011.
 - [28] P. Bastiani, "Stratégies de commande minimisant les pertes d'un ensemble convertisseur - machine alternative : application à la traction électrique," Thèse de Doctorat, L'institut National Des Sciences Appliquées de Lyon, France, 2001.
 - [29] H. Nouara and Z. Youcef, "Conception d'une machine asynchrone a double cage destinee aux vehicules electriques," Mémoire de Master, Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, 2012.
 - [30] A. Taibi, "Contribution à l'étude d'une structure de commande d'une chaîne de traction pour un véhicule électrique," Thèse de Doctorat, Université des Sciences et de la Technologie Mohamed Boudiaf d'Oran, 2020.
 - [31] A. Nouh, "Contribution au développement d'un simulateur pour les véhicules électriques routiers," Thèse de Doctorat, Université de Technologie de Belfort-Montbéliard et de Franche-Comté, France, 2008.
 - [32] A. Emadi, *Advanced electric drive vehicles*. Boca Raton: CRC Press, 2014.
 - [33] M. E. Haque and M. F. Rahman, "Dynamic model and parameter measurement of interior permanent magnet synchronous motor," in *Australasian Universities Power Engineering Conference (AUPEC)*, 2006, vol. 10, pp. 10–13.
 - [34] N. Hashemnia and B. Asaei, "Comparative study of using different electric motors in the electric vehicles," in *Proceedings 18th International Conference on Electrical Machines*, Vilamoura, Portugal, Sep. 2008, pp. 1–5.
 - [35] L. Dhamo, A. Spahiu, M. Nemec, and V. Ambrozic, "Reduction of susceptibility from electromagnetic interference in sensorless FOC of IPMSM," *Facta Universitatis, Series: Electronics and Energetics*, vol. 32, no. 1, pp. 51–63, 2019.
 - [36] G. S. Lakshmi, S. Kamakshaiah, and G. Tulasi Ram Das, "Simulation analysis of IPMSM with three & five level DCML inverter using CBSVPWM technique," *European Scientific Journal*, vol. 9, no. 21, pp. 134–151, Jul. 2013.

- [37] M. Loukakou Bounzeki, “Modélisation, Conception et Expérimentation d’un véhicule hybride léger pour usages urbains,” Thèse de Doctorat, Université de Franche-Comté, France, 2012.
- [38] A. Raisemche, “Commande Toléranteaux Défauts d’une Chaîne de Traction d’un Véhicule Électrique,” Thèse de Doctorat, Université Paris-Sud, France, 2014.
- [39] S. Dhameja, *Electric vehicle battery systems*. Boston: Newnes, 2001.
- [40] S. Khenfour and Y. Smaili, “Contrôle commande d’un véhicule électrique à base d’un moteur synchrone à aimants permanents,” Mémoire de Master, Université Akli Mohand Oulhadj de Bouira, 2017.
- [41] A. Boucha, “Réalisation et commande d’un véhicule électrique par dSpace embarqué,” Thèse de Magister, Université des Sciences et de la Technologie Mohamed Boudiaf d’Oran, 2015.
- [42] M. Ehsani, Y. Gao, S. E. Gay, and A. Emadi, Eds., *Modern electric, hybrid electric, and fuel cell vehicles: fundamentals, theory, and design*. Boca Raton: CRC Press, 2005.
- [43] A. Karki, S. Phuyal, D. Tuladhar, S. Basnet, and B. P. Shrestha, “Status of Pure Electric Vehicle Power Train Technology and Future Prospects,” *ASI*, vol. 3, no. 35, pp. 1–28, Aug. 2020.
- [44] S. Sharma, A. K. Panwar, and M. M. Tripathi, “Storage technologies for electric vehicles,” *Journal of traffic and transportation engineering (english edition)*, vol. 7, no. 3, pp. 340–361, 2020.
- [45] X. Sun, Z. Li, X. Wang, and C. Li, “Technology development of electric vehicles: A review,” *Energies*, vol. 13, no. 1, pp. 1–29, Dec. 2019.
- [46] Q. Huang, J. Li, and Y. Chen, “Control of electric vehicle,” in *Urban Transport and Hybrid Vehicles*, S. Soylu, Ed. Rijeka, Croatia: Control of electric vehicle, 2010, pp. 163–192.
- [47] F. Cerdas, *Integrated Computational Life Cycle Engineering for Traction Batteries*. Cham: Springer International Publishing, 2022.
- [48] E. S. M. Sadek, “Power Electronic Converter Topologies Used in Electric Vehicles,” Doctoral Dissertation, Ain Shams University Faculty of Engineering, Cairo, Egypt, 2016.
- [49] S. J. Rind, Y. Ren, Y. Hu, J. Wang, and L. Jiang, “Configurations and control of traction motors for electric vehicles: A review,” *Chinese Journal of Electrical Engineering*, vol. 3, no. 3, pp. 1–17, 2017.
- [50] T. Obidire, K. C. Odo, and C. U. Ogbuka, “Electric drives in electric vehicle propulsion,” in *1st Nigerian Institute of Electrical and Electronic Engineers (NIEEE) conference*, Nsukka, Nigeria, May 2019, pp. 56–64.
- [51] M. Felden, P. Bütterling, P. Jeck, L. Eckstein, and K. Hameyer, “Electric vehicle drive trains: From the specification sheet to the drive-train concept,” in *14th International Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC)*, Sep. 2010, pp. S11-9–16.
- [52] J. Lin, K. E. Cheng, Z. Zhang, and X. Xue, “Experimental investigation of in-wheel switched reluctance motor driving system for future electric vehicles,” in *3rd International Conference on Power Electronics Systems and Applications (PESA)*, Hong Kong, China, May 2009, pp. 1–6.
- [53] M. Yildirim *et al.*, “Designing in-wheel switched reluctance motor for electric vehicles,” in *16th International Power Electronics and Motion Control Conference and Exposition*, Antalya, Turkey, Sep. 2014, pp. 793–798.
- [54] Y. Zhu, W. Wei, C. Yang, and Y. Zhang, “Multi-objective optimisation design of two-phase excitation switched reluctance motor for electric vehicles,” *IET Electric Power Applications*, vol. 12, no. 7, pp. 929–937, 2018.
- [55] B. Sandén, *Systems Perspectives on Electromobility*, Department of Energy and Environment, Chalmers University of Technology. 2013.
- [56] S. Goel, R. Sharma, and A. K. Rathore, “A Review on Barrier and Challenges of Electric Vehicle in India and Vehicle to Grid Optimisation,” *Transportation Engineering*, vol. 4, pp. 1–14, Jun. 2021.

- [57] K. Moez Hadj, T. Souhir, and N. Rfik, “Dimensionnement de la chaîne de traction d’un véhicule électrique,” *International Conference on Green Energy and Environmental Engineering (GEEE), Sousse, Tunisia*, pp. 1–5, 2014.
- [58] M. Al Sakka, J. Van Mierlo, and H. Gualous, “DC/DC converters for electric vehicles,” *Electric Vehicles-Modelling and Simulations*, pp. 309–332, Sep. 2011.
- [59] J. Dixon, “Energy storage for electric vehicles,” in *IEEE International Conference on Industrial Technology*, Via del Mar, Chile, Mar. 2010, pp. 20–26.
- [60] R. E. Araujo, R. de Castro, C. Pinto, P. Melo, and D. Freitas, “Combined sizing and energy management in EVs with batteries and supercapacitors,” *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 63, no. 7, pp. 3062–3076, 2014.
- [61] J. Y. Yong, V. K. Ramachandaramurthy, K. M. Tan, and N. Mithulananthan, “A review on the state-of-the-art technologies of electric vehicle, its impacts and prospects,” *Renewable and sustainable energy reviews*, vol. 49, pp. 365–385, 2015.
- [62] X. Zhang, Z. Lu, and M. Lu, “Vehicle Speed Optimized Fuzzy Energy Management for Hybrid Energy Storage System in Electric Vehicles,” *Complexity*, vol. 2020, 2020.
- [63] C. C. Chan and K. T. Chau, “An overview of power electronics in electric vehicles,” *IEEE transactions on Industrial Electronics*, vol. 44, no. 1, pp. 3–13, 1997.
- [64] C. C. Chan, “The state of the art of electric and hybrid vehicles,” *Proceedings of the IEEE*, vol. 90, no. 2, pp. 247–275, 2002.
- [65] B. G. Pollet, I. Staffell, and J. L. Shang, “Current status of hybrid, battery and fuel cell electric vehicles: From electrochemistry to market prospects,” *Electrochimica Acta*, vol. 84, pp. 235–249, Dec. 2012.
- [66] A. Li, “Analyse expérimentale et modélisation d’éléments de batterie et de leurs assemblages – Application aux véhicules électriques et hybrides,” Thèse de doctorat, Université Claude Bernard de Lyon, France, 2013.
- [67] Inamuddin, *Graphene as Energy Storage Material for Supercapacitors*. Materials Research Forum LLC, 2020.
- [68] E. Korsaga, Z. Koalaga, D. Bonkougou, and F. Zougmoré, “Comparaison et détermination des dispositifs de stockage appropriés pour un système photovoltaïque autonome en zone sahélienne,” *Journal International de Technologie, de l’Innovation, de la Physique, de l’Energie et de l’Environnement*, vol. 4, no. 1, pp. 1–24, 2018.
- [69] K. K. Kar, Ed., *Handbook of Nanocomposite Supercapacitor Materials II: Performance*. Cham: Springer, 2020.
- [70] K.-A. Adamson, *Stationary fuel cells: an overview*. Oxford: Elsevier Science, 2007.
- [71] I. Petreanu, M. Dragan, and S. L. Badea, “Fuel Cells: Alternative Energy Sources for Stationary, Mobile and Automotive Applications,” in *Thermodynamics and Energy Engineering*, IntechOpen, 2020.
- [72] D. Candusso, “Hybridation du groupe électrogène à pile à combustible pour l’alimentation d’un véhicule électrique,” Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, France, 2002.
- [73] C. K. Wai, Y. Y. Rong, and S. Morris, “Simulation of a distance estimator for battery electric vehicle,” *Alexandria Engineering Journal*, vol. 54, no. 3, pp. 359–371, 2015.
- [74] M. F. Torquato *et al.*, “Cascade Optimisation of Battery Electric Vehicle Powertrains,” *Procedia Computer Science*, vol. 192, pp. 592–601, 2021.
- [75] J. Hu, H. Ran, T. Pang, and Y. Zhang, “Parameter design and performance analysis of shift actuator for a two-speed automatic mechanical transmission for pure electric vehicles,” *Advances in Mechanical Engineering*, vol. 8, no. 8, pp. 1–15, Aug. 2016.
- [76] M. Schmitt, M. Hubner, and M. Schier, “Influences of different heating concepts for the energy demand of an airfield luggage tug,” *International Conference on Sustainable Mobility Applications, Renewables and Technology (SMART)*, 2015.

-
- [77] S. Hardman, E. Shiu, and R. Steinberger-Wilckens, “Comparing high-end and low-end early adopters of battery electric vehicles,” *Transportation Research Part A: Policy and Practice*, vol. 88, pp. 40–57, 2016.
 - [78] G. Santos and S. Rembalski, “Do electric vehicles need subsidies in the UK?,” *Energy Policy*, vol. 149, no. 3, 2021.
 - [79] D. Gerling, G. Dajaku, and K. Mühlbauer, “Electric Machine Design Tailored for Powertrain Optimization,” in *The 25th World Battery, Hybrid and Fuel Cell Electric Vehicle Symposium & Exhibition (EVS)*, 2010, vol. 5, no. 9.
 - [80] C. Ed-dahmani, H. Mahmoudi, and M. Elazzaoui, “Direct torque control of permanent magnet synchronous motors in MATLAB/SIMULINK,” in *International Conference on Electrical and Information Technologies (ICEIT)*, Tangiers, Morocco, May 2016, pp. 452–457.
 - [81] X. Zhang and G. H. B. Foo, “A constant switching frequency-based direct torque control method for interior permanent-magnet synchronous motor drives,” *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, vol. 21, no. 3, pp. 1445–1456, 2015.
 - [82] S. V. Paturca, M. Covrig, and L. Melcescu, “Direct Torque Control of Permanent Magnet Synchronous Motor (PMSM) – an approach by using Space Vector Modulation (SVM),” *Proceedings of the 6th WSEAS/LASME Int. Conf. on Electric Power Systems, High Voltages, Electric Machiness, Tenerife, Spain*, pp. 111–116, Dec. 2006.
 - [83] G. V. Madhav and Y. P. Obulesu, “Predictive Direct Torque Control Strategy for Doubly Fed Induction Machine for Torque and Flux Ripple Minimization,” in *Direct Torque Control Strategies of Electrical Machines*, F. Ben Salem, Ed. London: IntechOpen Limited, 2019, pp. 101–122.
 - [84] M. Kadjoudj, S. Taibi, N. Golea, and H. Benbouzid, “Modified direct torque control of permanent magnet synchronous motor drives,” *International Journal of Sciences and Techniques of Automatic control & computer engineering IJ-STA*, vol. 1, no. 2, pp. 167–180, 2007.
 - [85] M. Siami, S. A. Gholamian, and M. Yousefi, “A comparative study between direct torque control and predictive torque control for axial flux permanent magnet synchronous machines,” *Journal of Electrical Engineering*, vol. 64, no. 6, pp. 346–353, 2013.
 - [86] T. Geyer, G. A. Beccuti, G. Papafotiou, and M. Morari, “Model predictive direct torque control of permanent magnet synchronous motors,” in *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, Atlanta, GA, USA, Sep. 2010, pp. 199–206.
 - [87] K. kumar Shukla, S. P. Mishra, R. D. Sahu, and A. Prajapati, “A New Three-Level Diode Clamped Multilevel Inverter Topology,” *International Research Journal of Engineering and Technology (IRJET)*, vol. 07, no. 06, pp. 3359–3365, Jun. 2020.
 - [88] M. B. Abadi, A. M. S. Mendes, and S. M. A. Cruz, “Three-level NPC inverter fault diagnosis by the average current Park’s vector approach,” in *20th International Conference on Electrical Machines*, Marseille, France, 2012, pp. 1893–1898.
 - [89] I. M. W. Kastawan and P. A. Dahono, “Analysis And Minimization of Neutral Current of Three-Level PWM Inverter,” in *The 4th International Conference on Electrical Engineering and Informatics*, 2013, vol. 11, pp. 502–509.
 - [90] I. Abari, A. Lahouar, M. Hamouda, J. B. H. Slama, and K. Al-Haddad, “Fault detection methods for three-level NPC inverter based on DC-bus electromagnetic signatures,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 65, no. 7, pp. 5224–5236, 2017.
 - [91] P. Sahastrabuddhe and D. H. K. Naidu, “Harmonic Analysis of Three Level Diode Clamped Inverter,” *Journal for Research (J4R)*, vol. 02, no. 07, pp. 18–23, Sep. 2016.
 - [92] G. Seguier, P. Delarue, and F. Labrique, *Électronique de puissance - 10e édition*. Paris: Dunod, 2015.
 - [93] M. Pinard, *Convertisseurs et électronique de puissance: commande, description, mise en oeuvre, applications avec LabVIEW*. Paris: “L’Usine nouvelle” Dunod, 2007.
 - [94] R. Dermouche, “Etude et Réalisation d’un Onduleur Triphasé à Trois Niveaux à Structure NPC,” Thèse de Magister, Université des Sciences et de la Technologie Houari Boumedienne d’Alger, 2010.

- [95] H. Ben zemamouche, "Application de la MLI Vectorielle aux Onduleurs Multiniveaux à base de GTO et d'IGBT," Thèse de Magister, Université Badji Mokhtar d'Annaba, 2010.
- [96] K. Hadji and S. Smail, "Commande directe de puissance d'un redresseur MLI triphasé de structure NPC à trois niveaux," Mémoire de Master, Département d'Electrotechnique, Faculté de Technologie, Université Dr.Tahar Moulay de Saïda, 2019.
- [97] Y. Farajpour, M. Alzayed, H. Chaoui, and S. Kelouwani, "A Novel Switching Table for a Modified Three-Level Inverter-Fed DTC Drive with Torque and Flux Ripple Minimization," *Energies*, vol. 13, no. 18, pp. 1–19, Sep. 2020.
- [98] R. Zaimeddine and T. Undeland, "DTC control schemes for induction motor fed by three-level NPC-VSI using space vector modulation," in *International Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion (SPEEDAM)*, Pisa, Italy, Jun. 2010, pp. 966–971.
- [99] N. El Ouanjli *et al.*, "Direct torque control of doubly fed induction motor using three-level NPC inverter," *Protection and Control of Modern Power Systems*, vol. 4, no. 1, pp. 1–9, 2019.
- [100] F. H. Ramirez-Leyva, F. Trujillo-Romero, S. O. Caballero-Morales, and E. Peralta-Sanchez, "Direct Torque Control of a Permanent-Magnet Synchronous Motor with Neural Networks," in *International Conference on Electronics, Communications and Computers (CONIELECOMP)*, Feb. 2014, pp. 71–76.
- [101] A. Ameur, B. Mokhtari, N. Essounbouli, and F. Nollet, "Modified Direct Torque Control for Permanent Magnet Synchronous Motor Drive Based on Fuzzy Logic Torque Ripple Reduction and Stator Resistance Estimator," *Journal of Control Engineering and Applied Informatics*, vol. 15, pp. 45–52, 2013.
- [102] I. Messaïf, E.-M. Berkouk, and N. Saadia, "A study of DTC-power electronic cascade fed by photovoltaic cell-three-level NPC inverter," *Smart grid and renewable energy*, vol. 1, pp. 109–118, 2010.
- [103] A. Ameur, B. Mokhtari, N. Essounbouli, and L. Mokrani, "Speed Sensorless Direct Torque Control of a PMSM Drive using Space Vector Modulation Based MRAS and Stator Resistance Estimator," *World Academy of Science, Engineering and Technology*, vol. 6, no. 6, pp. 774–779, 2012.
- [104] Y. Zhang, J. Zhu, W. Xu, and Y. Guo, "A Simple Method to Reduce Torque Ripple in Direct Torque Controlled Permanent Magnet Synchronous Motor by Using Voltage Vectors with Variable Amplitude and Position," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 7, pp. 2848–2859, 2010.
- [105] M. Du, Y. Tian, W. Wang, Z. Ouyang, and K. Wei, "A Novel Finite-Control-Set Model Predictive Directive Torque Control Strategy of Permanent Magnet Synchronous Motor with Extended Output," *Electronics*, vol. 8, no. 4, pp. 1–16, Mar. 2019.
- [106] V. K. Arun Shankar, S. Umashankar, P. Sanjeevikumar, and S. Paramasivam, "Adaptive Neuro-Fuzzy Inference System (ANFIS) Based Direct Torque Control of PMSM Driven Centrifugal Pump," *International Journal of Renewable Energy Research (IJRER)*, vol. 7, no. 3, pp. 1437–1447, 2017.
- [107] K. Hartani and Y. Miloud, "Vehicle Stability Enhancement Control for Electric Vehicle Using Behaviour Model Control," in *Electric Vehicles – Modelling and Simulations*, S. Soylu, Ed. Rijeka, Croatia: InTech, 2011, pp. 127–158.
- [108] H. Hu, J. Zhu, and Y. Guo, "Model Predictive Control of Permanent Magnet Synchronous Machine with Reduced Torque Ripple," in *International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, Busan, Korea (South), Oct. 2013, pp. 1478–1482.
- [109] M. A. Kadir, S. Mekhilef, and H. W. Ping, "Direct Torque Control Permanent Magnet Synchronous Motor Drive with Asymmetrical Multilevel Inverter Supply," in *7th International Conference on Power Electronics*, Daegu, Korea (South), Oct. 2007, pp. 1196–1201.
- [110] R. S. Rama and P. Latha, "Fuzzy Adaptive PI Controller for Direct Torque Control Algorithm Based Permanent Magnet Synchronous Motor," *IEEE Trans. Fuzzy Syst*, vol. 3, no. 5, pp. 570–574, 2013.

- [111] A. Taibi, "Commande DTFC d'un groupe motopropulseur sans capteur de vitesse dotée d'un observateur d'état à basse de filtre de Kalman," Thèse de Magister, Université des Sciences et de la Technologie Mohamed Boudiaf d'Oran, 2010.
- [112] M. Bekhiti and I. Mahi, "Commande Floue Directe du Couple d'un Moteur asynchrone sans capteur mécanique en utilisant la technique MRAS," Mémoire de Master, Département d'Electrotechnique, Faculté de Technologie, Université Dr.Tahar Moulay de Saïda, 2017.
- [113] D. Bidart, M. Pietrzak-David, P. Maussion, and M. Fadel, "Mono inverter multi-parallel permanent magnet synchronous motor: structure and control strategy," *IET Electric Power Applications*, vol. 5, no. 3, pp. 288–294, 2011.
- [114] Z. Ibrahim, J. M. Lazi, and M. Sulaiman, "Independent speed sensorless control of dual parallel PMSM based on Five-Leg Inverter," in *International Multi-Conference on Systems, Signals & Devices*, 2012, pp. 1–6.
- [115] N. L. Nguyen, "Commande Prédictive de deux Machines Synchroones alimenrées en parallèle par un Onduleur de Tension Triphasé," Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, France, 2013.
- [116] K. Hartani, M. Bourahla, and B. Mazari, "New driving wheels control of electric vehicle," *Journal of Electrical Engineering (JEE)*, vol. 5, no. 2, pp. 36–43, 2005.
- [117] 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, no. 3, pp. 530–543, May 2013.
- [118] M. Fadel and L. Ana, "Comparison of different solutions in predictive control for two PMSM in parallel," *International Federation of Automatic Control (IFAC) Proceedings Volumes*, vol. 47, no. 3, pp. 11962–11967, 2014.
- [119] A. A. Abd Samat, D. Ishak, and S. Iqbal, "Voltage Space Vector Averaging Technique for Two PMSMs Connected in Parallel," *International Journal of Electrical Energy*, vol. 1, no. 4, Dec. 2013.
- [120] T. Liu, "Control strategy for a mono-inverter multi-PMSM system-Stability and efficiency," Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, France, 2017.
- [121] 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, Jan. 2014.
- [122] D. Bidart, "Commande coopérative des systèmes monoconvertisseurs multimachines synchrones," Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, France, 2011.
- [123] X. J. Jin, G. Yin, and N. Chen, "Gain-scheduled robust control for lateral stability of four-wheel-independent-drive electric vehicles via linear parameter-varying technique," *Mechatronics*, vol. 30, pp. 286–296, 2015.
- [124] G. Yin, S. Wang, and X. Jin, "Optimal slip ratio based fuzzy control of acceleration slip regulation for four-wheel independent driving electric vehicles," *Mathematical Problems in Engineering*, vol. 2013, Oct. 2013.
- [125] D. Savitski, V. Ivanov, K. Augsburg, B. Shyrokau, and H. Fujimoto, "Recent Advancements in Continuous Wheel Slip Control," in *The IAVSD International Symposium on Dynamics of Vehicles on Roads and Tracks*, 2019, pp. 1525–1535.
- [126] L. Verghese and K. K. Mahapatra, "Fuzzy logic based integrated control of anti-lock brake system and collision avoidance system using can for electric vehicles," in *IEEE International Conference on Industrial Technology*, Churchill, VIC, Australia, Feb. 2009, pp. 1–5.
- [127] H. Peng and J.-S. Hu, "Traction/braking force distribution for optimal longitudinal motion during curve following," *Vehicle System Dynamics*, vol. 26, no. 4, pp. 301–320, 1996.
- [128] A. Merah, K. Hartani, and F. Maata, "An antiskid fuzzy logic controller for 4WID electric vehicles based on threshold angular acceleration and optimal slip rate," in *Third International Conference on Power Electronics and Electrical Drives (ICPEED)*, Oran, Algeria, Dec. 2014, pp. 1–5.

- [129] A. Merah, "Contribution à l'amélioration de la sécurité et la stabilité d'un véhicule électrique à l'aide des systèmes de contrôle latéral et longitudinal," Thèse de Doctorat, Département d'Electrotechnique, Faculté de Technologie, Université Dr.Tahar Moulay de Saïda, 2016.
- [130] S. Allam, F. Nader, H. Abo El daheb, and K. Abdelwahed, "Assessment and Comparison Performance of the Conventional and an Anti-Lock Braking System," *International Research Journal of Engineering and Technology (IRJET)*, vol. 08, no. 09, pp. 486–498, Sep. 2021.
- [131] C. S. Saswata, K. Rout Ullash, and R. Senapati, "Novelty of Anti-Lock Braking System in Proposed Sliding Mode Controller," *International Journal of Emerging Trends in Electrical and Electronics (IJETEE)*, vol. 11, no. 4, pp. 1–9, Aug. 2015.
- [132] K. M. Algadah and A. S. Alaboodi, "Anti-lock braking system components modelling," *International Journal of Innovative Technology and Exploring Engineering (IJITEE)*, vol. 9, no. 2, pp. 3969–3975, Sep. 2019.
- [133] T. Zhang, S. Xu, and F. Liu, "Research on trouble diagnosis method of braking anti-lock system based on vehicle data flow," in *IOP Conference Series: Materials Science and Engineering*, 2019, vol. 688, no. 3, pp. 1–7.
- [134] W. C. Orthwein, *Clutches and brakes: design and selection*, 2nd ed. New York: M. Dekker, 2004.
- [135] S. M. Savaresi and M. Tanelli, *Active Braking Control Systems Design for Vehicles*. London: Springer, 2010.
- [136] H. Bubb, K. Bengler, R. E. Grünen, and M. Vollrath, Eds., *Automotive Ergonomics*. Wiesbaden: Springer Fachmedien Wiesbaden, 2021.
- [137] C. Jain, R. Abhishek, and A. Dixit, "Linear control technique for anti-lock braking system," *International Journal of Engineering Research and Applications*, vol. 4, no. 8, Version 1, pp. 104–108, Aug. 2014.
- [138] M. Mirzaei and H. Mirzaeinejad, "Optimal design of a non-linear controller for anti-lock braking system," *Transportation research part C: emerging technologies*, vol. 24, pp. 19–35, Oct. 2012.
- [139] J. Sun, X. Xue, and K. W. E. Cheng, "Fuzzy sliding mode wheel slip ratio control for smart vehicle anti-lock braking system," *Energies*, vol. 12, no. 13, pp. 1–22, Jun. 2019.
- [140] D. Yu, W. Wang, H. Zhang, and D. Xu, "Research on anti-lock braking control strategy of distributed-driven electric vehicle," *IEEE Access*, vol. 8, pp. 162467–162478, Sep. 2020.
- [141] T. Denton, *Advanced automotive fault diagnosis: automotive technology : vehicle maintenance and repair*. London: Routledge, 2012.
- [142] G. Genta and L. Morello, *The Automotive Chassis: Volume 2: System Design*. Cham, Switzerland: Springer International Publishing, 2020.
- [143] L. Wu, J. Gou, L. Wang, and J. Zhang, "Acceleration slip regulation strategy for distributed drive electric vehicles with independent front axle drive motors," *Energies*, vol. 8, no. 5, pp. 4043–4072, 2015.
- [144] J. Li, Y. Yang, and Y. Xiong, "Drive control strategy of two-wheel independent drive electric vehicle," in *Journal of Physics: Conference Series*, 2020, vol. 1544, no. 1, pp. 1–7.
- [145] M. Khalfaoui, "Contribution à l'analyse des systèmes d'assistance préventive au contrôle latéral d'un véhicule électrique," Thèse de Doctorat, Département d'Electrotechnique, Faculté de Technologie, Université Dr.Tahar Moulay de Saïda, 2018.

Conclusion générale

Ce mémoire s'inscrit également dans la continuité des travaux des membres du laboratoire de recherche du génie électrotechnique (LGE) sur le contrôle des machines électriques utilisées dans les chaînes de traction des véhicules électriques.

Le premier chapitre présente la chaîne de traction d'un véhicule électrique et les fonctions de ses composants les plus critiques. Nous avons abordé le défi que représente le choix de la bonne machine pour la traction électrique. Les moteurs synchrones à aimants permanents sont des moteurs sans collecteur qui sont couramment utilisés pour la propulsion des véhicules électriques.

Le deuxième chapitre a porté sur l'utilisation d'une technique de commande directe du couple (DTC) pour contrôler une machine synchrone à aimants permanents alimentée par un onduleur NPC à trois niveaux. Ensuite, nous avons présenté une table de commutation pour sélectionner le vecteur de tension optimal généré par cet onduleur afin de maintenir le flux et le couple dans leur hystérésis. La commande DTC est attrayante car elle offre de bonnes performances dynamiques à un coût raisonnable. Cependant, elle présente divers inconvénients, notamment une ondulation considérable du couple, du flux et du courant en régime permanent, comme le montrent les résultats de la simulation, et une fréquence de commutation variable.

Le troisième chapitre a été consacré à une méthode permettant d'améliorer les performances en régime permanent du contrôle DTC conventionnel d'un groupe motopropulseur SAP entraîné par un onduleur NPC à trois niveaux. Pour cela, nous avons développé une commande floue directe de couple avec MLI vectorielle (DTFC-SVM) pour obtenir une réponse rapide du couple ainsi qu'une ondulation réduite du couple et du flux. Afin de générer le module et l'angle du vecteur de tension pour amener de manière optimale le flux statorique et le couple électromagnétique à leurs références, des contrôleurs flous remplacent les contrôleurs à hystérésis et la table de commutation. Les états de commutation de l'onduleur sont obtenus par une modulation vectorielle à partir des variables de sortie générées. Les ensembles flous et les méthodes d'inférence permettent une sélection précise du vecteur de tension. Après une étude comparative des résultats de simulation de la commande (DTFC-SVM) à ceux de la commande DTC conventionnelle, il a été constaté de bonnes performances dynamiques, de robustesse et de découplage couple-flux.

Le quatrième chapitre a présenté une structure de commande « maître-esclave » couplée basé sur le contrôle flou direct du couple pour un système mono-onduleur bi-moteurs dans la chaîne de traction d'un véhicule électrique. Les structures de réduction de puissance basées sur l'électronique de puissance peuvent alimenter deux ou plusieurs machines électriques en parallèle tout en fournissant des règles de

commande pour améliorer l'efficacité énergétique. La structure étudiée a été testée en simulation numérique pour s'assurer de sa résistance aux perturbations mécaniques. L'approche de contrôle proposée nous aide à maintenir la stabilité du système de traction face aux différents scénarios de charge observés dans notre chaîne de traction.

Le dernier chapitre a proposé un système d'antipatinage et d'antiblocage pour le contrôle longitudinal de notre véhicule électrique à quatre roues motrices. L'approche de contrôle proposée utilise le taux de glissement optimal. La simulation a montré que les contrôleurs proposés (ASR, ABS) ont permis de résoudre les problèmes de patinage et de blocage des roues tout en améliorant la stabilité longitudinal du véhicule électrique.

Perspectives

Les travaux réalisés dans ce mémoire nous amènent à différentes perspectives de recherche qui semblent dignes d'être citées :

- Implantation de la commande proposée afin de valider les résultats de simulations ;
- Recherche des solutions mono-onduleur multimachines basées sur la mutualisation des composants électroniques ;
- Utilisation des moteurs synchrones à aimant permanents intérieurs (IPMSM) comme actionneurs électriques dans les chaînes de traction des véhicules électriques.

Résumé

Le présent travail est consacré à la commande d'un motopropulseur alimenté par un onduleur NPC à trois niveaux dans une application de traction électrique. Dans le contexte de la traction électrique ou des systèmes de traction, qui comprend de nombreuses machines électriques et/ou plusieurs convertisseurs statiques, la question d'un grand nombre de composants électroniques de puissance doit être prise en compte. C'est précisément dans ce cadre que ce situe le travail proposé, en proposant des structures d'alimentation réduites, permettant d'alimenter deux ou plusieurs machines électriques en parallèle et en proposant des lois de commande visant à résoudre le problème de la gestion énergétique et d'assurer la stabilité de l'ensemble. L'objectif de ce travail est d'améliorer une méthode de commande DTC. La commande floue directe du couple combinée à la MLI vectorielle (DTFC-SVM) est proposée pour obtenir une réponse rapide du couple et de faibles ondulations du couple et du flux. Parmi les moteurs électriques qui sont adaptés aux exigences des véhicules électriques, les moteurs synchrones à aimants permanents (MSAP) sont les concurrents les plus sérieux et le meilleur choix en raison de leur densité de puissance et de leur rendement élevés. Nous avons développé ainsi une technique de contrôle connue sous le nom « maître-esclave », associée à la commande floue directe du couple (DTFC) pour un système de traction mono-onduleur bi-moteur d'un véhicule électrique. Afin d'améliorer la stabilité longitudinal de notre véhicule électrique lorsque les conditions de route sont délicates, nous avons proposé des systèmes d'antipatinage /d'antiblocage intervenant sur la gestion électronique des moteurs électriques entraînant les roues patinées/bloquées. Le contrôle du système antipatinage/antiblocage doit répondre avec une grande dynamique de couple sur toute la plage de vitesse, en incorporant le contrôle DTFC de chaque moteur-roue, quelque soit la perturbation (perte d'adhérence) en gardant la stabilité du véhicule pour les différentes conditions d'adhérence.

Annexe

Tableau A.1: Paramètres de la machine synchrone à aimants permanents.

Puissance nominale :	18 kW
Puissance maximale :	30 kW de 2000 à 900 tr/min
Couple maximal :	145 N.m
Résistance statorique :	0,03 Ω
Inductance cyclique dans l'axe d :	0,2 mH
Inductance cyclique dans l'axe q :	0,2 mH
Flux dû aux aimants permanents :	0,08 Wb
Nombre de paires de pôles :	4

Tableau A.2: Paramètres du véhicule étudié.

Masse du véhicule :	1562 kg
Moment d'inertie du véhicule :	2630 kg.m ²
Longueur entre le train avant et le centre de gravité :	1,104 m
Longueur entre le train arrière et le centre de gravité :	1,421 m
Longueur entre les deux trains avant et arrière :	2,525 m
Hauteur du centre de gravité :	0,5 m
Moitié de la longueur du train arrière :	0,75 m
Section frontale véhicule :	2,04 m ²
Densité volumique de l'air :	1,2 kg.m ⁻³
Coefficient de pénétration dans l'air :	0,25
Coefficient de résistance au roulement :	0,01
Rayon de la roue :	0,294 m
Longueur entre le centre de la roue et le point où sa charge agit :	0,0037 m