

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique



Université Dr. Tahar Moulay de Saïda
Faculté des Sciences et de Technologie
Département d'Electrotechnique et
d'Automatique



Mémoire de Fin d'Etudes

En vue de l'obtention du diplôme de

Master (LMD)

Spécialité : ELECTROTECHNIQUE INDUSTRIELLE

Filière : ELECTROTECHNIQUE

Intitulé :

Commande en couple basée sur la logique floue d'un système
embarqué alimenté par une nouvelle topologie de puissance

Présenté par :

NASRALLAH Bouchra

TALEB Ibtissem Feriel

Devant le jury composé de :

Pr. MANKOUR Mohamed

Président

Pr. HARTANI Kada

Encadreur

Pr. MOHAMMED Chikouche Tarik

Examineur

Soutenu le 02 / 06 / 2025

Promotion 2024-2025

Remerciements

En premier lieu, nous remercions الله le tout puissant qui nous a donné le courage, la volonté et la patience tout au long de nos années d'études.

Nous tenons à exprimer nos vifs remerciements à Monsieur **Hartani Kada**, Professeur à l'Université Moulay Tahar Saida, pour avoir dirigé ce mémoire. Ses grandes qualités pédagogiques et humaines ainsi que ses remarques judicieuses, son soutien, sa gentillesse et sa grande disponibilité m'ont permis de finaliser au mieux ce travail.

Nous tenons à remercier spécialement Dr. **Aouadj Norediene** qui nous a aidé durant la réalisation de ce présent mémoire.

Nous exprimons notre profonde gratitude à Monsieur Pr. MANKOUR Mohamed, Docteur à l'Université Moulay Tahar Saida, pour avoir accepté la présidence du jury. Nous remercions également Pr. MOHAMMED Chikouche Tarik, Enseignant à l'Université Moulay Tahar Saida pour l'intérêt qu'elle a manifesté ce mémoire en acceptant d'en être examinateur.

Mes vifs remerciements vont à nos parents, nos frères et sœurs, nous ne saurions oublier le soutien compréhensif de nos familles et tout particulièrement de celles et ceux qui m'ont encouragé, inspiré et soutenu durant toutes ces années d'études.

Nous dédions donc ce travail à toutes mes familles.

NASRALLAH & TALEB

Dédicace

Je dédie ce travail:

- A mon père, pour son soutien, son affection et confiance qu'il m'a accordées.*
- A ma mère, pour son amour, ses encouragements et ses sacrifices.*
- A mes frères Houssam, Mohamed et ma sœur Asmaa qui m'ont toujours soutenu et encouragé durant ces années d'études et toute personne qui porte le nom TALEB.*
- sans oublier mon binôme Bouchra pour son soutien moral, patience et sa compréhension tout au long de ce projet*
- Et a tous mes amies et surtout Bakhtout et Raounek*

TALEB Ibtissem Feriel

Dédicace

Je tiens à dédie ce modeste travail:

*A mon très cher père pour son soutien et ses sacrifices durant toute ma vie a
fin de me voir ce que je suis (merci papa)*

A ma très chère mère pour l'appui morale taffectif (merci maman)

A ma sœur Hiba et mes deux frères Bachir et Ahmed

A toute la famille(NasrallahetZaoui)

A mon binôme Ferial

A tous mes amis de promotion 2025 et mes deux amies Bakhta et Sabrina

*Son oublier tous les professeurs du departement électrotechnique en particulier
mon encadreur Mr. HARTANI*

NASRALLAH Bouchra

Liste des symboles et Abréviations

Indices :

- $\alpha - \beta$: Axes du repère triphasé
- $\alpha - \beta$: Repère de Concordia
- $\alpha - \beta$: Composante du vecteur dans le repère triphasé ()
- $\alpha - \beta$: Composante du vecteur dans le repère $\alpha - \beta$
- $\alpha - \beta$: Valeur de référence

Variables :

- U_s : Tensions de phase statorique
- I_s : Courants de phase statorique
- Φ_s, Φ_d, Φ_q : Flux statorique
- σ : Etats des interrupteurs de l'onduleur
- U_d : Tensions dans le repère
- I_d : Courants dans le repère
- Φ_d : Flux dans le repère
- E : Tension bus continue de l'onduleur
- ω_r : Vitesse de rotation angulaire mécanique
- ω_e : Vitesse électrique
- C_{em} : Couple électromagnétique

Paramètres :

- R_s : Résistance statorique
- L_d : Inductance selon l'axe d
- L_q : Inductance selon l'axe q
- Φ_f : Flux de l'aimant permanent
- p : Nombre de paires de pôles
- f : Coefficient de frottement visqueux
- J : Moment d'inertie

Abréviations :

- DTC : Commande directe de couple (Direct Torque Control)
- MSAP : Machine synchrone à aimant permanents
- FOC : Commande Vectorielle (Field Oriented Control)
- PWM : Modulation de largeur d'impulsion

IGBT : Transistors Bipolaires à Grille Isolée

SVM : Modulation vectorielle spatiale

MLI : Modélisation de Largeur d'Impulsion

PI : Proportionnel Intégral

TC : Transformation Concordia [C]

Liste des Figures

Figure 1.1 : Représentation de la MSAP dans le repère triphasé-----	5
Figure 1.2 : Les différentes modélisations possibles pour le stator d'une MSAP-----	6
Figure 1.3 : Modélisation du rotor d'une machine synchrone à aimant permanent-----	6
Figure 1.4 : Rotors de machines synchrones à aimants permanents-----	7
Figure 1.5 : Bloc de simulation de la MSAP dans le repère α - β .-----	10
Figure 1.6 : Schéma de principe de l'onduleur de tension -----	11
Figure 1.7 : Modèle Simulink de l'onduleur de tension à deux niveaux-----	12
Figure 1.8 : Représentation du polygone de commutation.-----	13
Figure 1.9 : Déplacement du vecteur de flux statorique sous l'action du vecteur-----	15
Figure 1.10 : Trajectoire du flux statorique-----	15
Figure 1.11 : Secteurs discrets et vecteurs tension d'un onduleur à 2 niveaux.-----	15
Figure 1.12 : Modification du couple électromagnétique sous l'effet du vecteur de tension-----	16
Figure 1.13 : Influence des vecteurs de tension sur l'évolution du flux et du couple-----	17
Figure 1.14 : Schéma fonctionnel de la commande directe du couple d'une MSAP -----	18
Figure 1.15 : Division du cercle trigonométrique en six zones-----	20
Figure 1.16 : Estimation du secteur d'appartenance du vecteur flux-----	20
Figure 1.17 : Exemple de l'estimation -----	21
Figure 1.18 : Principe de réglage du flux statorique-----	21
Figure 1.19 : Principe de réglage du couple électromagnétique-----	22
Figure 1.20 : Schéma du DTC implanté dans Simulink-----	23
Figure 1.21 : Résultats de simulation – Essai 1-----	25
Figure 1.22 : Résultats de simulation – Essai 2-----	28
Figure 1.23 : Résultats de simulation – Essai 3-----	30
Figure 1.24 : Résultats de simulation – Essai 4-----	32
Figure 2.1 : Schéma de la stratégie DTC optimisée par régulation floue et modulation-----	37
Figure 2.2 : Schéma fonctionnel du régulateur flou (FLC1) dédié à l'estimation de l'angle-----	40
Figure 2.3 : Représentation des fonctions d'appartenance utilisées pour les variables -----	41
Figure 2.4 : schéma fonctionnel de régulateur flou (FLC2) pour l'estimation du module Du vecteur tension -----	42
Figure 2.5 : fonction d'appartenance utilisées pour les variable d'entrée et de sortie du Contrôleur flou (FLC2) -----	43
Figure 2.6: Schéma de l'optimisée par DTC Floue-SVM appliquée à la MSAP implémentée sous MATLAB/Simulink-----	46
Figure 2.7 : Résultats de simulation – Essai 1 : Réponse dynamique à un échelon-----	50
Figure 2.8 : Résultats de simulation – Essai 2 : Réponse dynamique à un échelon de vitesse suivie de l'application d'un couple de charge-----	53
Figure 2.9 : Résultats de simulation – Essai 3 : Réponse dynamique à un échelon de vitesse suivie d'une variation de charge et d'une réduction de vitesse -----	55
Figure 2.10 : Résultats de simulation – Essai 4 : Réponse dynamique à un cycle de variation de vitesse suivi d'une variation de charge et d'une réduction de vitesse -----	57

Figure 3.1 : Configuration du véhicule électrique étudiée.	60
Figure 3.2 : structure parallele de bi-MSAP roues alimenté par un onduleur à cinq bras	61
Figure 3.3 : représentation vectorielle de l'onduleur à cinq bras	63
Figure 3.4 : schéma de contrôle independant de deux MSAP alimenté par un onduleur à cinq bras	66
Figure 3.5 : schéma de contrôle DTC-FLOU-SVM de deux MSAP alimenté un onduleur à cinq bras	68
Figure 3.6 : Résultats de simulation-essai 1 : entrainement de deux moteur MSAP avec des vitesses identiques	74
Figure 3.7 : Résultats de simulation-essai 2 : entrainement de deux moteur MSAP avec des vitesses différentes	77
Figure 4.1 : Configuration structurelle du véhicule électrique étudiée.	81
Figure 4.2 : Synoptique de la structure de commande optimisée par DTC Floue-SVM appliquée à un système embarqué avec onduleur cinq bras	83
Figure 4.3 : La pente sur la route	85
Figure 4.4 : Forces au niveau des roues du véhicule, dans le plan (x, y)	87
Figure 4.5 : Courbe de l'adhérence pour différent revêtement de la route.	90
Figure 4.6 : Couplage entre motorisation et la roue.	91
Figure 4.7 : Résultats de simulation du véhicule électrique en virages resserrés.	97
Figure 4.8 : Simulation du mouvement d'un véhicule électrique dans une chicane étroite et symétrique à double virage opposé.	105

Liste des Tableaux

Tableau 1.1 : Détermination des vecteurs de tension de référence selon les états-----	13
Tableau 1.2 : Table de sélection générale pour la commande directe du couple-----	17
Tableau 1.3 : Détermination de la position du vecteur flux statorique dans l'un des quatre	
Quadrants du plan (α , β) -----	20
Tableau 1.4 : Position du flux statorique dans l'intervalle-----	21
Tableau 1.5 : Table de sélection des vecteurs tension selon Takahashi-----	22
Tableau 2.1 : Incrément de l'angle du vecteur tension de référence dans la commande optimisée	
Direct du couple -----	40
Tableau 2.2 : Ensemble des règles de commande floue utilisées par le contrôleur	
FLC2. -----	44
Tableau 2.3 : Vecteurs de commutation et cycles de fonctionnement de la modulation Vectorielle -----	45
Tableau 3.1 : Vecteurs de tension correspondant aux états de commutation de l'onduleur À cinq bras-----	62
Tableau 3.2 : définition de la table de commutation S t1=1 et S t2=1 -----	67
Tableau 3.3 : définition de la table de commutation S t1=1 et S t2=0, Si S t1=1 et S t2=0-----	67

Table des matières

Liste des symboles et Abréviation	I
Liste des figures	III
Liste des tableaux	V
Table des Matières	VI
Introduction générale	1

Chapitre 1

Modélisation et Analyser de la Commande Directe de Couple d'une Machine Synchrones à Aimants Permanents pour Applications de Traction

1.1 Introduction	4
1.2 Modélisation du système d'entraînement électrique	4
1.2.1 Modélisation du moteur électrique	4
1.2.1.1 Problématique de la modélisation	7
1.2.1.2 Modèle de Concordia de la MSAP	9
1.2.2 Modélisation de la source d'énergie	10
1.2.3 Modélisation du convertisseur d'énergie électrique	11
1.3 Commande directe du couple d'une machine synchrone à aimants permanents	12
1.3.1 Principe de la commande directe du couple	12
1.3.1.1 Contrôle du flux statorique de la machine	14
1.3.1.2 Contrôle du couple électromagnétique de la machine	15
1.3.1.3 Sélection du vecteur tension	16
1.4 Modélisation de la commande directe du couple	17
1.4.1 Sélection du vecteur tension	18
1.4.1.1 Estimation du flux statorique	18
1.4.1.2 Estimation du position vecteur flux	19
1.4.2 Compérateurs à hystérésis	21
1.4.2.1 Compérateurs à hystérésis du flux	21
1.4.2.2 Compérateurs à hystérésis du couple	22
1.4.2.3 Table de sélection du vecteur tension	22
1.5 Résultats de simulation	23
1.5.1 Essai 1 : Réponse à un échelon de vitesse	23
1.5.2 Essai 2 : Réponse à un échelon de vitesse suivi de l'introduction d'un couple de charge	26
1.5.3 Essai 3 : Réponse dynamique à un échelon de vitesse, suivi d'une variation de charge et d'une réduction de vitesse	28
1.5.4 Essai 4 : Réponse dynamique à un cycle de variation de vitesse	31
1.6 Conclusion	32

Chapitre 2

Commande Optimisée par DTC Floue-SVM d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents pour des applications de Traction

2.1 Introduction	35
2.2 Commande optimisée d'une machine synchrone à aimants permanents	36
2.2.1 Génération du vecteur tension de référence	37
2.2.1.1 Détermination de la position du vecteur de tension	37
2.2.1.2 Détermination du module du vecteur tension	41
2.2.1.3 Génération des états de commutation des interrupteurs de l'onduleur	44
2.3 Simulation de la méthode de commande optimisée par DTC Floue-SVM appliquée à la MSAP	46
2.3.1 Essai 1 : Réponse à un échelon de vitesse	47
2.3.2 Essai 2 : Réponse à un échelon de vitesse suivi de l'introduction d'un couple de charge	51
2.3.3 Essai 3 : Réponse dynamique à un échelon de vitesse, suivi d'une variation de charge et ...	53
2.3.4 Essai 4 : Réponse dynamique à un cycle de variation de vitesse	55
2.4 Conclusion	57

Chapitre 3

Commande Optimisée par DTC Floue-SVM pour l'entraînement d'un système bi-machine mono-onduleur à cinq bras

3.1 Introduction	59
3.2 configuration de la chaine de traction étudiée	60
3.3 stratégie de commande direct du couple (DTC) classique appliquée à l'entraînement d'un système Bi-MSAP alimentée par un onduleur à cinq bras	64
3.3.1 spécificité du système bi-MSAP mono-onduleur à cinq bras	64
3.3.2 mise en œuvre de la DTC classique dans cette configuration	65
3.3.3 avantages et limites	68
3.3.4 perspectives	68
3.4 commande DTC-FLOU-SVM du système de traction d'un VE muni d'une nouvelle topologie De convertisseur	68
3.4.1 régulateur flous FLC1 et FLC2	69
3.4.2 génération du vecteur de tension par SVM	69
3.4.3 logique d'optimisation (organigramme)	69
3.5 Résultats de simulation	72
3.5.1 Essai 1 : suivi de vitesse identique avec variation successive de charges	72
3.5.2 Essai 2	75
3.6 Conclusion	78

Chapitre 4

Commande Optimisée par DTC Floue-SVM appliquée à un Système Embarqué avec Onduleur à Cinq Bras

4.1 Introduction	80
4.2 Structure de puissance du système de traction étudié	80
4.3 Présentation d'un différentiel électrique	81
4.4 Les différents efforts agissant sur le véhicule	83
4.4.1 Force de résistance aérodynamique	83
4.4.2 Force de résistance au roulement	84
4.4.3 Force de résistance due à la pente	84
4.4.4 Force due à l'accélération	85
4.5 Modèle dynamique du véhicule dans son environnement	86
4.6 Résultats de simulation	91
Scénario 1 : Mouvement du véhicule électrique en virage resserré	92
Scénario 2 : Mouvement du VE dans une chicane étroite et symétrique à double virage opposé	98
4.7 Conclusion	105
Conclusion générale	107
Références bibliographiques	108
Annexe A	111
Résumé	112

Introduction Générale

Introduction générale

La transition vers la mobilité électrique impose de nouveaux défis en matière de performance, d'efficacité énergétique et de pilotage des chaînes de traction. Parmi les technologies de motorisation les plus prometteuses, les machines synchrones à aimants permanents (MSAP) se distinguent par leur densité de puissance élevée, leur rendement supérieur et leur capacité à répondre rapidement aux variations de charge. Pour exploiter pleinement ces caractéristiques, des stratégies de commande avancées doivent être mises en œuvre, capables de garantir à la fois la robustesse, la précision et la réactivité dans un environnement embarqué souvent contraint en termes de volume, de poids et de complexité.

Dans ce contexte, la Commande Directe du Couple (DTC) s'est imposée comme une alternative performante aux techniques classiques telles que la commande vectorielle. Elle permet une régulation rapide du couple et du flux sans nécessiter de transformation complexe ou de modulateur PWM. Toutefois, malgré ses avantages, la DTC conventionnelle présente des limitations importantes, notamment en ce qui concerne les ondulations du couple, la fréquence de commutation irrégulière et une baisse de performance à basse vitesse ou en régime transitoire.

Pour remédier à ces insuffisances, de nombreuses recherches ont proposé des améliorations basées sur l'intégration de techniques d'intelligence artificielle et de modulation avancée. C'est dans cette perspective que s'inscrit la stratégie DTC Floue-SVM, qui combine les avantages de la logique floue — pour une prise de décision adaptative face aux incertitudes — et de la modulation vectorielle spatiale (SVM) — pour une commande plus fluide et plus stable. Cette approche hybride permet de réduire les oscillations du couple, d'améliorer la stabilité dynamique et de garantir un fonctionnement optimal même dans des conditions de conduite difficiles.

Au-delà du cas d'un moteur unique, les développements récents dans le domaine de la traction électrique s'orientent vers des architectures multi-machines associées à des convertisseurs partagés, tels que les onduleurs à cinq bras. Ces configurations permettent l'alimentation simultanée de plusieurs machines via un seul convertisseur, optimisant ainsi l'encombrement, les coûts et le rendement global du système. L'enjeu devient alors le développement de stratégies de commande capables de gérer plusieurs moteurs de manière indépendante, tout en tenant compte des contraintes spécifiques des systèmes embarqués.

Ce travail s'organise ainsi autour de quatre axes principaux :

- Dans un premier temps, la DTC classique est appliquée à un moteur synchrone à aimants permanents, afin d'en évaluer les performances et les limites dans un contexte de traction.
- Ensuite, une commande DTC optimisée, intégrant logique floue et SVM, est proposée pour améliorer la qualité de régulation du couple et du flux.
- La troisième étape s'intéresse à un système bi-machine alimenté par un onduleur à cinq bras, en explorant une architecture compacte et efficace pour des véhicules électriques à double essieu motorisé.

- Enfin, une application avancée de la commande DTC Floue-SVM est étudiée dans un système embarqué à quatre moteurs, avec modélisation dynamique du véhicule et analyse en conditions de conduite réelles.

À travers ces différentes étapes, ce mémoire vise à démontrer la pertinence et l'efficacité des stratégies de commande avancées pour les architectures de traction électrique modernes, et à contribuer à l'optimisation des performances dynamiques, énergétiques et fonctionnelles des véhicules électriques multi-motorisés.

Chapitre 01

Modélisation et Analyse de la Commande Directe de Couple d'une
Machine Synchrone à Aimants Permanents pour Applications de Traction

1.1 Introduction

Le chapitre précédent avait pour vocation de présenter en détail la chaîne de traction électrique basée sur une propulsion synchrone. Dans le présent chapitre, nous nous consacrons à l'étude approfondie d'une stratégie de commande en couple, à savoir la Commande Directe de Couple (DTC). L'objectif est d'évaluer, à travers des simulations, les performances de cette technique appliquée à un motopropulseur synchrone à aimants permanents (PMSM), alimenté par un onduleur triphasé à deux niveaux, tel qu'utilisé dans une architecture de véhicule électrique (VE).

La DTC est apparue comme une alternative performante aux méthodes classiques telles que la commande par modulation de largeur d'impulsion (PWM) et la commande vectorielle avec orientation du flux rotorique (FOC) [1-3]. Initialement développée pour les machines asynchrones ((Vas-04)), elle s'est distinguée par plusieurs atouts majeurs : une réponse dynamique très rapide du couple, une structure de commande simplifiée et un temps de traitement réduit par rapport à la commande vectorielle. Ceci est notamment rendu possible par l'absence de modulateur PWM et une faible sensibilité aux variations paramétriques du moteur, à l'exception de la résistance statorique.

Le principe fondamental de la DTC repose sur un pilotage direct du couple et du flux magnétique, par la sélection instantanée et adaptée des vecteurs de tension générés par le convertisseur d'alimentation [3]. Dans le cadre de notre étude, nous appliquons cette technique à un motopropulseur synchrone à aimants permanents, alimenté par un onduleur à deux niveaux.

Ce chapitre s'articule de la manière suivante :

- Nous débuterons par la modélisation de l'onduleur à deux niveaux, ainsi que la machine synchrone à aimants permanents.
- Ensuite, nous introduirons les bases théoriques de la commande directe de couple, en s'appuyant sur la modélisation du flux statorique et du couple électromagnétique.
- Nous aborderons également la méthode d'estimation des deux grandeurs de commande (flux et couple) ainsi que la description des comparateurs à hystérésis utilisés pour leur régulation.
- Enfin, afin d'optimiser la performance de la DTC par rapport aux travaux antérieurs, nous étudierons une table de commutation, visant à la sélection du vecteur de tension optimal pour maintenir le flux et le couple à l'intérieur de leurs bandes d'hystérésis respectives.

1.2 Modélisation du système d'entraînement électrique

1.2.1 Modélisation du moteur électrique

Dans le cadre de cette étude, nous nous concentrons sur la modélisation ainsi que sur la commande d'une machine synchrone à aimants permanents (PMSM) dont les aimants sont montés en surface du rotor, et ce sans pièces polaires spécifiques [4, 5].

Le moteur considéré est dépourvu d'amortisseurs, ce qui simplifie sa structure rotorique tout en conservant de très bonnes performances dynamiques. L'inducteur est uniquement constitué d'aimants permanents, assurant

l'excitation magnétique sans nécessiter de source de courant externe pour le rotor. Cette configuration favorise un haut rendement énergétique et réduit les pertes associées à l'excitation.

La Figure 1.1 présente le modèle électrique équivalent de la machine synchrone à aimants permanents, représenté dans le référentiel tournant[6]. Cette modélisation permet de simplifier l'analyse des équations dynamiques de la machine et est particulièrement adaptée à la conception des lois de commande avancées, telles que la commande directe de couple (DTC).

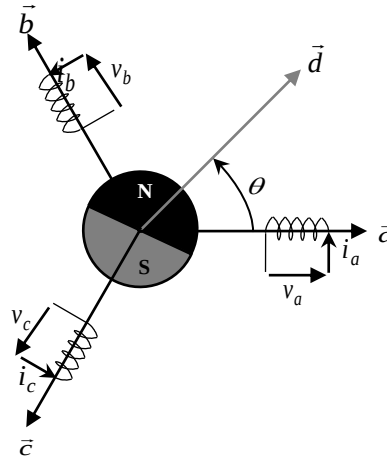


Figure 1.1 : Représentation de la MSAP dans le repère triphasé (a,b,c)

Pour modéliser le bobinage statorique, le choix du modèle dépend des phénomènes physiques que l'on souhaite représenter, comme illustré sur la Figure 1.2[6].

- Dans le cas le plus simple, lorsque les pertes sont négligées, le stator d'une phase est modélisé par une simple inductance (Figure 1.2-a).
- Lorsque l'on souhaite prendre en compte les pertes par effet Joule, une résistance série est ajoutée à l'inductance (Figure 1.2-b), traduisant la dissipation énergétique dans les conducteurs du bobinage.
- Pour considérer les pertes fer, généralement liées à l'hystérésis et aux courants de Foucault dans le matériau magnétique, une résistance parallèle est insérée par rapport à l'inductance (Figure 1.2-c).
- Enfin, si l'on souhaite modéliser simultanément les pertes Joule et les pertes fer, la représentation complète consiste à associer en série deux sous-systèmes : d'une part une résistance représentant les pertes Joule, et d'autre part un ensemble formé par l'inductance en parallèle avec la résistance des pertes fer (Figure 1.2-d).

Cette approche progressive permet d'adapter la complexité du modèle statorique en fonction du niveau de précision requis pour la simulation et l'analyse du comportement de la machine.

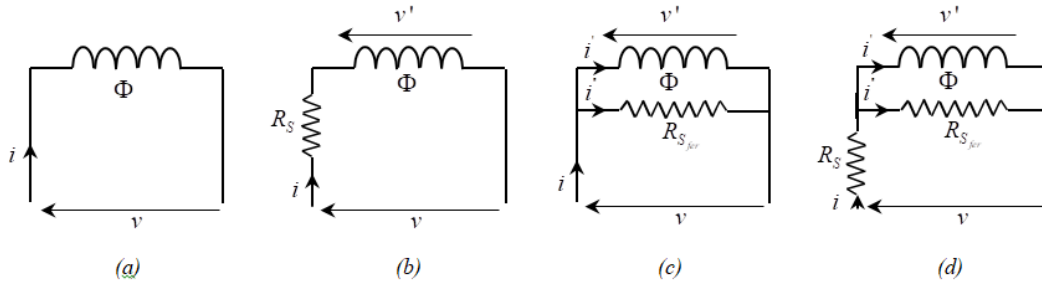


Figure 1.2 : Les différentes modélisations possibles pour le stator d'une MSAP

Étant donné que la perméabilité magnétique des aimants permanents est très proche de celle de l'air, leur modélisation peut se faire par l'association d'une source de courant et d'une inductance couplée à la bobine fictive alignée avec l'axe d.

Dans le cadre de la machine à aimants permanents, le flux magnétique rotorique est ainsi représenté comme celui qui serait généré par un bobinage rotorique alimenté par une source de courant constante, comme illustré sur la Figure 1.3. Il est important de noter que, dans cette modélisation, le courant rotorique équivalent reste indépendant des variations du flux statorique, ce qui reflète bien le comportement physique réel des aimants, insensibles aux perturbations des champs générés par le stator.

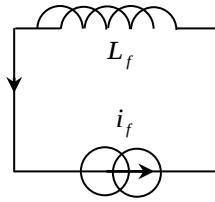


Figure 1.3: Modélisation du rotor d'une machine synchrone à aimant permanent

Le moteur synchrone à aimants permanents (MSAP) est constitué, au niveau du stator, d'un enroulement triphasé, réparti suivant trois axes notés (a, b, c) déphasés de 120° électriques les uns par rapport aux autres, comme représenté sur la Figure 1.4. Quant au rotor, il est équipé d'aimants permanents qui assurent son excitation sans nécessiter d'alimentation électrique externe.

Selon la disposition des aimants permanents, deux grandes configurations de rotors peuvent être distinguées :

- Dans la première configuration, illustrée en Figure 1.4 (a), les aimants sont montés en surface du rotor. Cette architecture confère au moteur un entrefer uniforme, caractéristique d'un rotor lisse, pour lequel les inductances statoriques restent constantes et indépendantes de la position du rotor.
- Dans la seconde configuration, montrée en Figure 1.4 (b), les aimants sont intégrés à l'intérieur de la masse rotorique. Cette conception génère un entrefer non uniforme dû à l'effet de saillance, rendant les inductances fortement dépendantes de la position angulaire du rotor.

Par ailleurs, il convient de noter que le diamètre du rotor est généralement plus faible dans la première configuration que dans la seconde, ce qui entraîne une réduction de l'inertie. Cette caractéristique rend le rotor de surface particulièrement adapté aux applications nécessitant des réponses rapides, comme l'entraînement de charges dynamiques.

Quant au stator, il conserve une structure classique semblable à celle des machines à courant alternatif conventionnelles, comme représenté à nouveau sur la Figure 1.4 [5, 6].

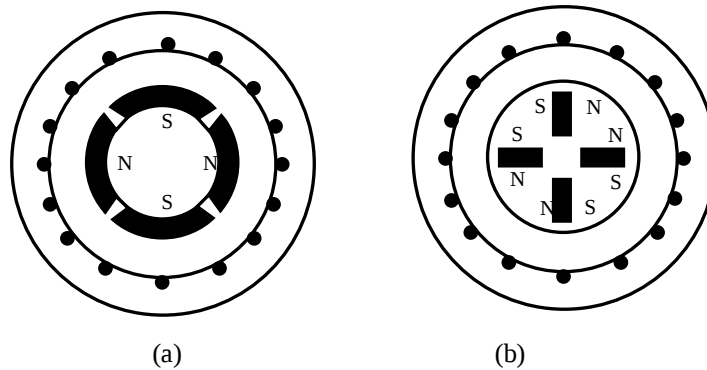


Figure 1.4: Rotors de machines synchrones à aimants permanents

On distingue généralement quatre grandes catégories de machines synchrones :

- Machine synchrone à rotor bobiné avec entrefer lisse ($L_d = L_q$), caractérisée par un rotor uniforme sans variation d'inductance selon la position ;
- Machine synchrone à rotor bobiné avec pôles saillants ($L_d > L_q$), où l'effet de saillance induit une variation de l'inductance en fonction de la position du rotor ;
- Machine synchrone à aimants permanents enterrés dans le rotor ($L_d < L_q$), permettant notamment d'atteindre des vitesses de rotation élevées grâce à une meilleure tenue mécanique ;
- Machine synchrone à aimants permanents montés en surface du rotor sans pièces polaires ($L_d = L_q$), offrant un entrefer homogène et une faible inertie favorable aux réponses rapides.

Dans le cadre de notre étude, nous avons opté pour la quatrième catégorie, à savoir la machine synchrone à aimants permanents montés en surface du rotor, en raison de ses avantages en termes de simplicité de construction, de contrôle, et de performance dynamique.

1.2.1.1 Problématique de la modélisation

Le modèle des machines à courant alternatif (CA) est nettement plus complexe que celui des machines à courant continu (CC), et la commande associée devient donc plus sophistiquée. Cela s'explique par plusieurs caractéristiques propres aux machines à courant alternatif [5][6] :

- Les grandeurs électriques sont alternatives, avec des fréquences variables ou fixes, ce qui introduit une dynamique supplémentaire dans le contrôle ;
- Le degré de complexité du système électromécanique est généralement plus élevé, comparé à celui des systèmes basés sur des machines à courant continu ;
- Le système est non linéaire, avec des coefficients variables, et des entrées et sorties multiples, rendant l'analyse et la commande plus complexes.

Pour étudier et modéliser les machines synchrones, nous avons la possibilité d'utiliser une représentation dans un repère diphasé. Cela peut se faire soit dans le repère du rotor, à l'aide de la transformée de Park, soit dans le repère du stator, à l'aide de la transformée de Concordia.

En prenant en compte la représentation de la machine et en appliquant certaines hypothèses simplificatrices, nous pouvons formuler les hypothèses suivantes :

- Le circuit magnétique est supposé non saturé et parfaitement feuilleté, ce qui signifie qu'il ne présente pas de phénomènes de saturation ;
- L'effet d'encoche est négligeable, ce qui simplifie l'analyse du champ magnétique ;
- L'entrefer (espace entre le rotor et le stator) est supposé d'une épaisseur uniforme, facilitant ainsi les calculs ;
- L'induction magnétique dans l'entrefer est supposée sinusoïdale, ce qui permet d'approximer le comportement du champ magnétique ;
- Les harmoniques d'encoche et les espaces d'encoche sont ignorés, réduisant la complexité du modèle ;
- Les phénomènes d'hystérésis et l'effet de peau (concentration du courant à la surface du conducteur) sont considérés comme négligeables.

Le modèle mathématique du moteur synchrone à aimants permanents (MSAP) suit une structure similaire à celui de la machine synchrone classique, avec quelques ajustements spécifiques en raison de la présence des aimants permanents dans le rotor. Il peut être exprimé par les équations différentielles suivantes [6]:

Équation de la tension statorique :

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

Avec

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

avec v_{abc} , i_{abc} et Φ_{abc} représentent respectivement les tensions de phases statoriques, les courants de phases statoriques et les flux totaux induits par les courants statoriques. R_s Désigne quant à elle la résistance d'une phase du stator.

Équation du flux :

Les flux totaux induits par les courants statoriques Φ_{abc} sont exprimés par :

$$[\Phi_{abc}] = [L][i_{abc}] + [\Phi_f] \quad (1.2)$$

Avec

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

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

En remplaçant l'équation (1.2) dans l'équation (1.1), on obtient :

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

1.2.1.2 Modèle de Concordia de la MSAP

Ce modèle mathématique est fondamental pour la **commande directe de couple (DTC)** du MSAP, où l'objectif est de réguler le couple et le flux statorique en temps réel.

La transformation de Concordia est définie comme suit :

$$[X_{\alpha\beta}] = [C][X_{abc}] \quad (1.4)$$

Avec :

$$[C] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (1.5)$$

Et

$$[C]^{-1} = [C]^T \quad (1.6)$$

En appliquant la transformation (1.4) au système (1.1), on aura le modèle de la MSAP dans le repère $(\alpha\beta)$

- *Equations de tensions*

$$\begin{cases} v_{s\alpha} = R_s i_{s\alpha} + L_s \frac{di_{s\alpha}}{dt} - \omega_m \Phi_f \sin \theta \\ v_{s\beta} = R_s i_{s\beta} + L_s \frac{di_{s\beta}}{dt} + \omega_m \Phi_f \cos \theta \end{cases} \quad (1.7)$$

- *Equations de flux*

$$\begin{cases} \Phi_{s\alpha} = L_s i_{s\alpha} + \Phi_f \cos \theta \\ \Phi_{s\beta} = L_s i_{s\beta} + \Phi_f \sin \theta \end{cases} \quad (1.8)$$

- *Equations du couple électromagnétique*

$$C_{em} = \frac{3}{2} p (\Phi_{s\alpha} i_{s\beta} - \Phi_{s\beta} i_{s\alpha}) \quad (1.9)$$

L'équation électromécanique est exprimée par :

$$J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega = C_{em} - C_r \quad (1.10)$$

Où :

$$\omega_m = p\Omega \quad (1.11)$$

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

La Figure 1.5 présente le schéma du bloc de simulation de la machine synchrone à aimants permanents (MSAP) dans le repère α - β , réalisé sous le logiciel MATLAB/Simulink.

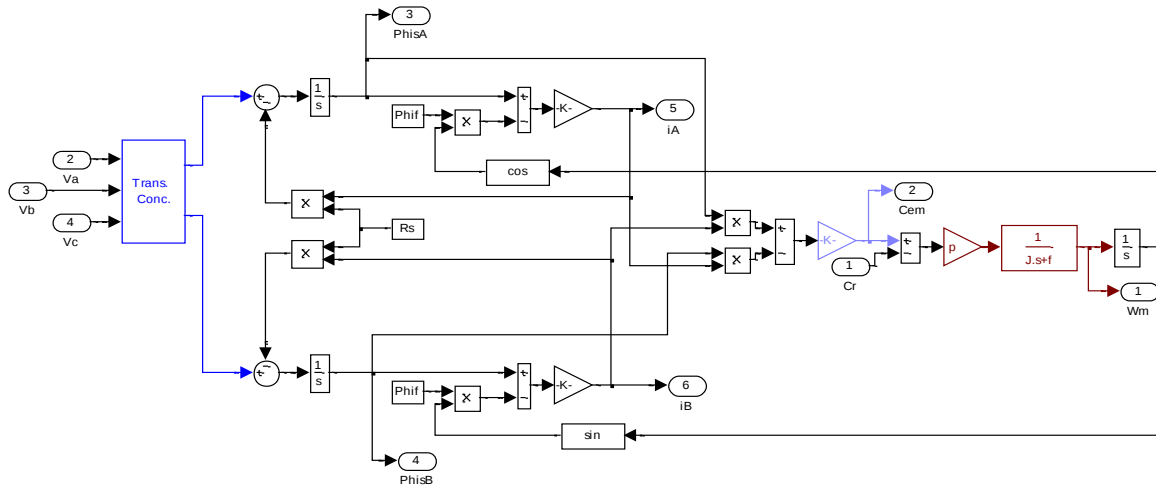


Figure 1.5 : Bloc de simulation de la MSAP dans le repère α - β .

1.2.2 Modélisation de la source d'énergie

Dans notre étude, la source d'énergie considérée est une batterie d'accumulateurs, destinée à fournir l'énergie électrique nécessaire au fonctionnement du véhicule, avec la possibilité de récupérer de l'énergie lors des phases de freinage. De nature continue, cette source est constituée par l'association en série et/ou en parallèle de cellules élémentaires. La gestion de l'énergie dans un système embarqué revêt une importance capitale, en particulier pour les véhicules électriques, où l'énergie disponible devient une contrainte majeure d'optimisation. Un paramètre clé pour le pilotage et la sécurité du système est la connaissance précise de l'état de charge (State of Charge, SoC) de chaque cellule, car il détermine le "niveau" du réservoir énergétique que constitue la batterie. La capacité à estimer correctement cet état de charge est indispensable pour évaluer l'autonomie restante et assurer que le véhicule puisse mener à bien sa mission.

Divers modèles de batteries sont proposés dans la littérature [7], certains intégrant la dépendance de leurs paramètres (résistances, capacités, etc.) vis-à-vis de l'état de charge et de la température de fonctionnement. Ces modèles peuvent varier considérablement en termes de complexité. Cependant, afin de simplifier la modélisation dans le cadre de notre travail, nous avons retenu une approche minimaliste : la batterie sera modélisée par une source de tension continue idéale, ce qui permet de se concentrer sur l'analyse globale du système de traction sans alourdir inutilement le modèle.

1.2.3 Modélisation du convertisseur d'énergie électrique

Dans la chaîne de traction électrique, les onduleurs triphasés jouent un rôle fondamental en assurant la conversion de l'énergie issue de la source continue vers une alimentation alternative adaptée aux besoins du moteur de traction. Le schéma de principe du circuit de puissance est illustré à la Figure 1.6. Chaque phase de l'onduleur est constituée de deux IGBT (Transistors Bipolaires à Grille Isolée) associés chacun à une diode antiparallèle.

Le mode de commande est tel que les deux IGBT d'un même bras ne peuvent jamais être simultanément bloqués, afin de garantir une continuité du courant vers la charge — autrement dit, l'alimentation du moteur ne subit aucune interruption. Pour la modélisation de cet onduleur, nous avons adopté une approche dite à topologie variable.

Dans cette méthode, les composants semi-conducteurs sont représentés de manière idéalisée, chacun étant modélisé comme un interrupteur parfait avec seulement deux états : fermé (état "1") ou ouvert (état "0"). Cette simplification permet de faciliter l'analyse du comportement du système sans s'encombrer de la complexité des caractéristiques dynamiques réelles des dispositifs de commutation[7].

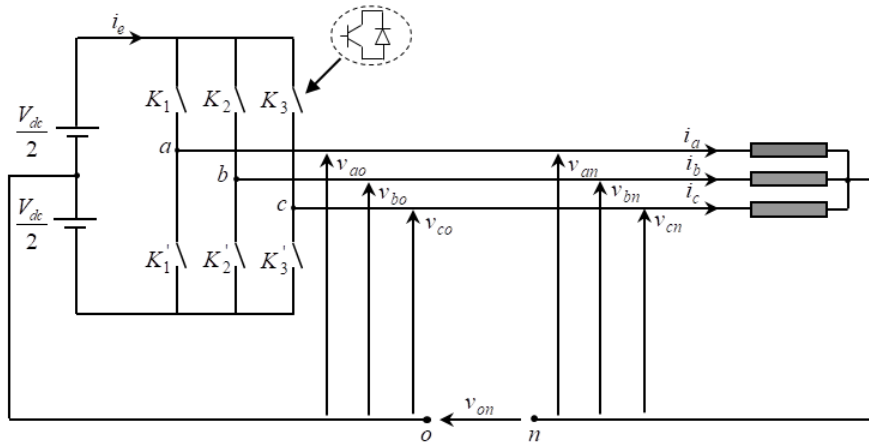


Figure 1.6 : Schéma de principe de l'onduleur de tension

Les tensions aux bornes des trois phases, en fonction des tensions entre phases et des points milieux des bras de l'onduleur, s'expriment comme suit :

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ao} \\ v_{bo} \\ v_{co} \end{bmatrix} \quad (1.12)$$

Les tensions entre phases et aux points milieux des bras de l'onduleur, en fonction des états des interrupteurs, s'expriment de la manière suivante :

$$v_i - v_o = \begin{cases} +\frac{V_{dc}}{2} & \text{si } K_i : \text{fermé} \\ -\frac{V_{dc}}{2} & \text{si } K_i' : \text{fermé} \end{cases} \quad \text{avec: } i = a, b, c \quad (1.13)$$

Les tensions appliquées aux bornes de la machine (en sortie de l'onduleur), en fonction des états de commutation des interrupteurs, sont exprimées par :

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (1.14)$$

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

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

La Figure 1.7 illustre le modèle Simulink de l'onduleur de tension à deux niveaux.

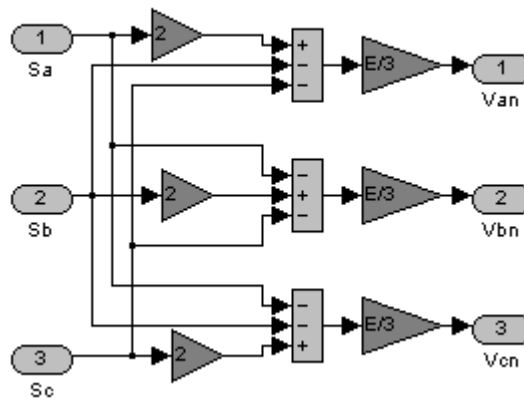


Figure 1.7 : Modèle simulink de l'onduleur de tension à deux niveaux

La modélisation de la machine synchrone à aimants permanents, ainsi que celle de son alimentation par un onduleur triphasé à deux niveaux, constitue une étape essentielle pour la mise en œuvre de différentes stratégies de commande, parmi lesquelles la commande directe du couple, qui sera développée dans la section suivante.

1.3 Commande directe du couple d'une machine synchrone à aimants permanents

1.3.1 Principe de la commande directe du couple[7]

Dans le cadre de la commande directe du couple (DTC), le vecteur de tension de référence $\vec{V}_s$ est fourni par un onduleur de tension. La gestion de cet onduleur repose sur les états des interrupteurs qui le composent. Chaque interrupteur peut adopter deux états : un état "1" lorsqu'il est fermé, et un état "0" lorsqu'il est ouvert. L'objectif de cette commande est de contrôler de manière directe le couple moteur, en ajustant les tensions appliquées à la machine en fonction de ces états d'interrupteur.

En utilisant la transformation de Concordia (voir l'équation 1.4), il devient possible de représenter le vecteur de tension $\vec{V}_s$ dans un repère tournant. Cette représentation permet d'écrire le vecteur de tension sous une forme simplifiée, facilitant ainsi son utilisation pour la commande. En d'autres termes, la transformation de Concordia

permet de décomposer et de contrôler efficacement les composants de la tension statorique, optimisant ainsi la régulation du couple en temps réel[7].

$$V_s = \sqrt{\frac{2}{3}}E[S_a + aS_b + a^2S_c] \quad (1.15)$$

avec : $a = e^{j\frac{2\pi}{3}}$

Les combinaisons des trois grandeurs S_a , S_b et S_c permettent de générer huit positions possibles pour le vecteur de tension $\vec{V}_s$, dont deux sont égales à zéro. Le Tableau 1.1 présente les vecteurs de tension accessibles en fonction des états des interrupteurs, tandis que la Figure 1.8 illustre graphiquement ces vecteurs de tension dans le plan (α, β) . Ces configurations sont essentielles pour le contrôle précis du couple, car elles permettent d'ajuster les tensions appliquées à la machine synchrone à aimants permanents en fonction des besoins du système.

S_a	S_b	S_c	v_{ao}	v_{bo}	v_{co}	v_{an}	v_{bn}	v_{cn}	$v_{s\alpha}$	$v_{s\beta}$	$\vec{V}_s$
0	0	0	$-\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	0	0	0	0	0	$\vec{V}_0$
1	0	0	$+\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	$+\frac{2E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	$+\frac{\sqrt{2}E}{\sqrt{3}}$	0	$\vec{V}_1$
1	1	0	$+\frac{E}{2}$	$+\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	$+\frac{E}{3}$	$+\frac{E}{3}$	$-\frac{2E}{3}$	$+\frac{E}{\sqrt{6}}$	$+\frac{E}{\sqrt{2}}$	$\vec{V}_2$
0	1	0	$-\frac{E}{2}$	$+\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{3}$	$+\frac{2E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	$-\frac{E}{\sqrt{6}}$	$+\frac{E}{\sqrt{2}}$	$\vec{V}_3$
0	1	1	$-\frac{E}{2}$	$+\frac{E}{2}$	$+\frac{E}{2}$	$-\frac{2E}{3}$	$+\frac{E}{3}$	$+\frac{E}{3}$	$-\frac{\sqrt{2}E}{\sqrt{3}}$	0	$\vec{V}_4$
0	0	1	$-\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	$+\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	$+\frac{2E}{3}$	$-\frac{E}{\sqrt{6}}$	$-\frac{E}{\sqrt{2}}$	$\vec{V}_5$
1	0	1	$+\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	$+\frac{E}{2}$	$+\frac{E}{3}$	$-\frac{2E}{3}$	$+\frac{E}{3}$	$+\frac{E}{\sqrt{6}}$	$-\frac{E}{\sqrt{2}}$	$\vec{V}_6$
1	1	1	$+\frac{E}{2}$	$+\frac{E}{2}$	$+\frac{E}{2}$	0	0	0	0	0	$\vec{V}_7$

Tableau 1.1 : Détermination des vecteurs de tension de référence selon les états des interrupteurs.

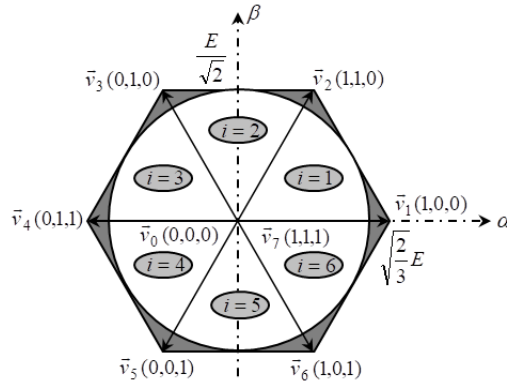


Figure 1.8 : Représentation du polygone de commutation.

1.3.1.1 Contrôle du flux statorique de la machine

En s'appuyant sur le modèle de la machine synchrone à aimants permanents exprimé dans un repère fixe lié au stator (α - β), ainsi que sur la relation de la tension statorique, le comportement du flux statorique peut être décrit par l'équation électrique suivante :

$$\begin{cases} \Phi_{s\alpha} = \int_0^t (v_s - R_s i_{s\alpha}) dt \\ \Phi_{s\beta} = \int_0^t (v_s - R_s i_{s\beta}) dt \end{cases} \quad (1.16)$$

En supposant que la commande des interrupteurs de l'onduleur est mise à jour à chaque période de commande (ou d'échantillonnage) notée T_e , et en considérant que les états des interrupteurs S_a , S_b et S_c , et demeurent inchangés au cours de cette période, l'évolution du flux peut être obtenue par une discrétisation de l'équation précédente. En utilisant la méthode d'intégration numérique des rectangles, on parvient alors à exprimer l'échantillon du flux statorique sous la forme suivante :

$$\begin{cases} \Phi_{s\alpha}(k+1) = \Phi_{s\alpha}(k) + (v_s(k) - R_s i_{s\alpha}(k))T_e \\ \Phi_{s\beta}(k+1) = \Phi_{s\beta}(k) + (v_s(k) - R_s i_{s\beta}(k))T_e \end{cases} \quad (1.17)$$

Cette relation peut également être reformulée de manière vectorielle :

$$\vec{\Phi}_s(k+1) = \vec{\Phi}_s(k) + (\vec{V}_s(k) - R_s \vec{I}_s(k))T_e \quad (1.18)$$

Dans le cas particulier où la contribution du terme résistif ($R_s \vec{I}_s$) peut être considérée comme négligeable — hypothèse justifiée notamment pour les machines fonctionnant à grande vitesse —, l'équation du flux statorique se simplifie davantage.

$$\vec{\Phi}_s(k+1) = \vec{\Phi}_s(k) + \vec{V}_s(k)T_e \quad (1.19)$$

Cette relation met en évidence qu'en appliquant à la machine un vecteur tension constant et non nul, l'extrémité du vecteur flux statorique $\vec{\Phi}_s$ se déplace dans la même direction que celle du vecteur tension statorique $\vec{V}_s$. En d'autres termes, le flux statorique $\vec{\Phi}_s$ évolue le long d'une trajectoire rectiligne dont l'axe est colinéaire à celui du vecteur de tension imposé par l'onduleur de tension à la machine. Ce phénomène est illustré par la Figure 1.9. Le déplacement du vecteur de flux statorique est réalisé par l'application successive des vecteurs de tension générés par l'onduleur de tension. En fonction du vecteur appliqué, il est possible d'influencer l'amplitude du flux statorique, comme illustré à la Figure 1.9. Ainsi, en sélectionnant judicieusement le vecteur de tension statorique à chaque intervalle de temps correspondant à la période d'échantillonnage T_e , l'extrémité du vecteur flux peut être contrainte à suivre une trajectoire quasi circulaire, tout en maintenant son module proche d'une valeur de référence constante. Cette stratégie est illustrée à la Figure 1.10, où l'on considère une machine synchrone à aimants permanents alimentée par un onduleur de tension à deux niveaux. Le contrôle du flux est assuré à l'intérieur d'une bande d'hystérésis centrée autour du flux de référence.

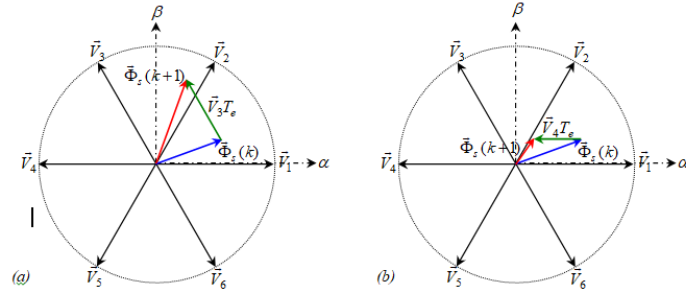


Figure 1.9 : Déplacement du vecteur de flux statorique sous l'action du vecteur de tension appliqué : (a) augmentation ; (b) diminution du module du flux statorique.

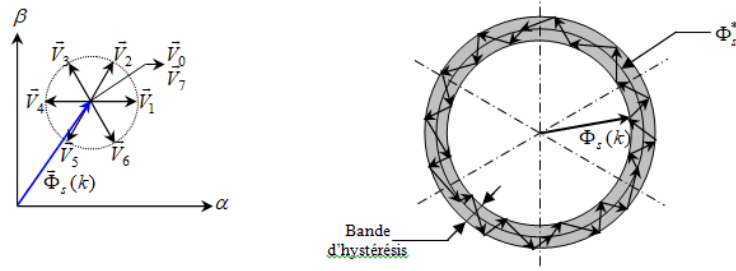


Figure 1.10 : Trajectoire du flux statorique

De manière générale, pour ajuster l'amplitude du flux statorique — soit en l'augmentant soit en la diminuant — dans chaque secteur du plan (α, β) , on s'appuie sur la représentation généralisée présentée à la Figure 1.11. Dans un secteur k donné et pour un sens de rotation positif :

- Pour **augmenter** l'amplitude du flux statorique, il convient d'appliquer l'un des vecteurs V_k , V_{k+1} et V_{k-1} .
- Pour **réduire** l'amplitude du flux statorique, on applique l'un des vecteurs V_{k+2} , V_{k+3} et V_{k-2} .

Ce comportement s'explique par le fait que les vecteurs (V_k, V_{k+1}, V_{k-1}) possèdent une composante $V_{s\alpha}$ positive, ce qui a pour effet d'augmenter le flux statorique. À l'inverse, les vecteurs $(V_{k+2}, V_{k+3}, V_{k-2})$ ont une composante $V_{s\alpha}$ négative, entraînant une diminution du flux.

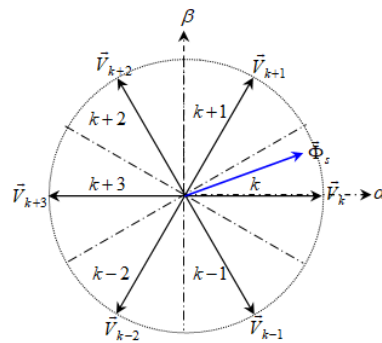


Figure 1.11 : Secteurs discrets et vecteurs tension d'un onduleur à 2 niveaux.

1.3.1.2 Contrôle du couple électromagnétique de la machine

Le couple électromagnétique développé par la machine peut être exprimé en fonction des flux statorique et rotorique selon la relation suivante ((Zha-06)) :

$$C_{em} = K_c I_m [\vec{\Phi}_s, \vec{\Phi}_r^*] \quad (1.20)$$

où $\vec{\Phi}_r^*$ désigne le conjugué du flux statorique $\vec{\Phi}_r$, et K_c est une constante dépendant des paramètres caractéristiques de la machine :

$$K_c = \frac{3}{2} \frac{p}{L_s} \quad (1.21)$$

Ainsi, le couple électromagnétique peut également être formulé sous la forme suivante :

$$C_{em} = K_c \Phi_s \Phi_r \sin(\gamma) \quad (1.22)$$

où γ représente l'angle entre le vecteur de flux statorique et celui de flux rotorique.

La commande du couple repose donc sur le contrôle précis de la rotation du vecteur flux statorique. La Figure 1.12 illustre l'évolution du couple électromagnétique en fonction de l'application de deux vecteurs de tension distincts, lesquels induisent une rotation du flux statorique dans des sens opposés. Dans cette représentation, le sens trigonométrique est considéré comme le sens de rotation positif.

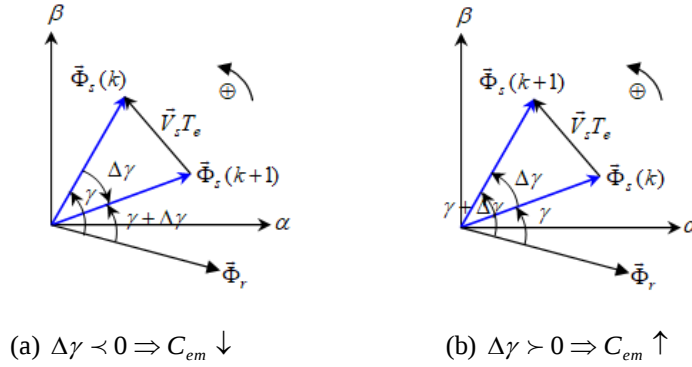


Figure 1.12 : Modification du couple électromagnétique sous l'effet du vecteur de tension appliqué

1.3.1.3 Sélection du vecteur tension $\vec{V}_s$

Afin de maintenir constante l'amplitude du flux statorique, il est nécessaire que l'extrémité du vecteur flux suive une trajectoire de type circulaire. Pour atteindre cet objectif, le vecteur de tension appliqué devrait idéalement rester perpendiculaire au vecteur de flux. Toutefois, comme l'onduleur ne peut générer que huit vecteurs de tension distincts, une légère variation de l'amplitude du flux doit être tolérée, cette variation étant contenue dans une bande d'hystérésis prédéfinie.

La sélection du vecteur de tension approprié $\vec{V}_s$ dépend à la fois de l'ajustement souhaité du module du flux statorique au sein de sa bande d'erreur, et de la correction nécessaire du couple électromagnétique, également dans sa bande d'erreur respective. Pour faciliter cette sélection, le plan de l'espace statorique $\vec{\Phi}_s$ est généralement subdivisé en six secteurs angulaires symétriques, définis par les directions principales des vecteurs de tension actifs, comme illustré sur la Figure 1.13.

Lorsque la position du vecteur flux statorique se situe dans un secteur donné i , les variations souhaitées du flux et du couple sont obtenues en choisissant l'un des quatre vecteurs de tension non nuls spécifiquement associés à ce secteur, conformément aux indications du Tableau 1.2. À noter que la notation $\vec{V}_{i-1}$ fait référence au vecteur de tension associé au secteur précédent.

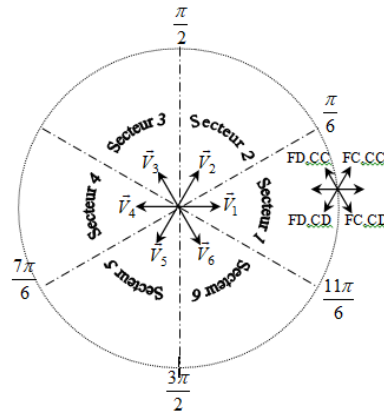


Figure 1.13 : Influence des vecteurs de tension sur l'évolution du flux et du couple électromagnétique.
FC : Flux croît, FD : Flux décroît, CC : Couple croît, CD : Couple décroît.

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

Tableau 1.2 : Table de sélection générale pour la commande directe du couple

1.4 Modélisation de la commande directe du couple

La **Figure 1.14** présente le schéma bloc de la commande directe du couple pour une machine synchrone à aimants permanents, alimentée par un onduleur de tension à deux niveaux qui repose sur une structure de commande sans boucle de régulation de courant[7]. L'objectif est de contrôler directement le **couple électromagnétique** et le **flux statorique** sans recourir à un découplage vectoriel complexe.

Le fonctionnement global peut être détaillé comme suit :

1. Boucle de régulation de vitesse :

- La **vitesse réelle** de la machine est mesurée à l'aide d'un capteur ou estimée.
- Cette vitesse est comparée à une **vitesse de référence** imposée par l'utilisateur ou le profil de mission.
- L'**erreur de vitesse** obtenue est injectée dans un **régulateur de vitesse** (généralement un régulateur PI), dont la sortie fournit la **consigne de couple électromagnétique** désirée.

2. Estimation des grandeurs électriques :

- Les **tensions** et **courants** statoriques mesurés sont utilisés pour estimer :
 - Le **flux statorique** (par intégration de la tension statorique, en tenant compte de la résistance statorique).
 - Le **couple électromagnétique** développé par la machine, en fonction du flux et du courant.

3. Comparaison des flux et du couple :

- Le **flux statorique estimé** est comparé à une **valeur de flux de référence** imposée pour assurer un fonctionnement optimal de la machine.

- De même, le **couple électromagnétique estimé** est comparé au **couple de consigne** provenant du régulateur de vitesse.
- 4. **Utilisation de comparateurs à hystérésis :**
 - Deux **comparateurs à hystérésis** sont utilisés :
 - L'un pour contrôler l'erreur sur le flux statorique.
 - L'autre pour contrôler l'erreur sur le couple électromagnétique.
 - Ces comparateurs génèrent des signaux binaires qui indiquent si l'on doit **augmenter** ou **diminuer** respectivement le flux et le couple.
- 5. **Identification du secteur :**
 - La position angulaire du **flux statorique** est estimée pour identifier le **secteur** (parmi six secteurs dans le plan α - β) dans lequel se situe le vecteur flux.
 - Cette information est nécessaire pour déterminer le vecteur tension optimal.
- 6. **Sélection du vecteur tension :**
 - À partir des sorties des comparateurs à hystérésis et de l'information sur le secteur, une **table de commutation** permet de choisir le **vecteur tension** à appliquer.
 - Ce vecteur tension est appliqué par l'onduleur à travers la commande des interrupteurs (IGBTs).
- 7. **Commande de l'onduleur :**
 - Les états des interrupteurs de l'onduleur sont adaptés pour générer le vecteur tension sélectionné.
 - Cela assure en temps réel la correction du flux et du couple afin qu'ils restent à l'intérieur de leurs bandes d'hystérésis respectives.

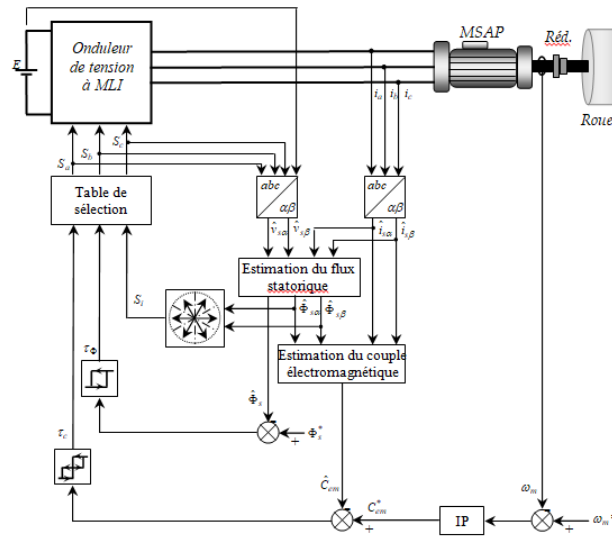


Figure 1.14 : Schéma fonctionnel de la commande directe du couple d'une MSAP avec boucle de régulation de vitesse[7].

1.4.1 Sélection du vecteur tension

1.4.1.1 Estimation du flux statorique

L'amplitude du flux statorique est déterminée à partir de ses composantes ortho $\Phi_{s\alpha}$ et $\Phi_{s\beta}$, calculées selon l'équation suivante :

$$\Phi_s = \sqrt{\Phi_{s\alpha}^2 + \Phi_{s\beta}^2} \quad (1.23)$$

Les composantes $\Phi_{s\alpha}$ et $\Phi_{s\beta}$ sont estimées à l'aide de l'équation (1.16), qui repose sur la connaissance du **vecteur courant statorique** $i_{s\alpha}$ et $i_{s\beta}$ et du **vecteur tension statorique** $v_{s\alpha}$ et $v_{s\beta}$.

Les courants $i_{s\alpha}$ et $i_{s\beta}$ sont obtenus par transformation de Concordia ($\alpha\beta$) appliquée aux courants triphasés mesurés i_{sa} , i_{sb} et i_{sc} :

$$\begin{cases} i_{s\alpha} = \sqrt{\frac{3}{2}} i_{sa} \\ i_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} (i_{sb} - i_{sc}) \end{cases} \quad (1.24)$$

Quant aux tensions $v_{s\alpha}$ et $v_{s\beta}$, elles sont déduites de l'état des interrupteurs de l'onduleur, en tenant compte de la tension du bus continu.

$$\begin{cases} v_{s\alpha} = \sqrt{\frac{3}{2}} E \left[S_a - \frac{1}{2} (S_b + S_c) \right] \\ v_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} E (S_b - S_c) \end{cases} \quad (1.25)$$

2.4.1.2 Estimation du position vecteur flux

Afin de sélectionner le vecteur de tension le plus adapté à appliquer à la machine, il est indispensable de localiser la position du vecteur flux statorique dans l'un des six secteurs du plan (α, β), comme illustré sur la Figure 1.15. La méthode classique de détermination de cette position repose sur le calcul de l'angle θ_s du vecteur flux, obtenu par l'arctangente de ses composantes $\Phi_{s\alpha}$ et $\Phi_{s\beta}$, selon l'équation suivante :

$$\theta_s = \arctg \left(\frac{\Phi_{s\beta}}{\Phi_{s\alpha}} \right) \quad (1.26)$$

Cependant, le calcul précis de cet angle est coûteux en temps de traitement, ce qui peut être pénalisant pour des applications temps réel telles que la commande directe du couple (DTC). Heureusement, dans la DTC, il n'est pas nécessaire de connaître la valeur exacte de θ_s . Il suffit simplement de déterminer dans quel secteur évolue le vecteur flux statorique pour choisir correctement le vecteur de tension à appliquer.

La méthode adoptée consiste en deux étapes :

- **Premièrement**, on identifie le quadrant dans lequel se trouve le vecteur flux en se basant sur les signes des composantes $\Phi_{s\alpha}$ et $\Phi_{s\beta}$, comme illustré par la Figure 1.16.
- **Deuxièmement**, trois tests simples sont effectués localise le secteur d'appartenance en comparant $\Phi_{s\alpha}$ à $\Phi_{s\alpha \max}$ et $\Phi_{s\beta}$ à $\Phi_{s\beta \max}$. Ensuite, une table logique permet de déterminer le secteur cherché.

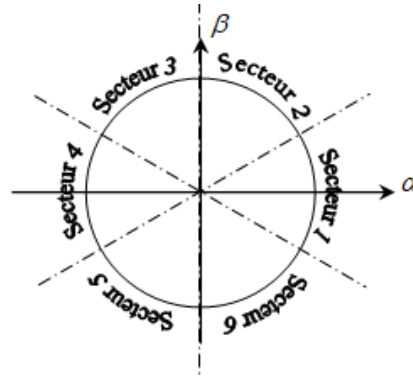


Figure 1.15 : Division du cercle trigonométrique en six zones

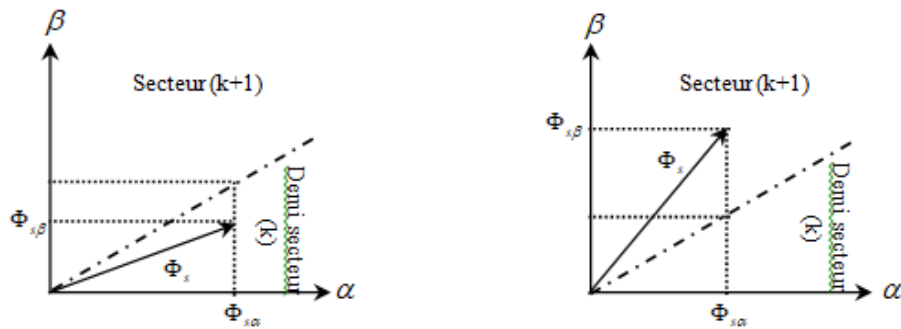


Figure 1.16 : Estimation du secteur d'appartenance du vecteur flux

Le Tableau 1.3 présente les quatre configurations permettant d'identifier le quadrant dans lequel évolue le vecteur flux statorique.

Signe de $\Phi_{s\alpha}$	Signe de $\Phi_{s\beta}$	Quadrant
+	+	1
-	+	2
-	-	3
+	-	4

Tableau 1.3 : Détermination de la position du vecteur flux statorique dans l'un des quatre quadrants du plan

(α , β)

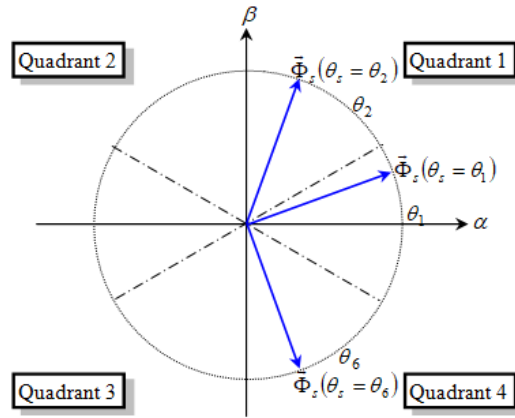
$$\begin{cases} \Phi_{s\alpha} = \Phi_s \cos(\theta_s) \\ \Phi_{s\beta} = \Phi_s \sin(\theta_s) \end{cases} \quad (1.27)$$

Le maximum du demi secteur est de 30° , dans cette condition on a :

$$\begin{cases} \Phi_{s\alpha \max} = \frac{\sqrt{3}}{2} \Phi_s \\ \Phi_{s\beta \max} = \frac{1}{2} \Phi_s \end{cases} \quad (1.28)$$

Dans le cas illustré par la Figure 1.17, l'estimation des positions θ_1 , θ_2 et θ_6 peut être réalisée en appliquant le test comportemental suivant.

La localisation de $\vec{\Phi}_s$ dans l'intervalle $((0, 2\pi))$ est récapitulée dans le Tableau 1.4. Le numéro correspondant au secteur de position du vecteur flux statorique peut ensuite être déterminé en s'appuyant sur la Figure 1.13.


 Figure 1.17 : Exemple de l'estimation de θ_1 , θ_2 et θ_6

		θ_s
$\Phi_{s\alpha} > 0$	$\Phi_{s\beta} > 0$	$\arctan(\Phi_{s\beta} / \Phi_{s\alpha})$
	$\Phi_{s\beta} < 0$	$\arctan(\Phi_{s\beta} / \Phi_{s\alpha}) + 2\pi$
$\Phi_{s\alpha} < 0$		$\arctan(\Phi_{s\beta} / \Phi_{s\alpha}) + \pi$
C_{em}	Croît	$\pi / 2$
	Décroît	$3\pi / 2$

 Tableau 1.4 : Position du flux statorique dans l'intervalle $[0, 2\pi]$

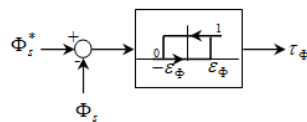
1.4.2 Comparateurs à hystérésis

1.4.2.1 Comparateurs à hystérésis du flux

Le contrôle du module du flux statorique repose sur l'utilisation d'un comparateur à hystérésis à deux niveaux, comme illustré à la Figure 1.18. Le signal de sortie de ce comparateur, noté τ_Φ , peut prendre deux états logiques (1 ou 0) selon les situations suivantes :

- Si l'erreur de flux est positive, cela indique qu'il est nécessaire d'augmenter le flux ; dans ce cas, $\tau_\Phi = 1$;
- Si l'erreur de flux est négative, il convient alors d'affaiblir le flux ; dans ce cas, $\tau_\Phi = 0$.

La largeur de la bande d'hystérésis est déterminée en fonction de l'intervalle de commande des interrupteurs, lui-même fixé en tenant compte de la fréquence de commutation souhaitée pour les interrupteurs de l'onduleur.



$\tau_\Phi = 1$: augmentation du flux

$\tau_\Phi = 0$: diminution du flux

Figure 1.18 : Principe de réglage du flux statorique

1.4.2.2 Comparateurs à hystérésis du couple

Pour le contrôle du couple électromagnétique de la machine, il existe deux types de comparateurs à hystérésis, qui varient en fonction de la dynamique de contrôle souhaitée :

- **Comparateur à hystérésis à deux niveaux** (Figure 1.19-a) : Ce comparateur est utilisé lorsque le moteur doit être contrôlé dans un seul sens de rotation. Il permet de maintenir le couple dans une plage de variation prédéfinie en agissant uniquement dans un sens de rotation.
- **Comparateur à hystérésis à trois niveaux** (Figure 1.19-b) : Ce comparateur est employé pour permettre un contrôle bidirectionnel du moteur, c'est-à-dire dans les deux sens de rotation. Il introduit un troisième niveau dans la gestion du couple, offrant ainsi plus de flexibilité dans le contrôle du moteur pour des applications nécessitant une alternance de sens de rotation.

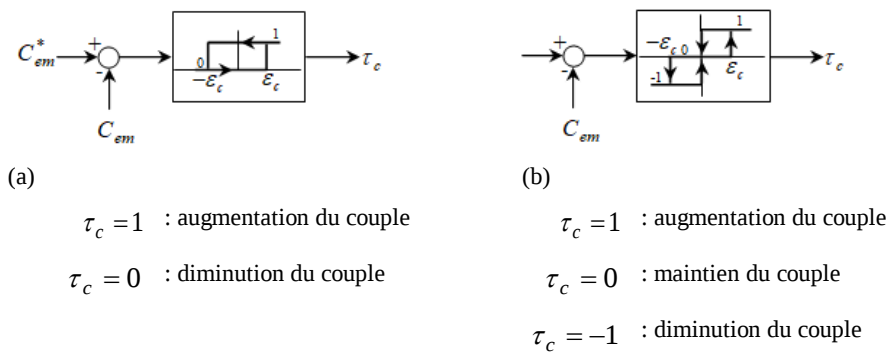


Figure 1.19 : Principe de réglage du couple électromagnétique

1.4.2.3 Table de sélection du vecteur tension

En fonction des sorties des régulateurs à hystérésis et du secteur où se trouve le flux statorique, les vecteurs de tension sont choisis afin de maintenir le flux et le couple à l'intérieur des bandes d'hystérésis. Le Tableau 1.4, proposée par *Takahashi*, donne toutes les sélections possibles.

Pour assurer un **contrôle performant du flux statorique et du couple électromagnétique**, la sélection du vecteur tension approprié dépend :

1. **Des sorties des régulateurs à hystérésis** (contrôle du flux τ_Φ et du couple τ_c).
2. **De la position sectorielle du flux statorique** (Secteur 1 à 6).

Le **Tableau 1.5**, basé sur la méthode de **Takahashi**, synthétise toutes les combinaisons possibles pour une commande DTC optimale :

Tableau 1.5 : Table de sélection des vecteurs tension selon Takahashi

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

Le modèle mathématique de la machine synchrone à aimants permanents (MSAP), développé à partir des équations fondamentales présentées antérieurement, ainsi que l'algorithme de commande directe du couple (DTC) ont été implémentés sous l'environnement MATLAB/Simulink. Cette modélisation permet de simuler conjointement le comportement de la machine et sa stratégie de contrôle. L'architecture complète du système de simulation est illustrée par la Figure 1.20, tandis que les performances obtenues sont analysées et discutées dans la section suivante à travers différents résultats de simulation.

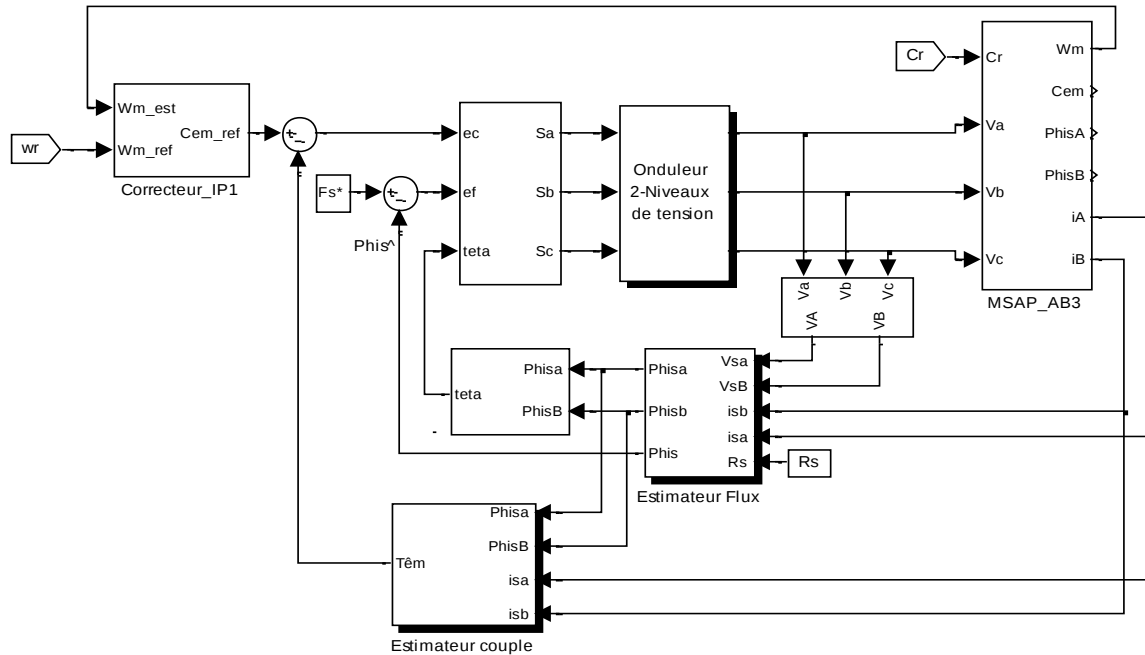


Figure 1.20 : Schéma du DTC implanté dans Simulink

1.5 Résultats de simulation

1.5.1 Essai 1 : Réponse à un échelon de vitesse

L'objectif du test est d'observer le comportement dynamique du système (vitesse, couple, flux et courants) lorsqu'on applique brusquement une consigne de vitesse de 100 rad/s à l'arrêt ($t = 0$).

1. Réponse de la vitesse

La réponse de la vitesse illustrée par la Figure 1.21 (a) montre un comportement dynamique satisfaisant du système. En effet, l'absence de dépassement indique que le régulateur IP est correctement réglé, ce qui confère à la réponse un caractère critiquement amorti, voire légèrement amorti. La vitesse de rotation atteint rapidement la valeur de consigne fixée à 100 rad/s, ce qui témoigne d'une bonne réactivité du système. De plus, l'absence d'oscillations autour de la consigne confirme la justesse du réglage des gains proportionnel et intégral du régulateur. Ainsi, la régulation de vitesse est jugée efficace, assurant une montée en régime rapide et stable, sans instabilité ni lenteur.

2. Réponse du couple électromagnétique

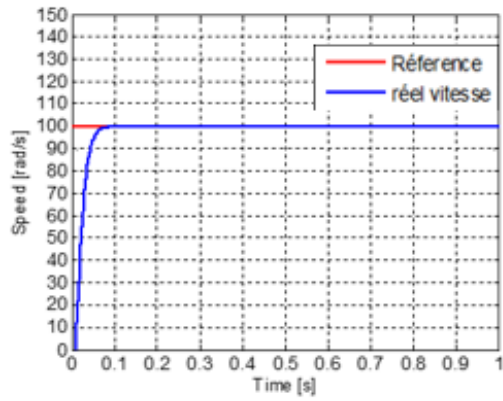
La réponse du couple électromagnétique, représentée sur la Figure 1.21 (b), met en évidence un comportement dynamique énergétique et contrôlé. Une pointe transitoire de $180 \text{ N}\cdot\text{m}$ est observée au démarrage, traduisant le besoin d'un couple élevé pour accélérer rapidement le rotor. Ce pic est le résultat de l'action de la boucle DTC, qui impose un couple fort pour suivre la montée rapide de la vitesse. Une fois la consigne de vitesse atteinte, le couple revient quasi instantanément à sa valeur de référence de $40 \text{ N}\cdot\text{m}$, démontrant l'efficacité de la DTC, caractérisée par une commande directe et réactive du couple. En régime permanent, une ondulation de $\pm 6 \text{ N}\cdot\text{m}$ est constatée, typique des DTC classiques en raison des commutations discrètes imposées par l'onduleur. Bien que cette ondulation soit tolérable, elle pourrait être réduite par des variantes plus avancées de la DTC, telles que les approches basées sur le SVM, la logique floue ou le contrôle prédictif. En conclusion, le couple présente une dynamique puissante et bien maîtrisée, avec un régime établi relativement stable malgré une légère ondulation.

3. Flux statorique

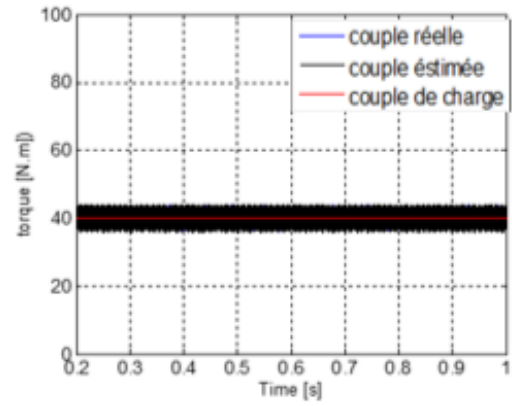
L'analyse du flux statorique, illustrée par les Figures 1.21 (c), (d) et (e), montre que le système assure un excellent contrôle de cette grandeur essentielle. Dès le début, le module du flux atteint immédiatement sa valeur de référence, typiquement 0.08 Wb , ce qui confirme l'efficacité de la commande DTC dans le suivi rapide et précis du flux. Les légers dépassements ondulatoires observés sont normaux et inhérents à la nature discrète de la commande. Par ailleurs, les composantes du flux présentent une allure sinusoïdale (Figure 1.21 (d)), traduisant un fonctionnement régulier et proche d'un régime sinusoïdal idéal. De plus, la trajectoire du flux statorique dans le plan (Figure 1.21 (e)) est quasi-circulaire, avec un rayon constant, ce qui reflète un bon maintien de l'amplitude du flux. Ce comportement est fondamental pour éviter les variations brutales du couple. En conclusion, le flux statorique est parfaitement maîtrisé, ce qui témoigne de la qualité et de la précision de la commande DTC mise en œuvre.

4. Courants statoriques

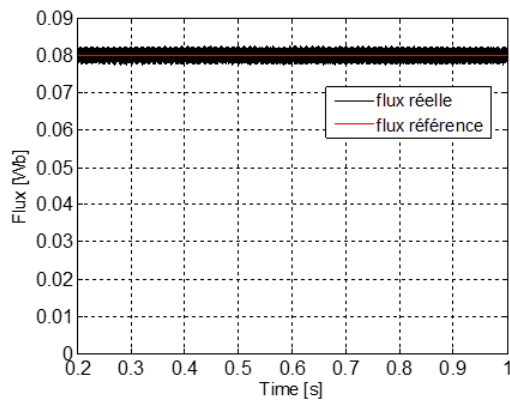
L'analyse des courants statoriques dans le repère abc , représentés sur la Figure 1.21 (f), révèle un comportement cohérent avec les exigences dynamiques du système. Un pic de courant atteignant 80 A est observé au démarrage, ce qui est justifié par la forte demande de couple nécessaire pour accélérer rapidement le rotor. Toutefois, la stabilisation rapide des courants après cette phase transitoire montre que le système revient rapidement à un fonctionnement nominal. Les courants retrouvent une valeur stable, adaptée aux conditions de fonctionnement en régime établi. On peut observer une allure proche de la forme sinusoïdale pour les composantes du courant statorique, comme le montre la Figure 1.21 (h), ce qui traduit un fonctionnement régulier et bien contrôlé. En conclusion, les courants statoriques sont en adéquation avec la dynamique du couple et ne présentent aucune anomalie prolongée, ce qui confirme le bon fonctionnement global de la commande.



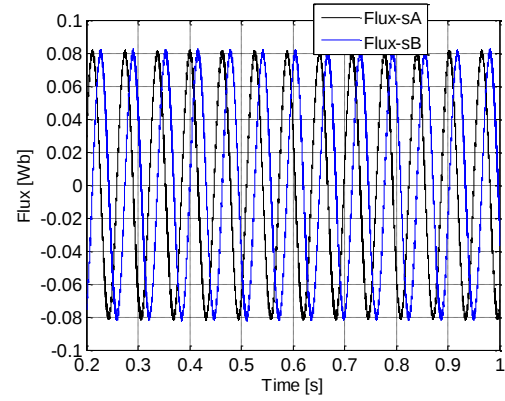
(a) Vitesse de rotation



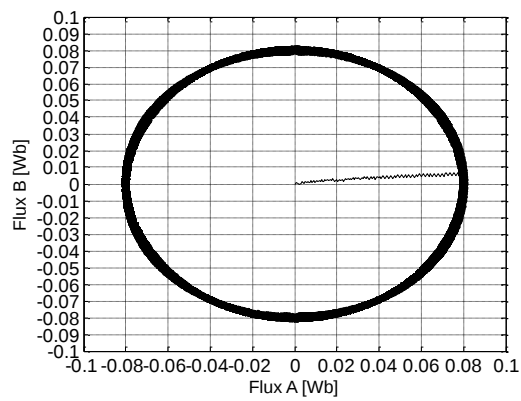
(b) Couple électromagnétique



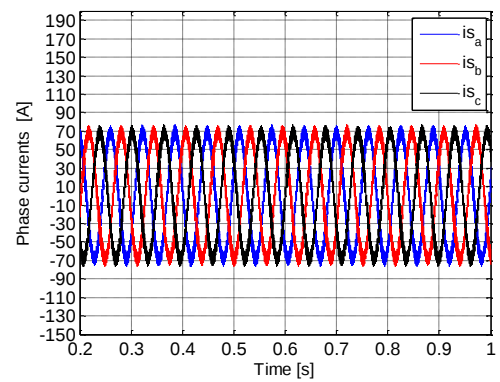
(c) Flux statorique



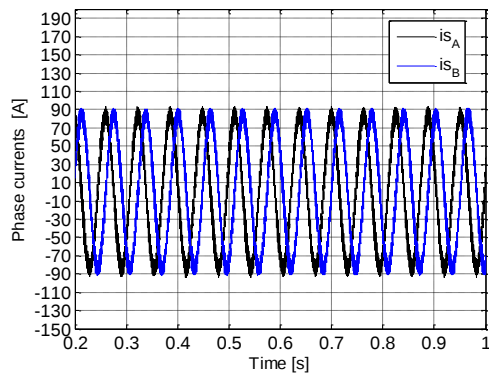
(d) Flux statorique dans le repère $\alpha\beta$



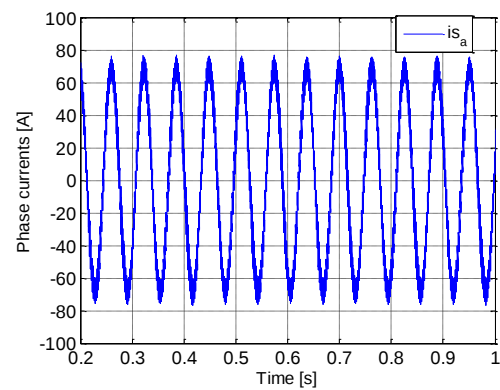
(e) Trajectoire circulaire du flux



(f) Courants statoriques dans le repère abc



(g) Courants statoriques dans le plan α, β



(h) Courant statoriques de la phase (a)

Figure 1.21 : Résultats de simulation – Essai 1 : Réponse dynamique à un échelon de vitesse

1.5.2 Essai 2 : Réponse à un échelon de vitesse suivi de l'introduction d'un couple de charge

Afin d'évaluer la robustesse de la régulation, nous avons simulé un démarrage en charge avec une vitesse de référence fixée à 100 rad/s, suivie de l'application d'un échelon de couple de 60 N·m à l'instant $t = 0,5$ sec. Les résultats de simulation, présentés dans la Figure 1.22, montrent une réponse satisfaisante du système à cette perturbation.

1. Réponse de la vitesse

La Figure 1.22 (a) illustre la réponse en vitesse. Grâce à l'utilisation du régulateur IP, nous observons une réponse sans dépassement, ce qui témoigne d'un comportement stable tant en régime transitoire qu'en régime permanent, avec une erreur statique nulle. L'application du couple de charge, bien que provoquant une chute de la vitesse d'environ 3 % durant 0,05 s, n'affecte pas de manière significative la performance du régulateur de vitesse. Cette faiblesse temporaire est rapidement compensée, ce qui confirme l'efficacité du régulateur IP en interaction avec le contrôle DTC de la machine. L'annulation du couple de charge ne provoque également aucune variation notable de la vitesse, ce qui indique que la régulation de vitesse reste stable dans ces conditions.

2. Réponse du couple électromagnétique

Lors de l'application de l'échelon de couple de charge de 60 N·m à $t = 0.5$ s, simulant une perturbation externe, le couple électromagnétique suit une dynamique intéressante, Figure 1.22 (b). Initialement, le couple augmente légèrement en réponse à l'application du couple de charge, avant de se stabiliser rapidement à une valeur de référence de 40 N·m. Le système répond promptement à cette perturbation en un très court délai. En conclusion, la réponse du couple électromagnétique démontre une gestion énergétique réactive et stable. La commande DTC s'avère particulièrement efficace pour maintenir un couple constant en régime permanent, tout en assurant un découplage efficace entre le contrôle du couple et du flux. Cela permet au système de maintenir une stabilité exemplaire, même en présence de perturbations externes.

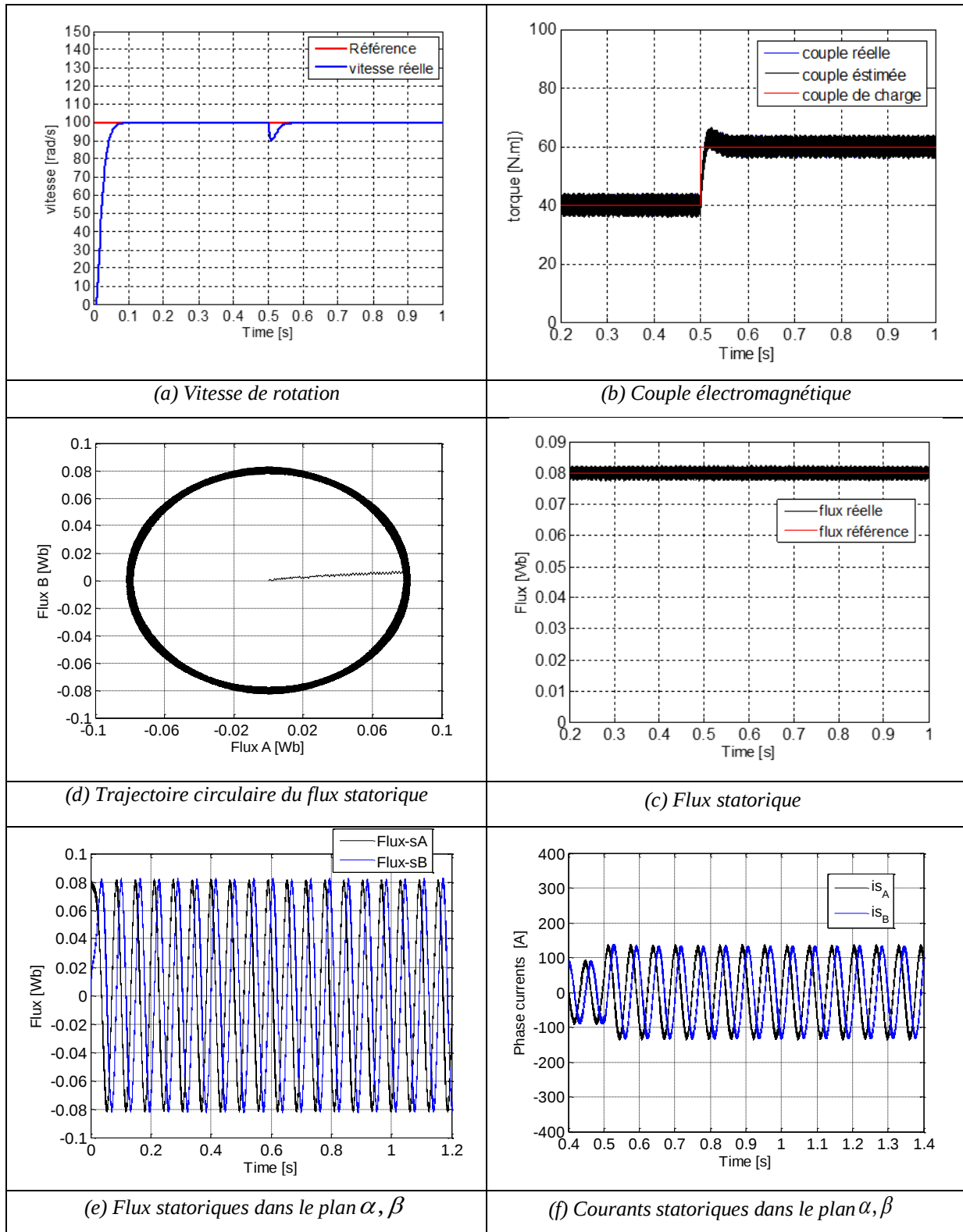
3. Flux statorique

En ce qui concerne le flux statorique, comme le montrent les Figures 1.22 (c), (d) et (e), il reste stable lors de l'application du couple de charge. Cela confirme le bon découplage entre le contrôle du flux et celui du couple, caractéristique de la commande DTC, ce qui assure une régulation efficace et sans perturbations.

4. Courants statoriques

La Figure 1.22 (g) présente les courants statoriques pour les différentes phases de l'essai. Lors du démarrage, un transitoire apparaît, similaire à celui observé dans l'Essai 1, suivi d'une augmentation rapide du courant lors de l'application du couple de charge. Cette variation est bien contrôlée, ce qui montre que le système gère efficacement les pics de courant tout en maintenant la stabilité du fonctionnement.

En conclusion, les résultats de cet essai montrent que la commande DTC, combinée avec la régulation de vitesse via un correcteur IP, permet de maintenir une performance stable et robuste face aux variations de couple, assurant ainsi un bon contrôle dynamique du système.



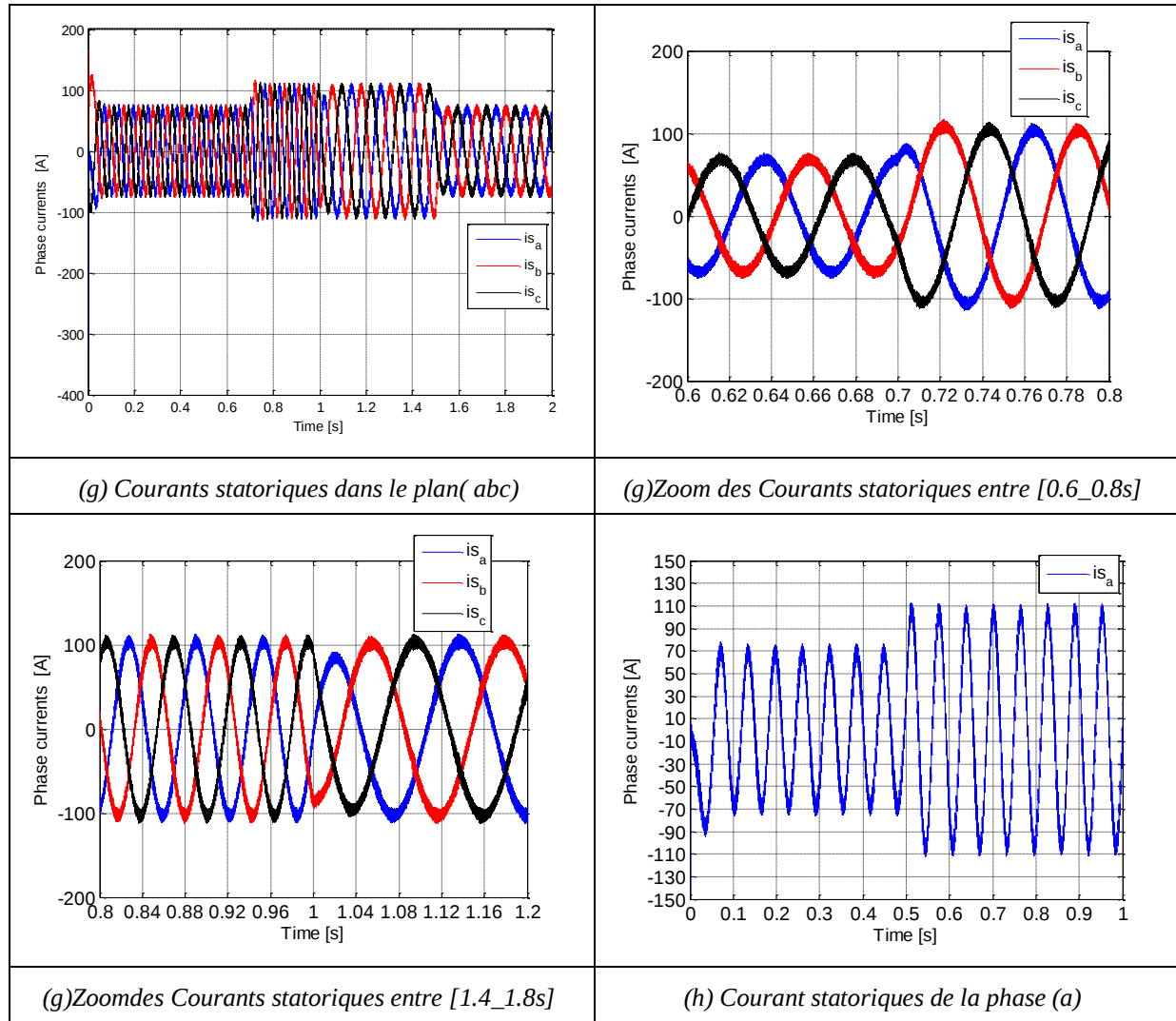


Figure 1.22 : Résultats de simulation – Essai 2 : Réponse dynamique à un échelon de vitesse suivie de l’application d’un couple de charge

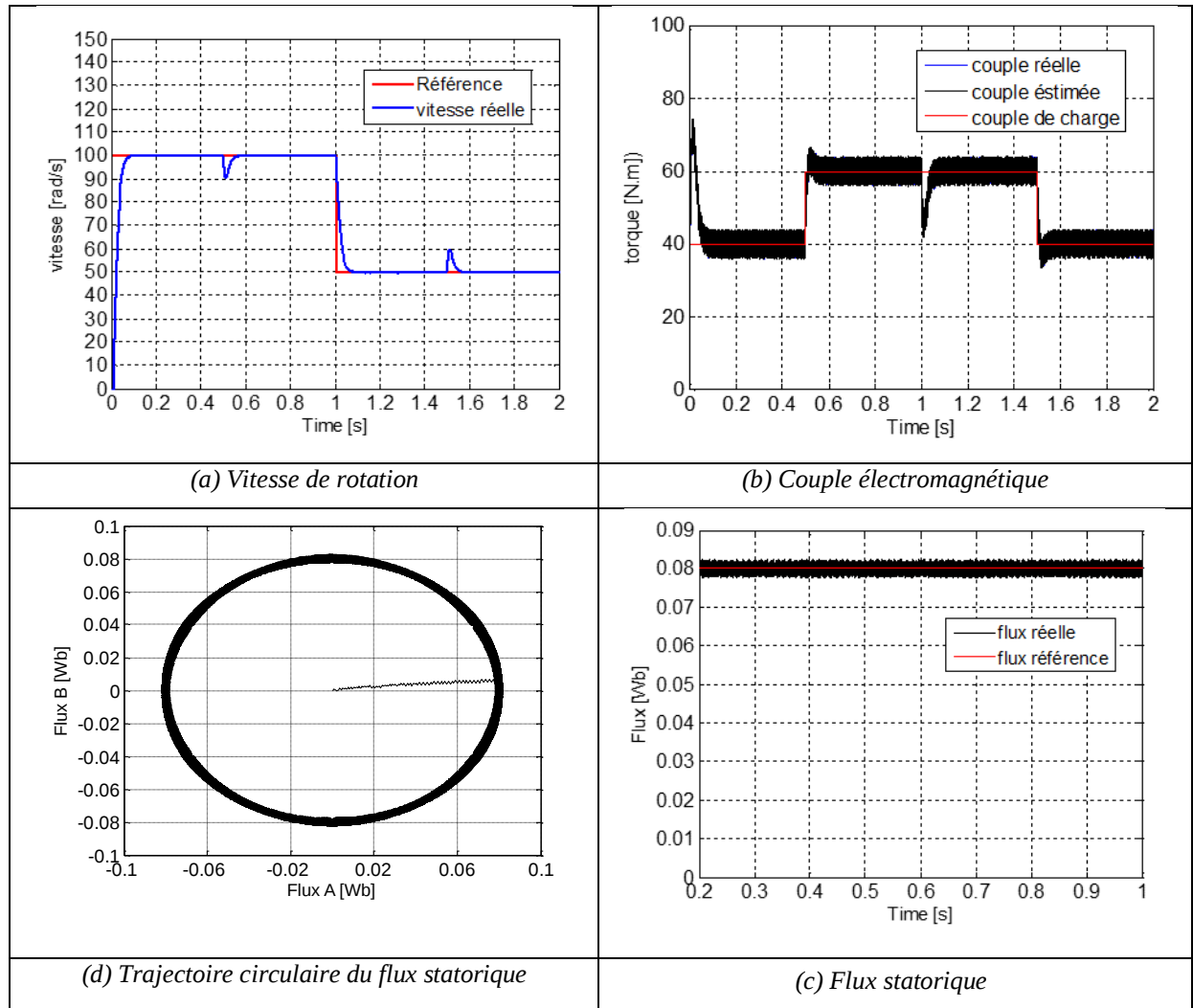
12.5.3 Essai 3 : Réponse dynamique à un échelon de vitesse, suivi d’une variation de charge et d’une réduction de vitesse

Cet essai vise à évaluer la robustesse de la commande DTC régulée avec un régulateur IP dans un scénario complexe incluant des variations simultanées de la charge et de la vitesse. Le système démarre avec une charge initiale de 40 N·m et une consigne de vitesse de 100 rad/s. Cette phase met en évidence la capacité du système à répondre à une double exigence dès l’instant initial : délivrer un couple suffisant pour vaincre la charge tout en atteignant rapidement la vitesse de consigne. L’application d’une charge additionnelle de 20 N·m à $t = 0.7$ s agit comme une perturbation. Le couple électromagnétique réagit immédiatement pour compenser cette augmentation, prouvant la réactivité de la commande DTC. Une légère chute transitoire de la vitesse peut être observée sur la Figure 1.23 (a), suivie d’un retour rapide à la valeur de consigne grâce à l’action conjointe du régulateur IP et de

la DTC. À $t = 1$ s, une réduction de la consigne de vitesse est introduite. Le système réagit rapidement, avec une transition fluide et sans oscillations marquées, illustrant la bonne dynamique de régulation. Le couple diminue en conséquence, en s'adaptant à la nouvelle exigence de couple moteur liée à la vitesse réduite.

Enfin, à $t = 1.5$ s, la charge additionnelle est annulée. Le couple électromagnétique diminue de manière instantanée (Figure 1.23 (b)), confirmant l'efficacité du découplage entre le flux et le couple. Le flux statorique reste quant à lui quasiment inchangé tout au long de l'essai, preuve que la DTC maintient une régulation précise du flux, même lors de fortes variations de la charge et de la vitesse, Figure 1.23 (c) à 1.23 (e).

Les courants statoriques reflètent bien ces événements, avec des transitoires marqués lors des changements, mais un retour rapide à une forme stable et adaptée au nouveau régime, Figure 1.23 (f) à 1.23 (h).



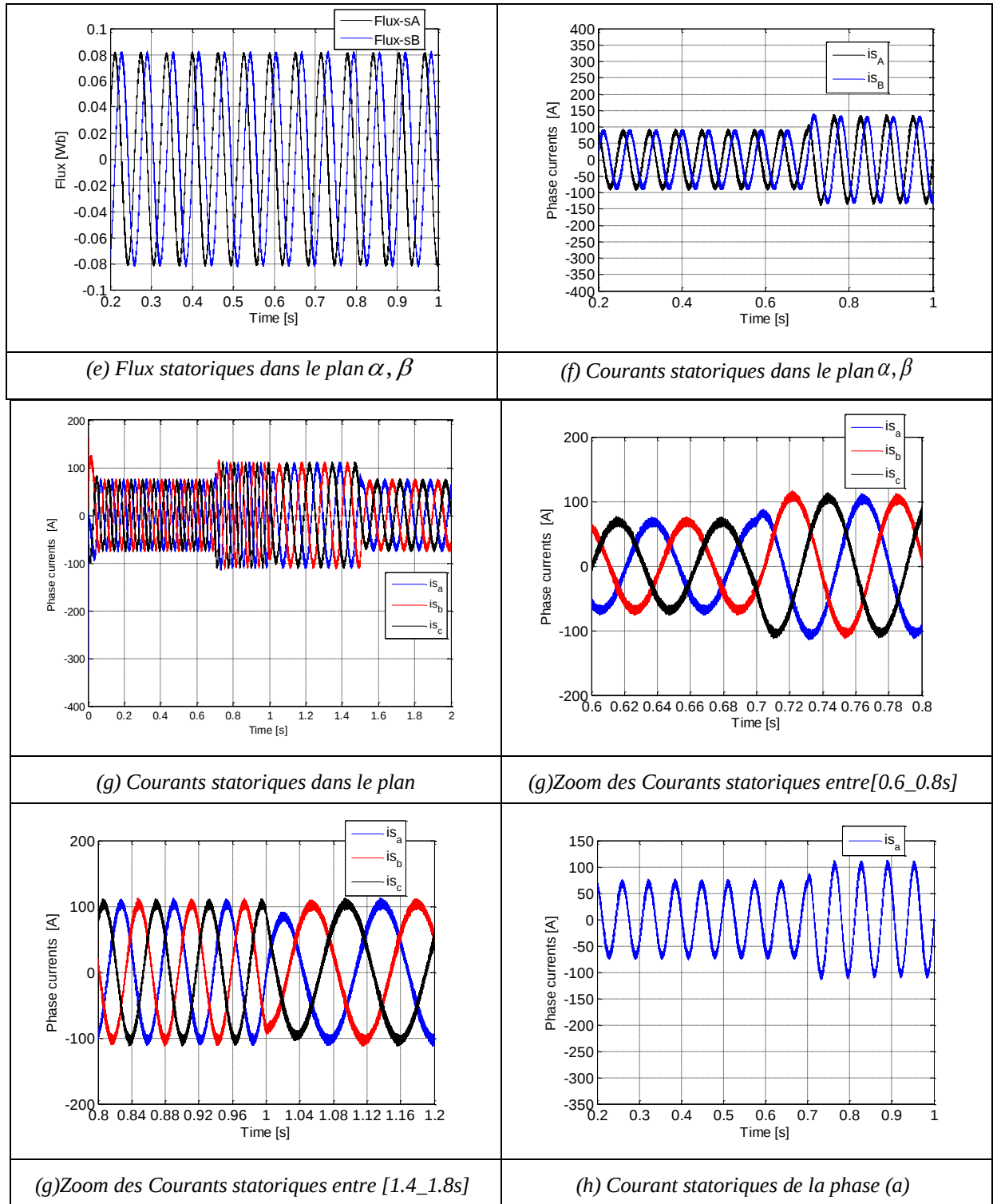


Figure 1.23 : Résultats de simulation – Essai 3 : Réponse dynamique à un échelon de vitesse, suivi d’une variation de charge et d’une réduction de vitesse

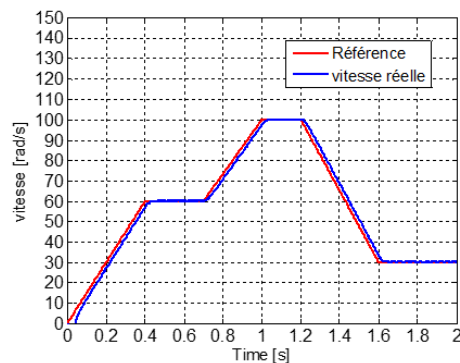
1.5.4 Essai 4 : Réponse dynamique à un cycle de variation de vitesse

Dans cet essai, la machine synchrone à aimants permanents (MSAP) est soumise à une variation cyclique de la consigne de vitesse, simulant des conditions dynamiques typiques d'un système de traction ou d'entraînement industriel. La réponse en vitesse (Figure 1.24 (a)) montre une excellente capacité de suivi de la consigne, avec des transitions fluides entre les différentes phases du cycle, sans dépassement notable ni instabilité. Cela reflète un bon réglage du correcteur IP, assurant un compromis optimal entre rapidité et stabilité de la réponse.

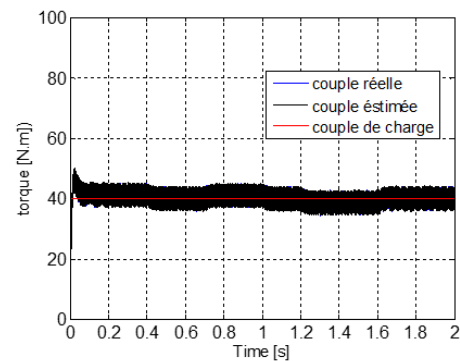
Le couple électromagnétique s'adapte rapidement aux variations de la vitesse (Figure 1.24 (b)), en fournissant instantanément l'effort nécessaire pour accélérer ou décélérer la machine. Les pointes de couple observées sont bien maîtrisées et ne génèrent pas d'oscillations prolongées, signe d'une action efficace de la commande DTC sur le couple. Ce comportement dynamique confirme également le bon découplage entre le couple et le flux, caractéristique clé de la DTC.

Le flux statorique illustré sur les Figures 1.24 (c) à 1.24 (d), quant à lui, reste stable malgré les variations de la vitesse et du couple, ce qui montre que la régulation du flux est bien assurée indépendamment des conditions de fonctionnement. Les trajectoires du flux conservent leur forme quasi circulaire, preuve d'un maintien constant de son amplitude.

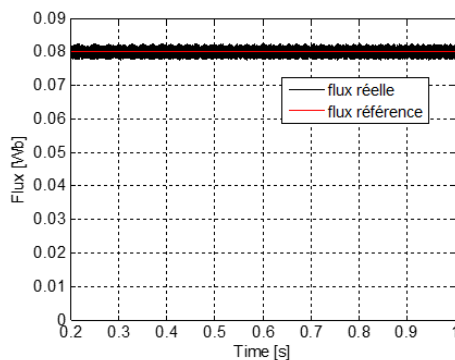
En résumé, cette simulation met en évidence la **robustesse de la commande DTC** face à un cycle de variation de vitesse. Le système montre une excellente capacité d'adaptation, sans perturbation notable, ce qui en fait une solution fiable pour les applications nécessitant des régimes variables ou des changements fréquents de consigne.



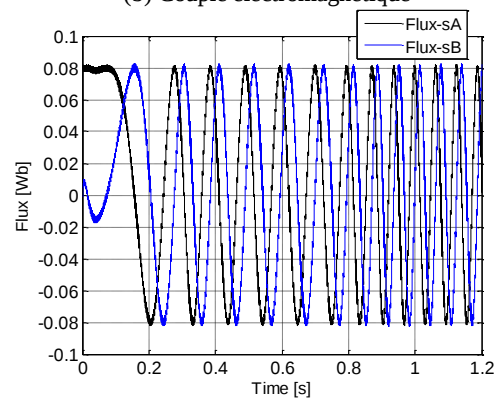
(a) Vitesse de rotation



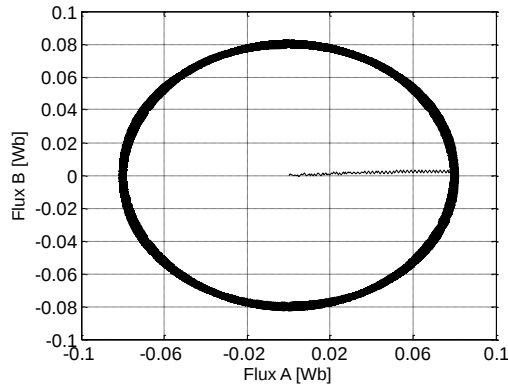
(b) Couple électromagnétique



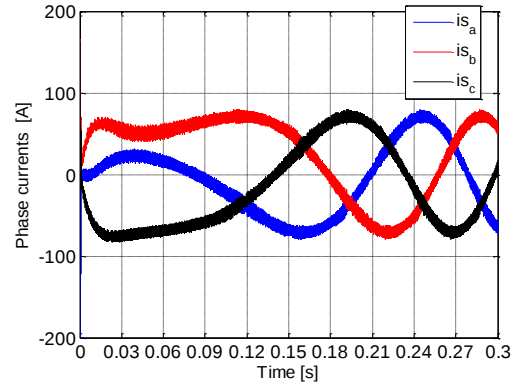
(c) Flux statorique



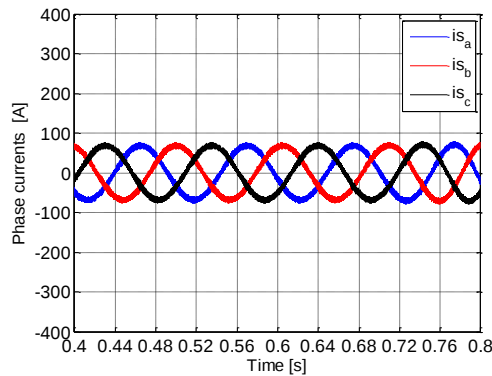
(d) Flux statorique dans le repère $\alpha\beta$



(e) Trajectoire circulaire du flux



(f) Courants statoriques dans le repère abc



(g) Zoom des courants statoriques dans le repère abc

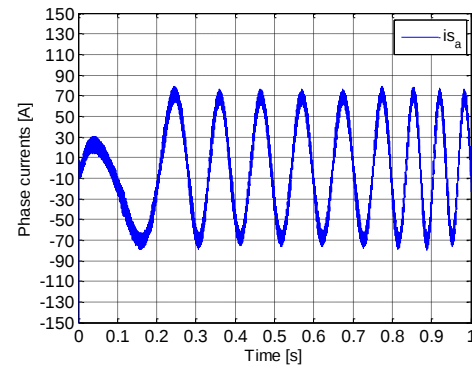
(h) Courants statoriques dans le repère $\alpha\beta$

Figure 1.24 : Résultats de simulation – Essai 4 : Réponse dynamique à un cycle de variation de vitesse, suivi d'une variation de charge et d'une réduction de vitesse

1.6 Conclusion

Ce chapitre a abordé en détail la modélisation dynamique d'une machine synchrone à aimants permanents (MSAP) alimentée par un onduleur de tension et a exploré les principes de la commande directe du couple (DTC) appliquée à ce système. Nous avons d'abord présenté le modèle dynamique triphasé de la MSAP, en transformant le système réel triphasé en un système biphasé linéaire via la transformation de Concordia. Cette approche a permis de simplifier la modélisation de la machine tout en conservant les caractéristiques essentielles de son comportement dynamique. L'onduleur, élément clé de la connexion entre la machine et la source d'énergie continue, a été modélisé à travers une matrice de connexion, facilitant ainsi l'intégration du système complet dans la simulation.

Dans la deuxième partie du chapitre, nous avons détaillé la mise en œuvre de la commande directe du couple (DTC) pour le contrôle du groupe motopropulseur. L'étude a d'abord porté sur une structure classique de DTC appliquée au modèle de la MSAP, en introduisant une boucle de régulation de vitesse avec un correcteur IP. Les résultats ont montré que la DTC offre de bonnes performances en termes de régulation dynamique du couple et du flux. Toutefois, l'analyse a mis en évidence une certaine fluctuation des grandeurs contrôlées, notamment du couple, ce qui demeure l'un des inconvénients majeurs de cette méthode de commande, bien que des approches avancées comme le SVM, la logique floue ou le contrôle prédictif puissent atténuer ces oscillations.

Les essais de simulation ont permis de valider la performance de la commande DTC dans diverses situations de fonctionnement. En particulier, les réponses du système à des échelons de vitesse et de couple ont montré une

excellente réactivité et stabilité, avec une régulation de vitesse précise et rapide, et une gestion du couple dynamique et bien contrôlée. Les courants et flux statoriques ont également montré un comportement optimal, avec des variations limitées et maîtrisées.

Ainsi, les résultats des simulations confirment l'efficacité de la commande DTC couplée à un régulateur IP pour assurer un contrôle précis du couple et du flux, même face à des perturbations ou variations de charge. La performance du système en régime dynamique, y compris lors de transitions de vitesse, de variations de charge et de changements de consignes, démontre la robustesse et la fiabilité de la commande dans des scénarios complexes, typiques des applications de traction ou d'entraînement industriel.

En conclusion, cette étude montre que la DTC, bien qu'elle présente des défis liés aux fluctuations du couple, demeure une solution efficace pour le contrôle des machines synchrones à aimants permanents. Son amélioration, notamment par l'intégration de stratégies avancées, pourrait la rendre encore plus performante, notamment dans des applications exigeantes, telles que celles rencontrées dans des systèmes de traction électrique ou d'entraînement industriel, où les conditions dynamiques sont particulièrement complexes et variées.

Chapitre 02

Commande Optimisée par DTC Floue-SVM d'une Machine Synchrone à
Aimants Permanents pour des applications de Traction

2.1 Introduction

L'approche classique de la DTC a été largement adoptée dans les applications industrielles et de transport électrique pour sa structure simple, sa réponse dynamique rapide, ainsi que son indépendance vis-à-vis du modèle précis de la machine. Cependant, cette méthode présente plusieurs limites notables : des ondulations importantes du couple (torque ripple), une fréquence de commutation irrégulière, et une dégradation des performances en régimes transitoires ou à faibles vitesses[8-10]. Ces limitations peuvent compromettre le confort de conduite, la stabilité de la traction et la durabilité des composants dans un contexte d'application embarquée.

Dans le but de surmonter ces insuffisances, de nombreuses études ont exploré l'intégration de techniques d'intelligence artificielle et de modulation avancée à la commande DTC. Parmi celles-ci, la logique floue s'est distinguée par sa capacité à gérer les non-linéarités et les incertitudes dynamiques du système, tout en restant facile à implémenter. D'autre part, la modulation vectorielle spatiale (SVM) s'avère particulièrement efficace pour réduire les harmoniques de commutation, lisser la commande du couple et du flux, et stabiliser la fréquence de commutation.

Cependant, bien que les effets bénéfiques de la logique floue et de la SVM aient été démontrés séparément dans la littérature[11,12], peu de travaux proposent une stratégie hybride intégrant simultanément ces deux approches au sein d'un schéma DTC appliqué à une MSAP, en particulier dans un contexte de traction électrique embarquée. Ce constat justifie l'originalité et la pertinence du présent travail.

Ce chapitre porte sur la mise en œuvre d'une stratégie de commande optimisée pour les machines synchrones à aimants permanents (MSAP), en intégrant trois techniques complémentaires : la Commande Directe du Couple (DTC), la logique floue et la modulation vectorielle spatiale (SVM). Ces moteurs sont largement utilisés dans les systèmes de traction électrique, en raison de leur densité de puissance élevée, leur rendement énergétique supérieur et leur capacité de réponse rapide aux variations de charge.

Dans cette étude, nous proposons donc une commande DTC optimisée hybride, combinant la logique floue pour la prise de décision adaptative et la SVM pour une gestion efficace de la modulation des vecteurs de tension. Cette approche vise à réduire significativement les ondulations du couple, à améliorer la réponse transitoire du système, et à garantir une stabilité accrue, même dans des conditions de fonctionnement variables. Les résultats issus de simulations numériques confirment l'efficacité et la robustesse de la méthode proposée, démontrant son potentiel pour les applications de traction avancée dans les véhicules électriques.

2.2 Commande optimisée d'une machine synchrone à aimants permanents

Afin d'atténuer les limitations de la DTC classique, une version améliorée est développée. Elle intègre un contrôleur à **logique floue** pour remplacer les comparateurs à hystérésis, et une **modulation vectorielle (SVM)** pour générer les signaux d'onduleur. La **commande optimisée proposée** est une amélioration de la **commande directe du couple (DTC)** qui intègre la logique floue pour optimiser la sélection des vecteurs de tension. Cette approche permet de réduire les ondulations du couple et du flux tout en améliorant la robustesse du contrôle, notamment dans les applications exigeantes comme la traction électrique des véhicules. La logique floue permet une meilleure gestion des erreurs du couple et du flux en fonction de l'état du moteur, ce qui améliore la précision et réduit les variations indésirables[11-13].

Modifications clés :

- ✓ **Remplacement des comparateurs à hystérésis** par des **régulateurs flous**.
- ✓ **Utilisation de la Modulation Vectorielle d'Impulsions (SVM)** au lieu du tableau de sélection classique des vecteurs.

La Figure 2.1 illustre le schéma bloc de la méthode de **Commande DTC améliorée** avec logique floue et **MLI vectorielle** appliquée à une machine synchrone. Dans cette approche, les grandeurs à commander sont tout d'abord estimées selon le même principe que la **DTC classique**. Ensuite, la valeur estimée du **flux statorique** est comparée à sa valeur de référence, tandis que le **couple électromagnétique** est confronté à la consigne générée par un **régulateur de vitesse**, assurant ainsi un contrôle optimisé du moteur. Les erreurs du flux et du couple obtenus sont utilisés comme étant des entrées des deux régulateurs flous [13]:

- L'un des deux est de type Sugeno noté FLC 1, 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.
- Le second est de type Mamdani noté FLC 2, 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.

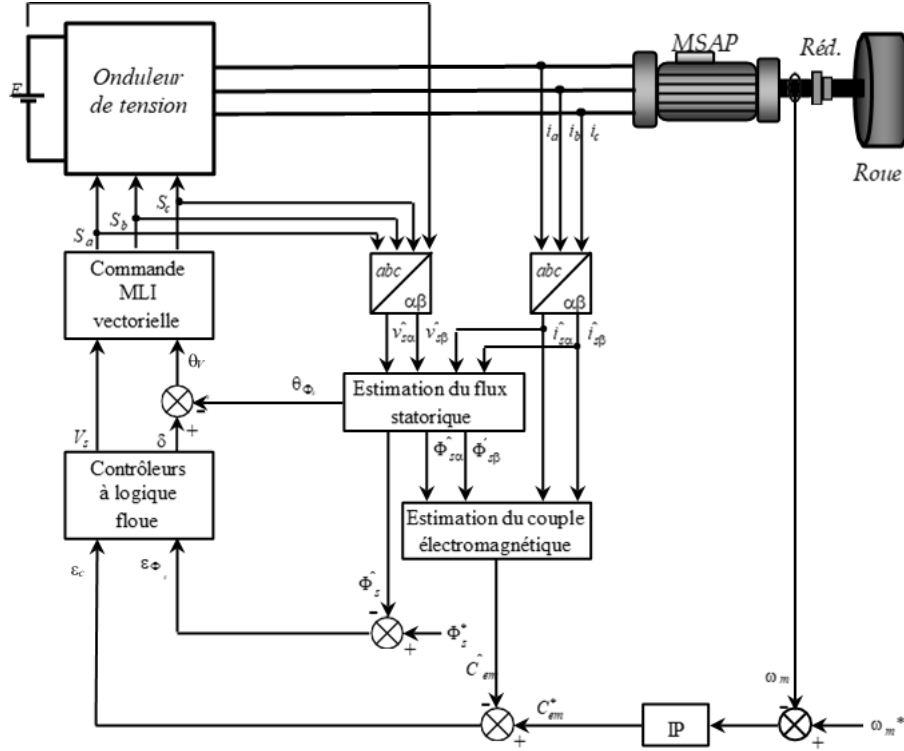


Figure 2.1 : Schéma de la stratégie DTC optimisée par régulation floue et modulation vectorielle pour une MSAP.

2.2.1 Génération du vecteur tension de référence

2.2.1.1 Détermination de la position du vecteur de tension

La position angulaire du vecteur de tension de référence par rapport au vecteur du flux statorique est déterminée de manière à garantir le maintien du flux statorique et du couple électromagnétique à l'intérieur de bandes d'erreur optimales autour de leurs consignes respectives. L'angle δ formé entre le vecteur de tension de référence et le vecteur du flux statorique constitue un paramètre clé dans ce processus décisionnel[11,13].

Cet angle δ est ajusté selon les situations suivantes, en tenant compte des signes des erreurs relatives au flux statorique (ε_ψ) et au couple électromagnétique (ε_T) :

- **Lorsque l'erreur du flux statorique est positive ($\varepsilon_\psi > 0$) :**

- ♦ **Si l'erreur du couple est également positive ($\varepsilon_T > 0$) :**

Dans cette situation, il est nécessaire d'augmenter à la fois le flux statorique et le couple électromagnétique. Pour cela, l'angle δ ajouté à la position du vecteur flux doit être strictement positif, afin de favoriser l'augmentation du couple, tout en restant inférieur à $\pi/2$, condition nécessaire pour que le module du flux continue de croître.

Plus l'angle δ se rapproche de $\pi/2$, plus l'impact sur le couple est significatif, mais au détriment d'une régulation fine du flux. À l'inverse, un angle trop faible améliorerait le flux sans effet notable sur le couple. C'est pourquoi un angle intermédiaire typiquement choisi autour de $\pi/4$ constitue un compromis judicieux, permettant d'assurer une amélioration conjointe des deux grandeurs tout en maintenant une stabilité de commande satisfaisante.

♦ **L'erreur du couple est nulle (ε_T) :**

Lorsque l'erreur sur le couple électromagnétique est nulle, la priorité est donnée à la correction du flux statorique uniquement, sans altérer le couple. Dans ce contexte, l'angle δ est fixé à zéro, ce qui signifie que le vecteur de tension est appliqué dans la même direction que le vecteur de flux. Cette orientation permet d'augmenter le module du flux tout en maintenant le couple constant, assurant ainsi une régulation sélective et stable du flux sans perturber la dynamique du couple.

♦ **L'erreur du couple est négative ($\varepsilon_T < 0$):**

Dans ce cas, l'objectif est de réduire le couple électromagnétique tout en continuant à augmenter le flux statorique. Pour atteindre ces deux objectifs simultanément, l'angle δ ajouté à la position du vecteur flux doit être négatif, ce qui permet de diminuer le couple, tout en restant supérieur à $-\pi/2$ afin de garantir une augmentation du module du flux. Un angle trop proche de $-\pi/2$ pourrait entraîner une variation excessive du couple et déstabiliser le contrôle, tandis qu'un angle trop faible n'aurait qu'un effet limité. C'est pourquoi un angle de $-\pi/4$ est généralement retenu comme solution de compromis, assurant une réduction modérée mais efficace du couple, tout en maintenant une amélioration progressive du flux.

• **Si l'erreur du flux statorique est nulle ($\varepsilon_\psi = 0$),**

Lorsque le flux statorique atteint sa valeur de consigne, l'objectif principal devient la stabilisation du flux, tout en ajustant, si nécessaire, le couple électromagnétique. Dans ce contexte, le vecteur tension est orienté perpendiculairement au vecteur flux, c'est-à-dire avec un angle δ égal à $\pm\pi/2$.

- **Si l'erreur du couple est négative ($\varepsilon_T < 0$)**, un angle $\delta = -\pi/2$ est choisi afin de réduire efficacement le couple, tout en maintenant constant le flux.
- En revanche, **si l'erreur du couple est positive ou nulle ($\varepsilon_T \geq 0$)**, un angle $\delta = \pi/2$ est appliqué, permettant d'augmenter ou de maintenir le couple sans modifier la valeur du flux.

• **Si l'erreur du flux statorique est négative ($\varepsilon_\psi < 0$), trois cas se présentent :**

♦ **L'erreur du couple est positive ($\varepsilon_T > 0$) :**

Dans cette configuration, l'objectif est de corriger simultanément deux erreurs de sens opposés : il faut augmenter le couple électromagnétique tout en réduisant le module du flux statorique. Pour cela, l'orientation du vecteur tension de référence doit être positive (angle $\delta > 0$) pour favoriser l'augmentation du couple, et en même temps comprise dans l'intervalle $[\pi/2, \pi]$, condition nécessaire pour induire une diminution du flux statorique.

Un angle typique de $\delta = 3\pi/4$ est souvent retenu, car il représente un compromis optimal : il permet une réduction efficace du flux tout en assurant une croissance contrôlée du couple. Ce choix angulaire contribue ainsi à maintenir une réponse dynamique équilibrée et stable dans les phases transitoires.

♦ **L'erreur du couple est nulle: ($\varepsilon_T = 0$):**

Dans ce scénario, le couple électromagnétique est conforme à sa consigne, mais le flux statorique reste trop élevé et doit être réduit. L'objectif est donc de corriger uniquement le flux, sans perturber la valeur du couple.

Pour cela, l'angle δ est fixé à π , orientant le vecteur tension dans la direction opposée à celle du flux statorique. Cette configuration permet d'affecter uniquement le module du flux, en le diminuant efficacement, tout en laissant le couple inchangé. Elle garantit ainsi une régulation sélective, préservant la stabilité mécanique du système tout en corrigeant la dérive magnétique.

♦ **L'erreur du couple est négative ($\varepsilon_T < 0$):**

Dans ce cas, il est nécessaire de réduire simultanément à la fois le module du flux statorique et le couple électromagnétique. L'angle δ doit être négatif pour permettre la diminution du couple, et en même temps, il doit être compris dans l'intervalle $[-\pi, -\pi/2]$ afin d'assurer la réduction du flux statorique.

Un angle $\delta = -3\pi/4$ est souvent choisi, car il représente un compromis optimal entre la réduction du couple et celle du flux. Ce choix permet de diminuer efficacement le couple tout en assurant une réduction modérée du flux, garantissant ainsi un contrôle équilibré et stable des deux grandeurs dans un contexte dynamique.

Le tableau 2.1 résume la détermination de l'angle δ dans le cadre de la commande optimisée directe du couple (DTC).

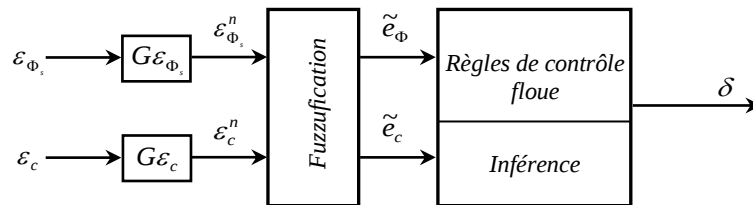
Tableau 2.1 : Incrément de l'angle du vecteur tension de référence dans la commande optimisée directe du couple.

Erreur du flux statorique (ε_ψ)	Erreur du couple (ε_T)	Intervalle de l'angle δ	Interprétation et compromis
$\varepsilon_\psi > 0$ (flux positif)	$\varepsilon_T > 0$ (couple positif)	$\delta \in [0, \pi/2]$	Augmenter à la fois le couple et le flux. Choisir $\delta \approx \pi/4$ comme compromis entre contrôle du flux et du couple.
$\varepsilon_\psi > 0$ (flux positif)	$\varepsilon_T = 0$ (couple nul)	$\delta = 0$	Augmenter le flux sans modifier le couple.
$\varepsilon_\psi > 0$ (flux positif)	$\varepsilon_T < 0$ (couple négatif)	$\delta \in [-\pi/2, 0]$	Diminuer le couple tout en augmentant le flux. Choisir $\delta \approx -\pi/4$ pour compromis entre flux et couple.
$\varepsilon_\psi = 0$ (flux nul)	$\varepsilon_T > 0$ (couple positif)	$\delta \in [\pi/2, \pi]$	Maintenir le flux constant et augmenter le couple. Choisir $\delta = \pi/2$ pour augmenter le couple sans affecter le flux.
$\varepsilon_\psi = 0$ (flux nul)	$\varepsilon_T = 0$ (couple nul)	$\delta = \pi/2$ ou $\delta = -\pi/2$	Maintenir à la fois le flux et le couple constants.
$\varepsilon_\psi = 0$ (flux nul)	$\varepsilon_T < 0$ (couple négatif)	$\delta = -\pi/2$	Maintenir le flux constant tout en diminuant le couple.
$\varepsilon_\psi < 0$ (flux négatif)	$\varepsilon_T > 0$ (couple positif)	$\delta \in [\pi/2, \pi]$	Diminuer le flux tout en augmentant le couple. Choisir $\delta \approx 3\pi/4$ comme compromis entre flux et couple.
$\varepsilon_\psi < 0$ (flux négatif)	$\varepsilon_T = 0$ (couple nul)	$\delta = \pi$	Réduire le flux tout en maintenant le couple constant.
$\varepsilon_\psi < 0$ (flux négatif)	$\varepsilon_T < 0$ (couple négatif)	$\delta \in [-\pi, -\pi/2]$	Diminuer simultanément le flux et le couple. Choisir $\delta \approx -3\pi/4$ comme compromis entre flux et couple.

En se basant sur les principes énoncés précédemment, un régulateur flou (désigné FLC 1) a été élaboré afin de déterminer de manière optimale l'incrément angulaire δ du vecteur tension. Le schéma fonctionnel de ce régulateur est présenté dans la Figure 2.2[13].

Dans cette architecture, les erreurs du couple (ε_T) et du flux statorique (ε_ψ) sont d'abord traitées par des facteurs d'échelle, permettant de les convertir en grandeurs normalisées, notées ε_{Tn} et $\varepsilon_{\psi n}$. Ces dernières sont ensuite associées à des fonctions d'appartenance de type trapézoïdal et triangulaire (illustrées à la Figure 2.3) dans le bloc de fuzzification, qui transforme les valeurs numériques en valeurs linguistiques floues.

Les valeurs floues obtenues sont ensuite traitées par le bloc de règles floues de type Sugeno, qui utilise une base de règles expertes pour inférer directement la valeur de l'angle δ . Cette valeur représente l'incrément à appliquer à l'angle du flux statorique, permettant ainsi une action de commande plus souple, adaptative et précise, répondant efficacement aux variations des erreurs de flux et de couple.

**Figure 2.2 :** Schéma fonctionnel du régulateur flou (FLC1) pour l'estimation de l'angle δ .

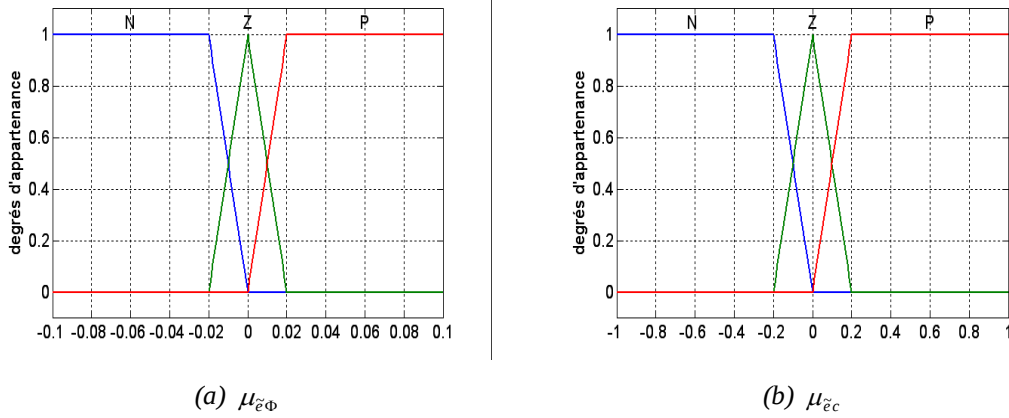


Figure 2.3 : Représentation des fonctions d'appartenance utilisées pour les variables d'entrée du régulateur flou (FLC1).

2.2.1.2 Détermination du module du vecteur tension

Afin d'assurer un pilotage précis du moteur et de réduire efficacement les erreurs sur le flux statorique et le couple électromagnétique, il est essentiel de bien ajuster le **module du vecteur tension** appliqué. Pour ce faire, un **contrôleur à logique floue** de type Mamdani, désigné **FLC 2**, a été conçu pour générer dynamiquement la valeur optimale de ce module. La **Figure 2.4** illustre l'architecture fonctionnelle de ce contrôleur [11][12,14].

L'élaboration de ce régulateur repose sur les étapes clés suivantes :

- **Normalisation des entrées :** Les erreurs de couple (ε_T) et de flux (ε_ψ) sont d'abord multipliées par des **facteurs d'échelle** spécifiques, permettant d'obtenir des valeurs normalisées compatibles avec l'environnement flou.
- **Fuzzification des données :** Les grandeurs normalisées sont ensuite converties en valeurs floues à l'aide de fonctions d'appartenance appropriées, facilitant ainsi leur traitement dans le cadre du raisonnement flou.
- **Inférence floue et sélection de la sortie :** Le bloc de décision utilise une base de règles (voir **Tableau 2.2**) pour déterminer la sortie floue correspondant à la situation actuelle. Cette sortie est ensuite dénormalisée pour produire un **facteur de pondération compris entre 0 et 1**.

Le module final du vecteur tension de référence est obtenu en multipliant cette valeur normalisée par une valeur maximale prédéfinie, correspondant dans notre étude au module maximal autorisé par la modulation vectorielle (SVM) avec un taux. Ainsi, le vecteur tension généré est à la fois optimal en amplitude et adapté aux conditions instantanées de fonctionnement du moteur, garantissant une commande fluide, précise et robuste.

Ainsi, le module du vecteur tension de référence, noté $|v_s^*|$, est calculé à partir de la sortie du régulateur flou (FLC2) selon la relation suivante :

$$|V_s^*| = u_{Vs} \cdot V_{sMax} \quad (2.1)$$

Avec:

$$V_{sMax} = \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{E}{2} \quad (2.2)$$

Où :

- $u_{Vs} \in [0,1]$ Est la valeur de sortie normalisée fournie par le contrôleur flou FLC2,
- V_{sMax} est le module maximal admissible du vecteur tension, correspondant ici à celui obtenu pour un taux de modulation unitaire dans une stratégie de modulation vectorielle (SVM).

La Figure 2.4 présente les schéma fonctionnel du régulateur flou (FLC2) dédié à l'estimation de l'angle δ . Les erreurs normalisées du couple et du flux sont définies sur un univers de discours allant de -1 à 1 , tandis que la sortie floue varie entre 0 et 1 . Pour modéliser les états linguistiques, des fonctions d'appartenance de type triangulaire et trapézoïdal ont été adoptées, assurant une transition progressive et une meilleure précision dans l'évaluation floue.

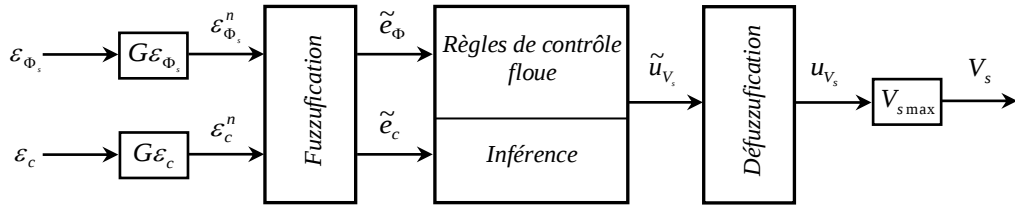


Figure 2.4 : Schéma fonctionnel du régulateur flou (FLC2) pour l'estimation du module du vecteur tension V_s

Définition des règles du contrôleur flou (FLC2)

La conception des règles du contrôleur flou proposé repose sur une approche fondée à la fois sur l'expertise métier et sur l'expérience empirique du système. L'élaboration des règles s'est faite en fonction des objectifs de performance visés, en tenant compte du comportement dynamique souhaité pour la machine. L'ensemble des règles, détaillées dans le Tableau 2.2, a été structuré autour des principes suivants [13]:

- **Premier objectif :** Lorsque l'erreur sur le couple est très élevée, c'est-à-dire lorsque la valeur réelle du couple s'écarte fortement de la consigne, il est impératif de réagir vigoureusement pour corriger rapidement l'écart. Ainsi, quel que soit le niveau d'erreur du flux, le module du vecteur tension doit être maximisé. Ce critère conduit à la définition de quatorze règles comme indiquées dans le Tableau 2.2.
- **Deuxième objectif :** Si l'erreur sur le couple est modérée (c-à-d se trouve à une distance moyenne de sa bande d'erreur), le système exige une correction intermédiaire. Dans ce cas également, indépendamment de la valeur de l'erreur de flux, un module de tension moyen est

préférable, permettant une réponse adéquate sans excès. Ce scénario produit également quatorze règles supplémentaires se trouve à une distance moyenne de sa bande d'erreur.

- **Troisième objectif :** Lorsque l'erreur du couple est **faible** (c-à-d se trouve à une petite distance de sa bande d'erreur), proche de la bande de tolérance, l'ajustement doit se faire de manière fine. Il convient alors d'appliquer un **module de tension réduit**, quel que soit le niveau d'écart du flux, pour assurer une régulation douce et éviter les surcompensations. Cette condition donne lieu à **quatorze autres règles** comme indiquées dans le Tableau 2. 2..
- **Quatrième objectif :** Si le couple se situe déjà dans sa bande d'erreur, l'action corrective doit essentiellement tenir compte de la valeur de l'erreur du flux.
 - Si le flux est proche de sa valeur de référence (à l'intérieur ou à une faible distance de sa bande d'erreur), un module de tension quasi nul est suffisant.
 - En revanche, si le flux présente une erreur moyenne ou importante, un module de tension faible est recommandé afin de rétablir progressivement l'équilibre. Cette dernière logique aboutit également à sept règles supplémentaires.

La Figure 2.5 présente les fonctions d'appartenance associées aux variables d'entrée et de sortie du contrôleur flou.

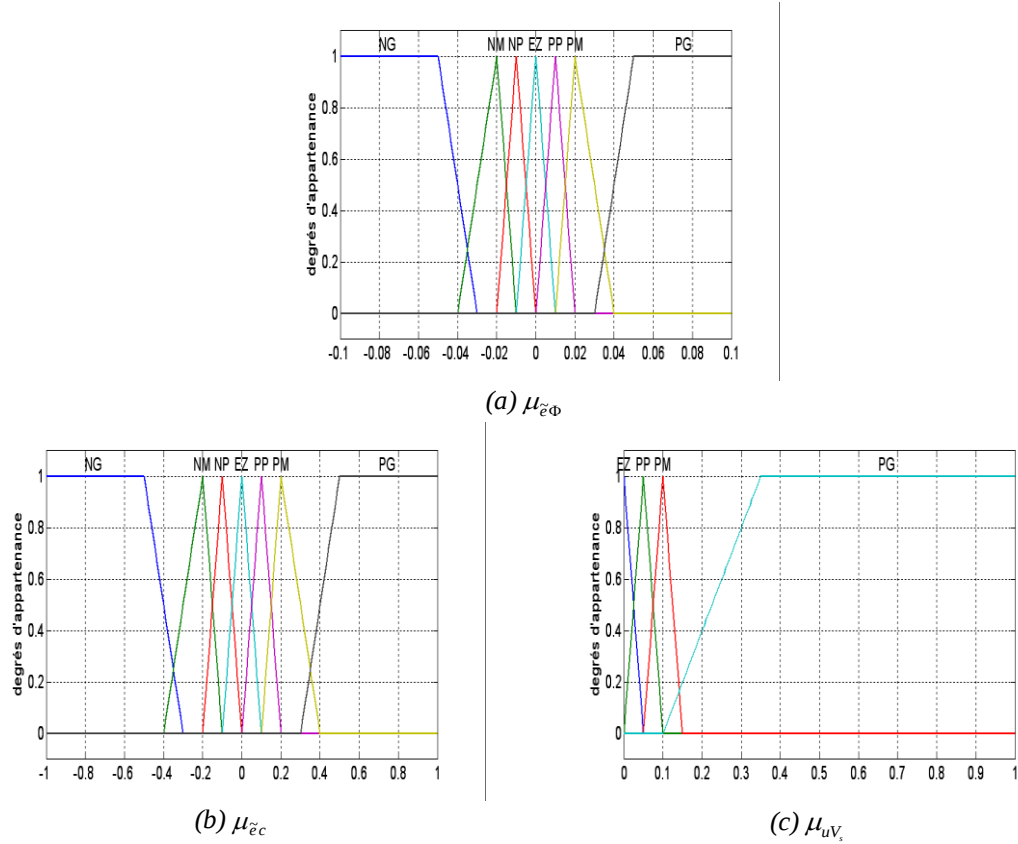


Figure 2.5 : Fonctions d'appartenance utilisées pour les variables d'entrée et de sortie du contrôleur flou (FLC2).

$\tilde{e}_\phi$	$\tilde{e}_c$	NG	NM	NP	EZ	PP	PM	PG
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 2.2 : Ensemble des règles de commande floue utilisées par le contrôleur FLC2.

Dans le contrôleur flou conçu, l'inférence est réalisée à l'aide de la méthode max–min, qui permet de combiner efficacement les règles floues en prenant le maximum des minimums des valeurs d'appartenance. Quant à la défuzzification, elle est effectuée selon la méthode du centre de gravité (centroidmethod), qui consiste à calculer la moyenne pondérée de toutes les sorties possibles afin d'obtenir une valeur de commande précise et représentative.

2.2.1.3 Génération des états de commutation des interrupteurs de l'onduleur

Une fois le vecteur de tension de référence déterminé à l'issue du traitement flou, il est transmis au module de Modulation Vectorielle par Largeur d'Impulsion (SVM). Ce dernier se charge de convertir ce vecteur en états de commutation S_a , S_b et S_c des interrupteurs de l'onduleur, permettant ainsi de générer la forme d'onde souhaitée aux bornes de la machine.

La procédure se déroule selon l'algorithme suivant :

1. **Calcul des composantes α - β** du vecteur de tension de référence à l'aide des équations de transformation appropriées :

$$\begin{cases} V_\alpha = V_s \cos(\theta_{V_s}) \\ V_\beta = V_s \sin(\theta_{V_s}) \end{cases} \quad (2.3)$$

2. **Ces composantes sont ensuite utilisées dans le processus SVM pour** Identifier le **secteur** dans lequel se situe le vecteur de tension de référence.

- Calculer le numéro du secteur où se trouve le vecteur tension désiré.
- Obtenir les vecteurs de commutation SV_1 et SV_2 ainsi que leur cycle de fonctionnement t_1 et t_2 en utilisant le Tableau 2.3. Calculer ensuite le cycle de fonctionnement du vecteur de commutation nul ($t_0 = 1 - t_1 - t_2$).

- Calculer la position relative de l'horloge (PRH) dans le temps d'échantillonnage en utilisant les équations suivantes :

$$PRH = \text{Rem}(t/T_e)/T_e \quad (2.4)$$

La valeur du PRH permet d'obtenir les composantes Sa , Sb et Sc du vecteur de commutation selon la routine suivante :

- Si $PRH < t_0/4$ alors le vecteur de commutation est $V_0 = (0 \ 0 \ 0)$
- Sinon, si $PRH < t_0/4 + t_1/2$ alors le vecteur de commutation est SV_1
- Sinon, si $PRH < t_0/4 + (t_1 + t_2)/2$ alors le vecteur de commutation est SV_2
- Sinon, si $PRH < 3t_0/4 + (t_1 + t_2)/2$ alors le vecteur de commutation est $V_7 = (1 \ 1 \ 1)$
- Sinon, si $PRH < 3t_0/4 + t_1/2 + t_2$ alors le vecteur de commutation est SV_2
- Sinon, si $PRH < 3t_0/4 + t_1 + t_2$ alors le vecteur de commutation est SV_1
- Sinon, le vecteur de commutation est $V_0 = (0 \ 0 \ 0)$

b) Secteur $i = 1$	Secteur $i = 2$	Secteur $i = 3$
$\begin{bmatrix} t_1 \\ t_2 \end{bmatrix} = \frac{1}{2E} \begin{bmatrix} \sqrt{6} & -\sqrt{2} \\ 0 & 2\sqrt{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} t_1 \\ t_2 \end{bmatrix} = \frac{1}{2E} \begin{bmatrix} -\sqrt{6} & \sqrt{2} \\ \sqrt{6} & \sqrt{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} t_1 \\ t_2 \end{bmatrix} = \frac{1}{2E} \begin{bmatrix} 0 & 2\sqrt{2} \\ -\sqrt{6} & -\sqrt{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix}$
$SV_1 = V_1 = (1 \ 0 \ 0)$ $SV_2 = V_2 = (1 \ 1 \ 0)$	$SV_1 = V_3 = (0 \ 1 \ 0)$ $SV_2 = V_2 = (1 \ 1 \ 0)$	$SV_1 = V_3 = (0 \ 1 \ 0)$ $SV_2 = V_4 = (0 \ 1 \ 1)$
Secteur $i = 4$	Secteur $i = 5$	Secteur $i = 6$
$\begin{bmatrix} t_1 \\ t_2 \end{bmatrix} = \frac{1}{2E} \begin{bmatrix} 0 & -2\sqrt{2} \\ -\sqrt{6} & \sqrt{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} t_1 \\ t_2 \end{bmatrix} = \frac{1}{2E} \begin{bmatrix} -\sqrt{6} & -\sqrt{2} \\ \sqrt{6} & -\sqrt{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} t_1 \\ t_2 \end{bmatrix} = \frac{1}{2E} \begin{bmatrix} \sqrt{6} & \sqrt{2} \\ 0 & -2\sqrt{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix}$
$SV_1 = V_5 = (0 \ 0 \ 1)$ $SV_2 = V_4 = (0 \ 1 \ 1)$	$SV_1 = V_5 = (0 \ 0 \ 1)$ $SV_2 = V_6 = (1 \ 0 \ 1)$	$SV_1 = V_1 = (1 \ 0 \ 0)$ $SV_2 = V_6 = (1 \ 0 \ 1)$

Tableau 2.3 : Vecteurs de commutation et cycles de fonctionnement de la modulation vectorielle

2.3 Simulation de la méthode de commande optimisée par DTC Floue-SVM appliquée à la MSAP

Afin d'évaluer les performances dynamiques et statiques de la stratégie de commande optimisée proposée, une modélisation complète de la Machine Synchrone à Aimants Permanents (MSAP) a été réalisée sous l'environnement MATLAB/Simulink. Cette modélisation repose sur l'implémentation des équations dynamiques présentées précédemment (relation 1.7 à 1.11), représentant fidèlement le comportement électromagnétique de la machine dans le repère (α, β) .

La stratégie de commande directe du couple (DTC) améliorée, intégrant à la fois un contrôleur flou et une modulation vectorielle (SVM), a ensuite été simulée sur cette structure modulaire. Le schéma global de simulation, illustré à la Figure 2.5, regroupe les différentes composantes : estimation du flux et du couple, régulation floue, génération du vecteur de tension, et synthèse PWM via SVM.

Les résultats obtenus sont présentés dans les Figures 2.6 à 2.9. Ils permettent d'analyser le comportement du système en termes de :

- ✓ Réponse transitoire et régime permanent du couple électromagnétique,
- ✓ Évolution du flux statorique,
- ✓ Qualité de la forme d'onde du courant,
- ✓ Et capacité de la commande à répondre efficacement aux variations de charge ou de consigne de vitesse.

Ces simulations mettent en évidence les avantages de la commande DTC Floue-SVM, notamment une réduction significative des ondulations du couple, une meilleure régulation du flux, et une robustesse accrue face aux perturbations.

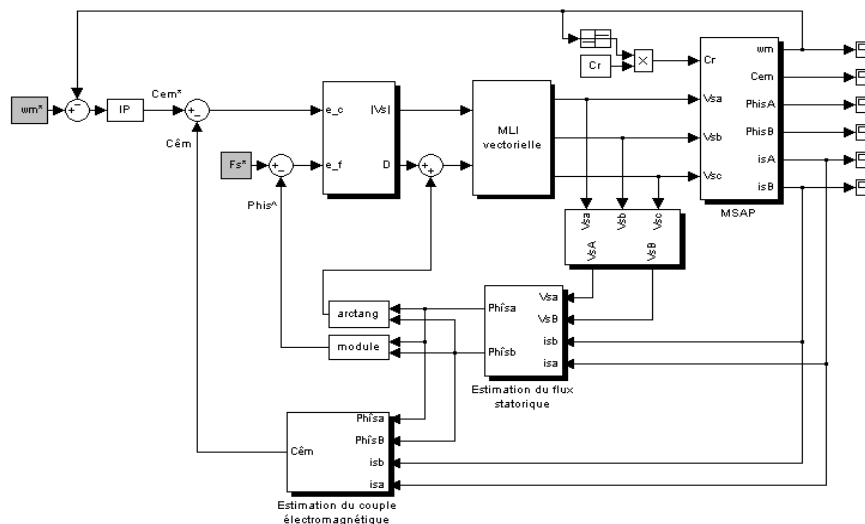


Figure 2.6 : Schéma de l'optimisée par DTC Floue-SVM appliquée à la MSAP implémentée sous MATLAB/Simulink

La simulation a été réalisée dans les mêmes conditions et avec les mêmes paramètres que ceux utilisés pour la commande directe du couple classique étudiée dans le premier chapitre, afin de permettre une comparaison équitable des performances. Les résultats obtenus démontrent une nette amélioration des performances dynamiques et stationnaires. En particulier, on observe une réduction significative des ondulations du couple électromagnétique ainsi qu'un courant de phase présentant une forme quasiment sinusoïdale, avec très peu d'ondulations en régime permanent. Ces résultats confirment l'efficacité de l'approche DTC optimisée par logique floue et modulation vectorielle dans l'amélioration de la qualité de commande de la machine synchrone à aimants permanents.

2.3.1 Essai 1 : Réponse à un échelon de vitesse

L'objectif de ce test est d'évaluer la réponse dynamique du système à une variation brusque de la consigne de vitesse. Plus précisément, lorsqu'une consigne de 100 rad/s est appliquée brusquement depuis l'arrêt ($t = 0$).

1. Réponse de la vitesse

La Figure 2.7(a) illustre la réponse transitoire du système suite à l'application d'un échelon de vitesse de 100 rad/s à l'instant initial ($t = 0$). On y observe une montée en régime rapide et stable, caractérisée par l'absence de dépassement notable et un temps de réponse court. Cette réponse met en évidence un comportement dynamique bien amorti, révélant un bon compromis entre rapidité et stabilité. Le réglage précis du régulateur IP, utilisé pour la boucle de vitesse, permet d'éviter toute oscillation ou dépassement indésirable, ce qui garantit un asservissement efficace. La stabilité obtenue dès les premières millisecondes de fonctionnement traduit la robustesse de la stratégie de commande DTC Floue-SVM face à un changement brutal de consigne. Ainsi, la performance de la régulation de vitesse peut être qualifiée d'excellente en termes de rapidité, précision et stabilité.

2. Réponse du couple électromagnétique

La Figure 2.7(b) illustre la réponse dynamique du couple électromagnétique généré par la MSAP sous l'effet de la commande DTC Floue-SVM. Dès l'application de la consigne de vitesse, une pointe transitoire avoisinant 100 N·m est observée. Ce pic traduit la nécessité d'un couple initial important pour surmonter l'inertie du rotor et initier une accélération rapide. Cette réponse vigoureuse témoigne de la capacité du contrôleur à répondre promptement aux exigences de démarrage.

Une fois la vitesse de consigne atteinte, le couple chute rapidement pour se stabiliser autour de sa valeur nominale de 40 N·m, reflétant une régulation efficace et une transition rapide vers le régime permanent. Cette performance met en évidence la réactivité et la précision du schéma de commande DTC Floue-SVM, qui permet un ajustement direct du couple sans l'intervention de boucles intermédiaires.

En régime établi, on constate une ondulation résiduelle de l'ordre de $\pm 1 \text{ N}\cdot\text{m}$, ce qui reste très faible. Ces faibles fluctuations sont caractéristiques des systèmes de commande avancés et résultent principalement des effets de commutation inhérents à la MLI vectorielle. Toutefois, comparées à la DTC classique, ces ondulations sont nettement atténuées, signe d'une amélioration notable de la qualité du couple fourni.

3. Flux statorique

L'analyse du flux statorique, présentée dans les Figures 2.7(c), (d) et (e), démontre l'efficacité remarquable du contrôle apporté par la commande optimisée DTC Flou-SVM. Dès le début de la simulation, le module du flux atteint rapidement et précisément sa valeur de référence, ici $0,08 \text{ Wb}$, ce qui confirme l'excellente capacité de la commande à suivre de manière dynamique et stable le flux statorique. La précision de ce suivi est particulièrement mise en évidence par la faible amplitude des oscillations observées autour de la valeur de référence, indicatif d'une gestion optimisée du flux et d'un contrôle efficace du couple.

Les composantes du flux statorique présentent une forme sinusoïdale bien définie (voir Figure 2.7(d)), ce qui témoigne d'un fonctionnement stable et proche d'un régime idéal, garantissant ainsi une performance fiable et sans fluctuations indésirables. Cette régularité est primordiale pour éviter les effets de déséquilibre ou de variations brusques dans le couple produit par la machine.

En outre, la trajectoire du flux statorique dans le plan (Figure 2.7(e)) est presque parfaitement circulaire, avec un rayon constant. Ce comportement suggère que l'amplitude du flux est rigoureusement maintenue, ce qui est essentiel pour assurer un couple homogène et réduire les risques de vibrations ou de surcharges dans le système. Une telle maîtrise du flux est un indicateur clé de la précision et de l'efficacité du système de commande DTC Flou-SVM, qui parvient à éviter les variations brutales du couple tout en optimisant les performances globales de la machine.

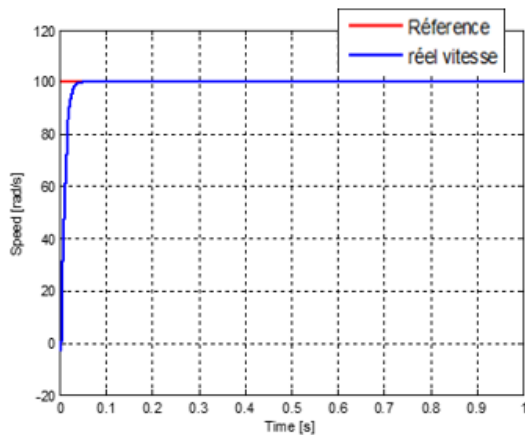
4. Courants statoriques

L'analyse des courants statoriques dans le repère abc , représentés sur la Figure 2.7 (f), révèle un comportement cohérent avec les exigences dynamiques du système. Un pic de courant atteignant 200 A est observé au démarrage, ce qui est justifié par la forte demande de couple nécessaire pour accélérer rapidement le rotor. Toutefois, la stabilisation rapide des courants après cette phase transitoire montre que le système revient rapidement à un fonctionnement nominal. Les courants retrouvent une valeur stable, adaptée aux conditions de fonctionnement en régime établi. On peut observer une allure proche de la forme sinusoïdale pour les composantes du flux statorique, comme le montre la Figure 2.7 (g), ce qui traduit un fonctionnement régulier et bien contrôlé. En conclusion, les courants statoriques sont en adéquation avec la dynamique du couple et ne présentent aucune anomalie prolongée, ce qui confirme le bon fonctionnement global de la commande.

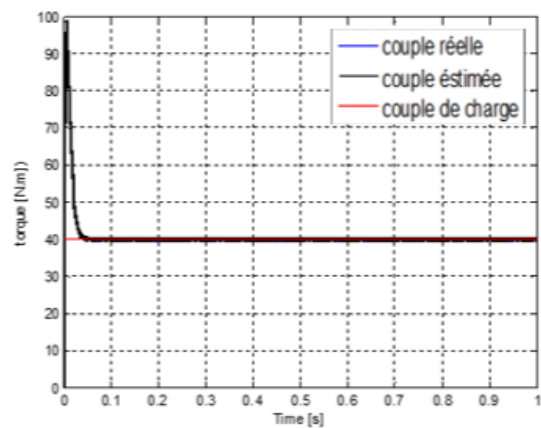
L'analyse des courants statoriques dans le repère abc, illustrée sur la Figure 2.7(f), montre un comportement parfaitement en phase avec les exigences dynamiques du système sous la commande optimisée DTC Flou-SVM. Lors du démarrage, un pic de courant atteignant 200 A est observé, ce qui est conforme à la forte demande de couple nécessaire pour accélérer rapidement le rotor. Cette élévation temporaire des courants est une réponse attendue à l'action du système DTC qui cherche à fournir un couple élevé en début de processus. Cependant, ce pic est de courte durée et les courants se stabilisent rapidement après la phase transitoire, ce qui met en évidence l'efficacité du contrôle dynamique du système. Une fois la phase de démarrage passée, les courants retrouvent une valeur stable, correspondant aux conditions de fonctionnement en régime permanent. Ce comportement est une manifestation directe de la gestion optimisée des courants et du couple par la commande DTC Flou-SVM, qui assure un retour rapide à la consigne, même après des variations brusques.

Les courants statoriques présentent également une forme sinusoïdale régulière, comme l'indiquent les composantes du flux statorique dans la Figure 2.7(g). Cette forme sinusoïdale est un indicateur clé d'une régulation fluide et d'une absence de fluctuations indésirables, ce qui traduit un contrôle rigoureux et une maîtrise fine de la commande du couple. Grâce à la logique floue et la modulation vectorielle (SVM), ces oscillations sont efficacement atténuées, ce qui garantit une dynamique de fonctionnement stable et sans perturbations notables.

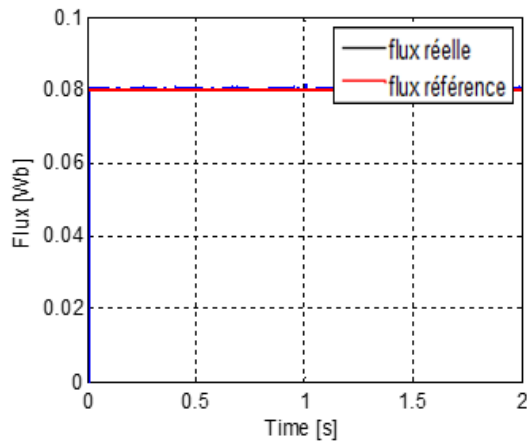
En conclusion, les courants statoriques sont parfaitement ajustés à la dynamique du couple, et ne présentent aucune anomalie prolongée, ce qui témoigne de l'efficacité de la commande optimisée DTC Flou-SVM. Cette régulation de haute précision permet de maintenir une performance stable et fiable du système tout en respectant les critères de sécurité et d'efficacité énergétique.



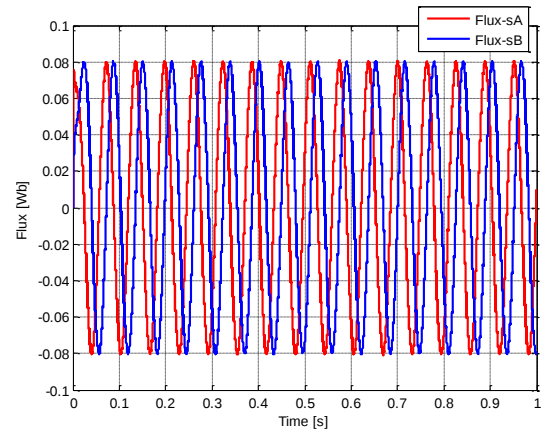
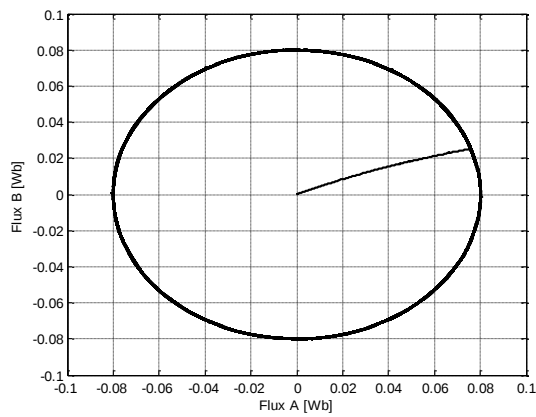
(a) Vitesse de rotation



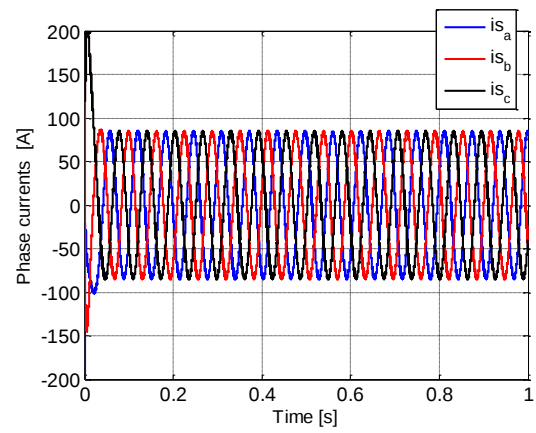
(b) Couple électromagnétique



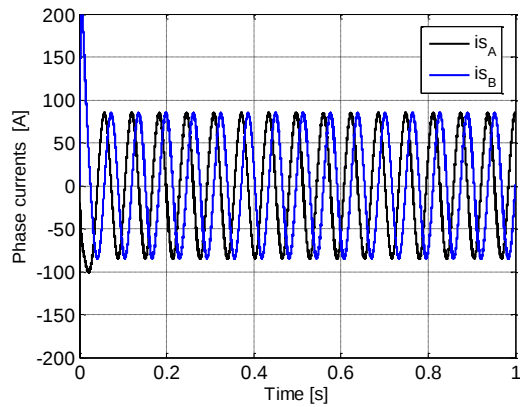
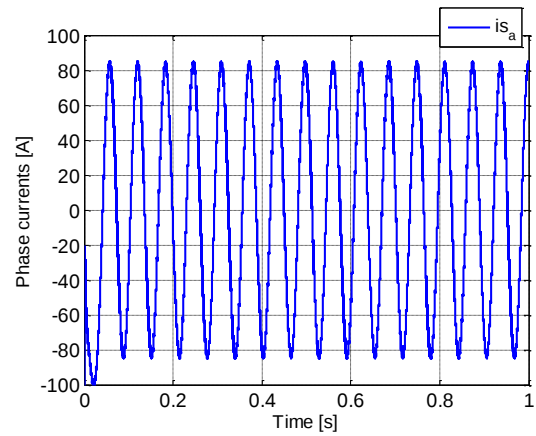
(c) Flux statorique

(d) Flux statorique dans le repère $\alpha\beta$ 

(e) Trajectoire circulaire du flux



(f) Courants statoriques dans le repère abc

(g) Courants statoriques dans le repère $\alpha\beta$ 

(h) Courant statoriques de la phase (a)

Figure 2.7 : Résultats de simulation – Essai 1 : Réponse dynamique à un échelon de vitesse

2.3.2 Essai 2 : Réponse à un échelon de vitesse suivi de l'introduction d'un couple de charge

Dans le but de tester la robustesse et la réactivité de la stratégie de commande optimisée DTC Flou-SVM, une simulation a été réalisée en imposant une consigne de vitesse de 100 rad/s dès le démarrage, tout en soumettant le système à une perturbation mécanique sous forme d'un échelon de couple résistant de 60 N·m appliqué à $t = 0,5$ s. Les résultats obtenus, illustrés dans la Figure 2.8, mettent en évidence la capacité du système à maintenir un comportement stable et contrôlé face à cette double sollicitation.

1. Réponse de la vitesse

La Figure 2.8 (a) présente la courbe de réponse en vitesse du système soumis à une consigne de 100 rad/s. Grâce à l'action conjointe du régulateur intégral-proportionnel (IP) et de la commande optimisée DTC Flou-SVM, la montée en régime s'effectue de manière fluide, sans dépassement ni oscillation indésirable. Cette trajectoire parfaitement contrôlée traduit une stabilité remarquable en phase transitoire et une précision élevée en régime permanent, avec une erreur statique nulle.

Lorsque le couple de charge de 60 N·m est appliqué à $t = 0,5$ s, une légère baisse temporaire de la vitesse est observée, ne dépassant pas 3 %. Cette diminution, de très courte durée (environ 0,05 s), illustre la réponse du système face à une perturbation mécanique. La vitesse retrouve ensuite rapidement sa valeur de consigne, grâce à la capacité de compensation dynamique du régulateur IP et à la rapidité d'action de la stratégie DTC Flou-SVM.

2. Réponse du couple électromagnétique

La Figure 2.8 (b) illustre la réponse du couple électromagnétique lors de l'application d'un échelon de couple de charge de 60 N·m à l'instant $t = 0,5$ s, simulant une perturbation mécanique soudaine. Face à cette sollicitation, le système réagit de manière rapide et contrôlée. On observe une légère augmentation transitoire du couple électromagnétique, traduisant l'effort du système pour compenser instantanément la charge supplémentaire. L'interaction entre la commande floue et la modulation vectorielle (SVM) dans l'approche DTC permet un ajustement précis de la tension appliquée, garantissant une réponse rapide et fluide du couple sans effets de surcompensation ni oscillations prolongées.

Ce comportement met en évidence la performance du système en termes de gestion énergétique et de robustesse face aux perturbations. En régime permanent, le couple reste constant et stable, preuve que la commande DTC Flou-SVM assure un découplage efficace entre la régulation du couple et celle du flux, tout en maintenant l'équilibre dynamique du système.

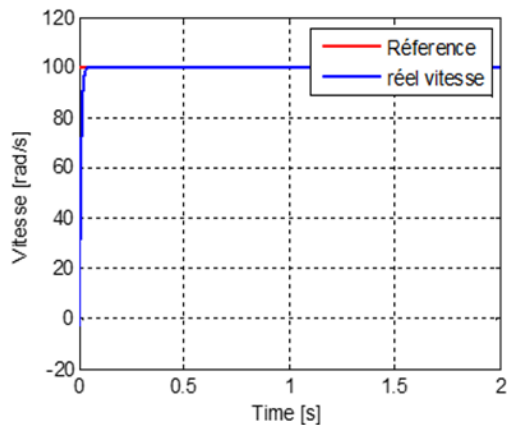
3. Flux statorique

Les Figures 2.8 (c), (d) et (e) illustrent clairement que le flux statorique demeure parfaitement stable malgré l'application soudaine du couple de charge à $t = 0,5$ s. Cette stabilité témoigne de l'efficacité de la commande DTC optimisée par logique floue et modulation vectorielle (SVM), qui assure un découplage

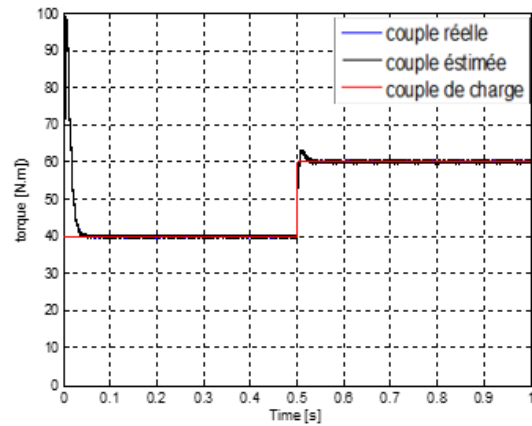
robuste entre la régulation du flux et celle du couple. Grâce à cette approche intelligente, le flux conserve sa valeur de consigne sans présenter de fluctuations significatives, même en présence d'une perturbation mécanique. Ce comportement confirme la précision et la fiabilité du contrôle, et souligne l'avantage de la stratégie DTC Floue-SVM pour maintenir une régulation fluide et insensible aux perturbations externes.

4. Courants statoriques

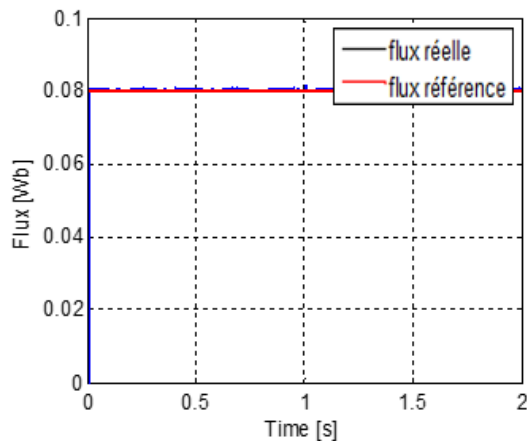
La Figure 2.8 (g) présente les courants statoriques pour les différentes phases de l'essai. L'analyse des courants statoriques montre une réponse transitoire bien maîtrisée lors du démarrage et de l'application du couple de charge. La commande optimisée DTC Floue-SVM permet un contrôle efficace des pics de courant sans instabilité. Les variations sont rapidement atténuées grâce à la modulation vectorielle. En régime permanent, les courants conservent une forme quasi-sinusoidale, gage d'un fonctionnement stable et précis.



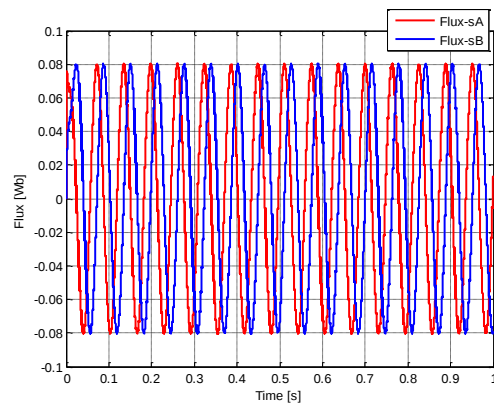
(a) Vitesse de rotation



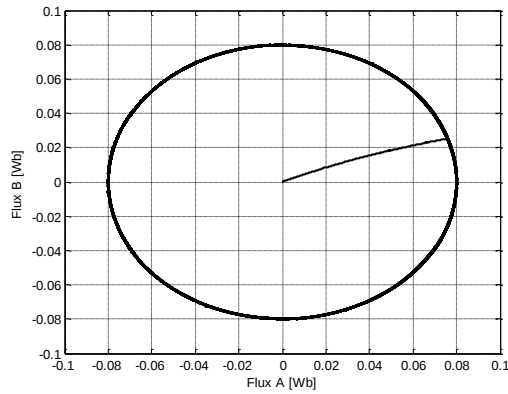
(b) Couple électromagnétique



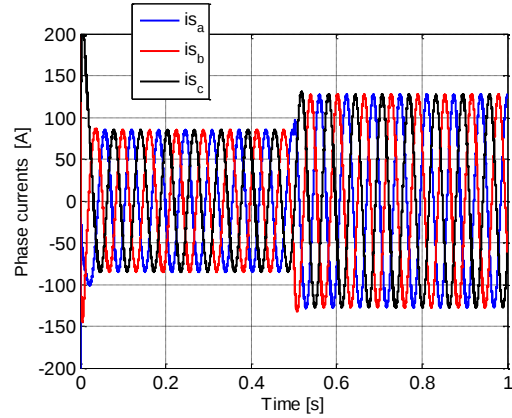
(c) Flux statorique



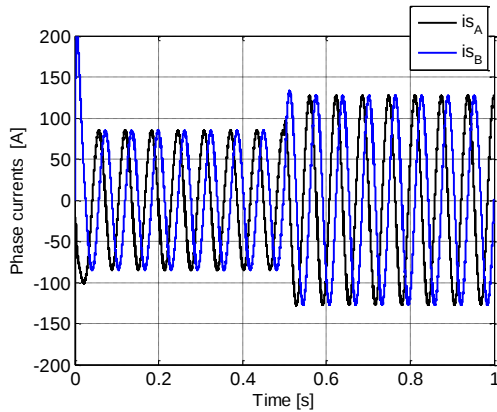
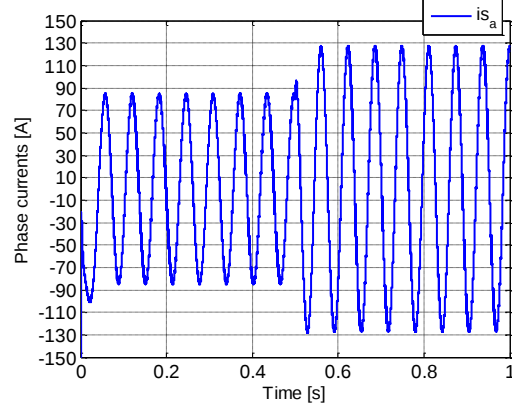
(d) Flux statorique dans le repère $\alpha\beta$



(e) Trajectoire circulaire du flux



(f) Courants statoriques dans le repère abc

(g) Courants statoriques dans le repère $\alpha\beta$ 

(h) Courant statorique de la phase (a)

Figure 2.8 : Résultats de simulation – Essai 2 : Réponse dynamique à un échelon de vitesse suivie de l'application d'un couple de charge

2.3.3 Essai 3 : Réponse dynamique à un échelon de vitesse, suivi d'une variation de charge et d'une réduction de vitesse

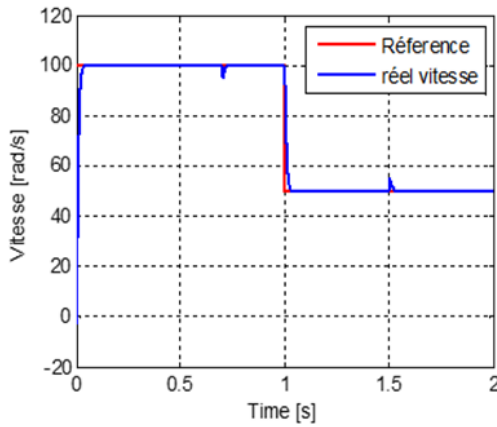
Cet essai vise à évaluer la robustesse et la réactivité de la commande optimisée DTC Floue-SVM dans un scénario dynamique complexe, combinant des variations de vitesse et de couple de charge. Le système démarre sous une charge initiale de 40 N•m, avec une consigne de vitesse de 100 rad/s. Dès les premiers instants, le système démontre sa capacité à fournir un couple élevé tout en atteignant rapidement la vitesse cible, grâce à la réactivité conjointe de la logique floue et de la modulation vectorielle.

À $t = 0.5$ s, une charge supplémentaire de 20 N•m est appliquée, représentant une perturbation significative. Le couple électromagnétique réagit de manière quasi-instantanée (Figure 2.9 (b)) pour compenser cette surcharge, sans provoquer de dérive notable. Bien qu'une légère chute temporaire de la vitesse soit observée (Figure 2.9 (a)), elle est rapidement corrigée par la régulation, grâce à la synergie entre le régulateur IP et la stratégie DTC Floue-SVM, confirmant une excellente dynamique de correction.

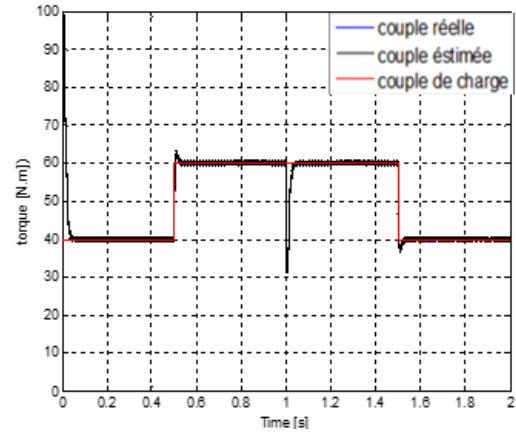
À $t = 1$ s, une réduction de la vitesse de consigne est imposée. La transition s'opère de manière fluide, sans dépassements ni oscillations, preuve du bon ajustement du couple moteur à la nouvelle exigence. Le couple diminue alors proportionnellement, démontrant une adaptation rapide et sans instabilité.

Enfin, à $t = 1.5$ s, la charge additionnelle est supprimée. Le système s'ajuste immédiatement, avec une réduction nette et contrôlée du couple, tandis que le flux statorique (Figures 2.9 (c) à 2.9 (e)) demeure parfaitement stable durant toute la séquence, illustrant le découplage efficace entre flux et couple permis par la commande floue optimisée.

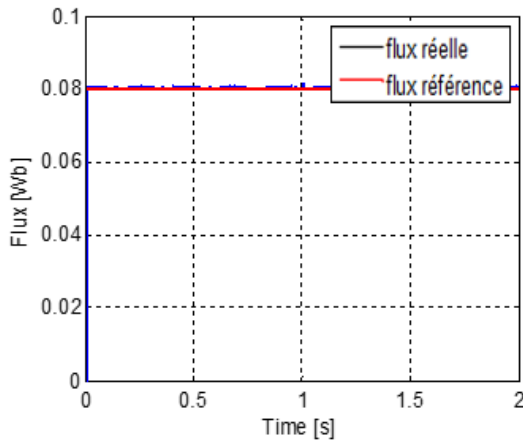
Les courants statoriques, présentés dans les Figures 2.9 (f) à 2.9 (h), traduisent avec fidélité les différentes phases de l'essai. Bien que des transitoires apparaissent lors des variations de charge et de vitesse, ces derniers sont rapidement amortis. En régime permanent, les courants retrouvent une forme quasi-sinusoidale, validant la qualité de la commande DTC Floue-SVM dans le suivi dynamique et la stabilité du système.



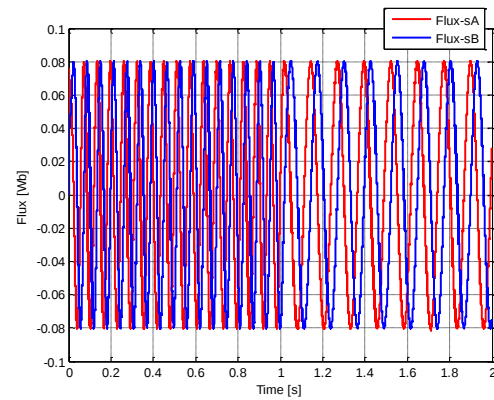
(a) Vitesse de rotation



(b) Couple électromagnétique



(c) Flux statorique

(d) Flux statorique dans le repère $\alpha\beta$

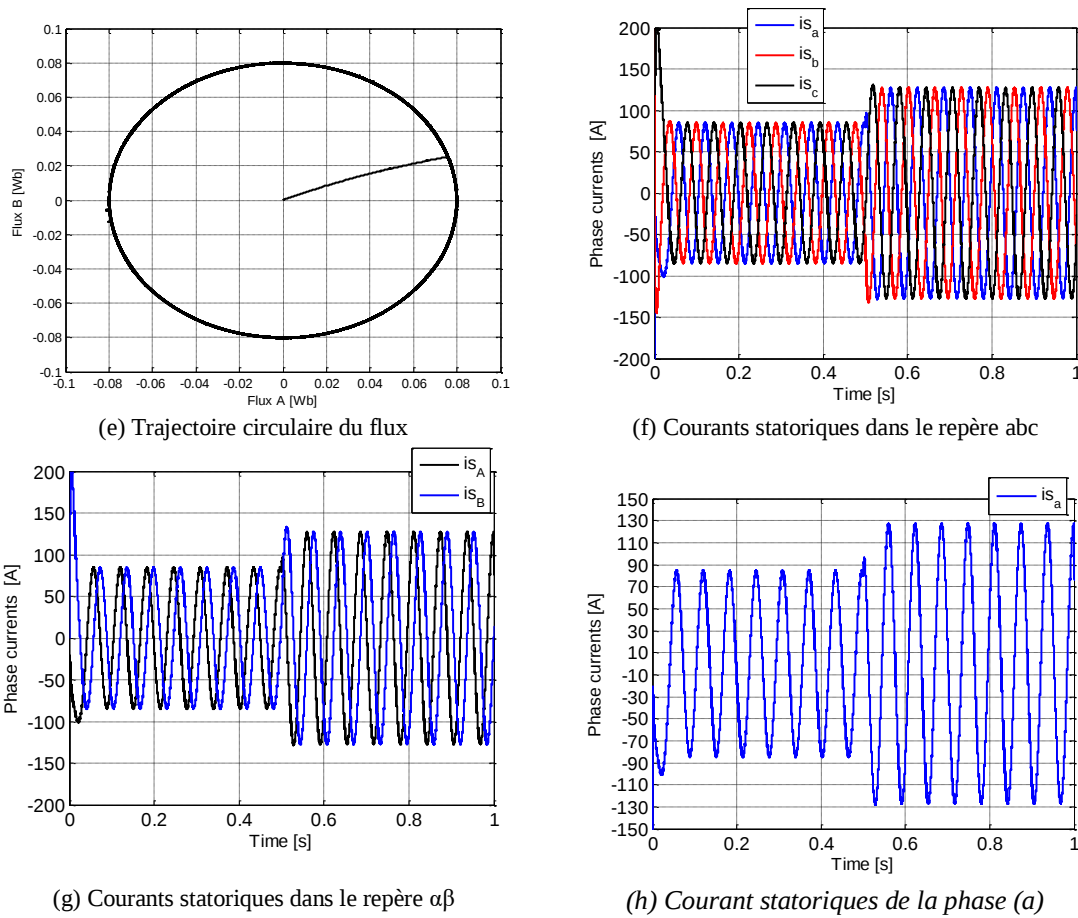


Figure 2.9 : Résultats de simulation – Essai 3 : Réponse dynamique à un échelon de vitesse, suivi d'une variation de charge et d'une réduction de vitesse

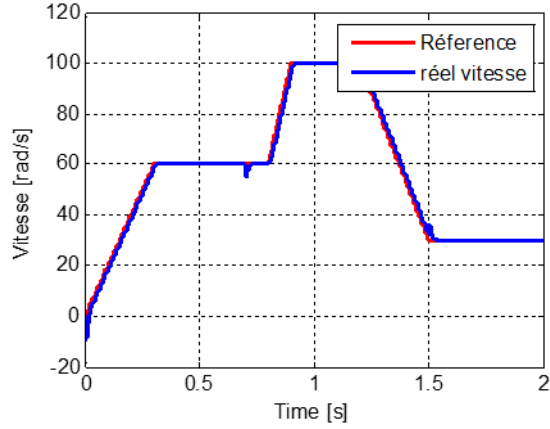
2.3.4 Essai 4 : Réponse dynamique à un cycle de variation de vitesse

Dans cet essai, la machine synchrone à aimants permanents (MSAP) est soumise à une consigne de vitesse variant de manière cyclique, reproduisant les conditions dynamiques rencontrées dans les applications réelles de traction ou d'entraînement industriel. La réponse en vitesse, illustrée par la Figure 2.10 (a), met en évidence les performances remarquables de la commande optimisée DTC Floue-SVM : les transitions entre les différentes étapes du cycle s'effectuent de manière fluide, sans dépassement significatif ni oscillation, traduisant une régulation à la fois rapide et stable.

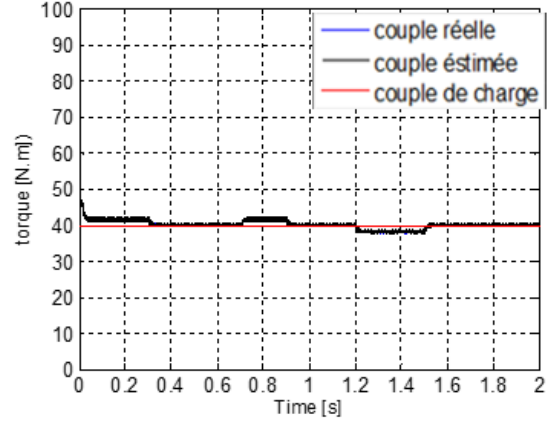
L'utilisation combinée de la logique floue et de la modulation vectorielle (SVM) permet d'ajuster en temps réel la commande pour suivre précisément les variations de vitesse, même dans un contexte fortement dynamique. Le correcteur IP assure quant à lui une correction efficace de l'erreur statique, renforçant la précision du suivi. Cette synergie garantit une excellente dynamique de réponse et une robustesse élevée face aux fluctuations de consigne.

Le couple électromagnétique réagit instantanément aux changements de vitesse, assurant une accélération et une décélération fluides sans oscillations prolongées. Cela témoigne d'un bon découplage entre le couple et le flux, grâce à la commande DTC Floue-SVM. Le flux statorique reste stable, avec des

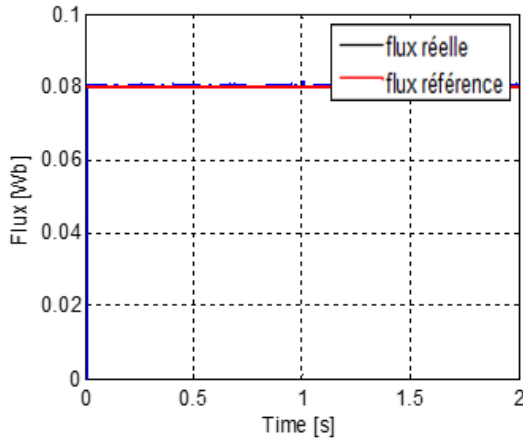
trajectoires quasi circulaires, même en présence de variations dynamiques. Cette stabilité confirme l'efficacité de la régulation indépendante du flux. En résumé, la commande optimisée démontre une grande robustesse et une excellente adaptabilité dans des conditions de fonctionnement variables, ce qui la rend particulièrement adaptée aux applications de traction ou industrielles exigeantes.



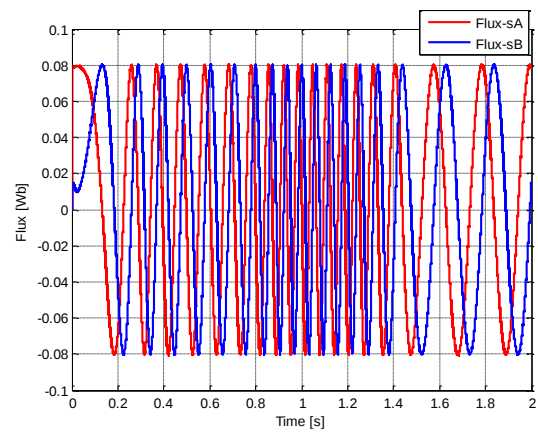
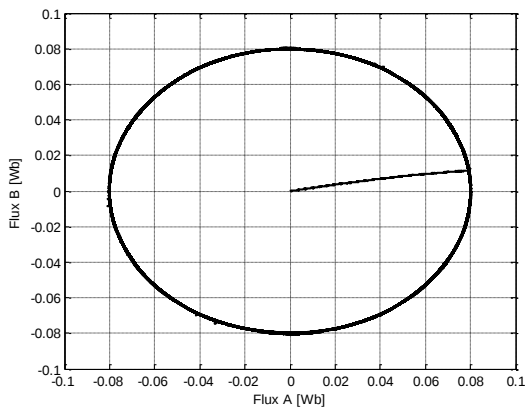
(a) Vitesse de rotation



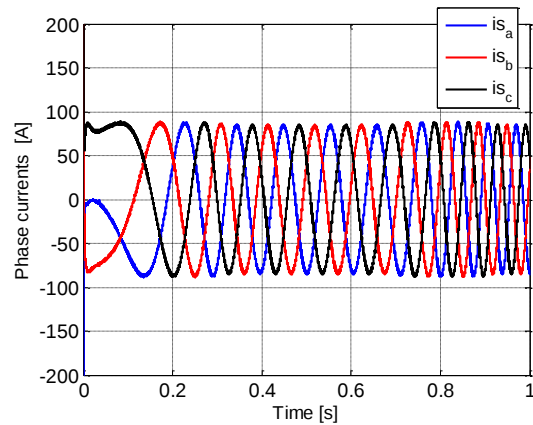
(b) Couple électromagnétique



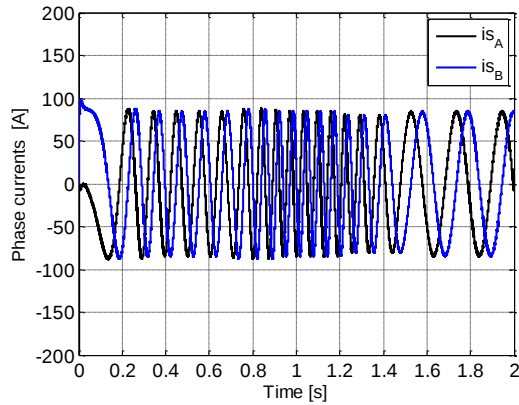
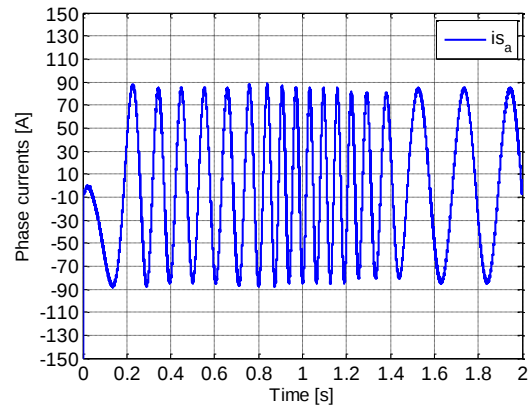
(c) Flux statorique

(d) Flux statorique dans le repère $\alpha\beta$ 

(e) Trajectoire circulaire du flux



(f) Courants statoriques dans le repère abc

(g) Courants statoriques dans le repère $\alpha\beta$ 

(h) Courant statoriques de la phase (a)

Figure 2.10 : Résultats de simulation – Essai 4 : Réponse dynamique à un cycle de variation de vitesse, suivi d'une variation de charge et d'une réduction de vitesse

2.4 Conclusion

La commande directe du couple (DTC) est une méthode de contrôle avancée qui offre de nombreux avantages pour les moteurs synchrones à aimants permanents. Malgré ses limitations, les récentes améliorations grâce aux techniques d'optimisation, notamment par intelligence artificielle et logique floue, permettent d'en faire une solution performante pour diverses applications exigeantes nécessitant une haute performance, notamment : les véhicules électriques où une réponse rapide du moteur est essentielle, les entraînements industriels haute performance, l'aéronautique et les systèmes embarqués où la réduction des pertes et l'optimisation du rendement sont cruciales.

En conclusion, l'intégration de la logique floue dans la DTC permet d'améliorer significativement les performances du contrôle du moteur, notamment en réduisant les fluctuations indésirables du couple et du flux tout en maintenant une réponse rapide et efficace.

Les résultats de simulations numériques montrent que l'approche proposée permet d'optimiser le fonctionnement du motopropulseur, en maintenant un rendement élevé, une réduction des pertes et une meilleure régularité du couple. La commande DTC optimisée par la logique floue et les SVM s'avère particulièrement adaptée aux applications exigeant des performances élevées, telles que les véhicules électriques et les systèmes industriels avancés.

Chapitre 03

Commande Optimisée par DTC Floue-SVM pour l'entraînement d'un
système bi-machine mono-onduleur à cinq bras

3.1 Introduction

Les systèmes intégrant plusieurs machines électriques associées à des convertisseurs statiques jouent un rôle central dans les applications de traction, qu'elles soient électriques ou ferroviaires [15]. Le développement des moteurs à vitesse variable a permis l'émergence des systèmes multi-machines multi-convertisseurs (SMM), offrant des solutions flexibles, efficaces et fiables pour le pilotage coordonné de plusieurs machines [16].

Dans de nombreuses applications industrielles, les systèmes à machines électriques multiples sont souvent exploités comme un ensemble de sous-systèmes mono-machines autonomes, chaque machine étant associée à son propre onduleur et bénéficiant d'un contrôle indépendant, tel que la commande vectorielle ou la commande directe du couple (DTC). Afin de réduire la complexité matérielle et le coût global, plusieurs travaux de recherche ont été consacrés à la diminution du nombre d'onduleurs requis, en explorant notamment des configurations optimisées à nombre réduit de convertisseurs [17-20]. L'amélioration des performances des systèmes de commande multi-machines repose soit sur l'élaboration de stratégies de commande innovantes, soit sur la reconfiguration des architectures d'onduleurs [21-24]. Plus récemment, les avancées dans le domaine des semi-conducteurs de puissance, conjuguées à l'émergence de microprocesseurs à haute performance et de dispositifs électroniques évolués, ont suscité un intérêt croissant pour les architectures à alimentation commune, dans lesquelles plusieurs machines électriques sont pilotées simultanément à partir d'un seul onduleur [25].

Dans une perspective d'optimisation de l'encombrement et de la masse des composants embarqués dans les systèmes de traction à moteurs électriques multiples, une solution prometteuse consiste à recourir à un onduleur de tension triphasé unique capable d'alimenter simultanément plusieurs machines [26-28].

La commande de cet onduleur à cinq bras implique des algorithmes de contrôle sophistiqués pour assurer une gestion efficace des transitions de commutation et une régulation de la vitesse précise. Les méthodes classiques de commande, telles que le contrôle vectoriel ou la commande directe du couple (DTC), peuvent être adaptées à cette architecture pour optimiser la performance en termes de couple et de réactivité dynamique. De plus, l'intégration de techniques avancées telles que la logique floue pour la modulation du couple permet d'améliorer la stabilité et de réduire les perturbations dues aux variations de charge ou de vitesse, particulièrement lors des phases de démarrage ou d'accélération.

C'est dans ce cadre que s'inscrit notre étude, laquelle explore des architectures de puissance compactes, fondées sur l'électronique de puissance, permettant l'alimentation parallèle de deux ou plusieurs machines électriques. L'objectif est également de développer des stratégies de commande adaptées visant à améliorer l'efficacité énergétique du système. Cette configuration est généralement désignée sous le terme de système multi-machines mono-convertisseur.

Dans le but de garantir la stabilité dynamique du véhicule électrique (VE) dans son environnement opérationnel, deux stratégies de commande sont proposées pour un VE équipé de deux essieux (avant et arrière), chacun intégrant deux moteurs synchrones à aimants permanents (bi-MSAP) montés directement dans les roues. Ces moteurs, connectés en parallèle, sont alimentés par un unique onduleur triphasé à cinq bras. Ainsi, l'onduleur à cinq bras (FLI) constitue une solution novatrice qui

permet de rationaliser les coûts, tout en offrant une efficacité énergétique et une performance dynamique adaptées aux exigences des systèmes de traction à moteurs multiples.

Les techniques de commande mises en œuvre, à savoir la commande directe du couple (DTC) classique et une version optimisée basée sur la logique floue associée à la modulation vectorielle (DTC flou-SVM), permettent de reproduire la fonction d'un différentiel mécanique en assurant un pilotage indépendant de chaque roue motrice. Les résultats de simulation réalisés sous Matlab/Simulink démontrent l'efficacité de cette approche, en mettant en évidence une excellente réponse dynamique du système de propulsion du véhicule.

3.2 Configuration de la chaîne de traction étudiée

La chaîne de traction considérée dans cette étude repose sur une architecture innovante destinée aux véhicules électriques (VE) à quatre roues motrices. Elle est composée de deux essieux (avant et arrière), chacun intégrant deux moteurs synchrones à aimants permanents à double enroulement (bi-MSAP), montés directement dans les roues (moteurs-roues). L'ensemble des quatre moteurs est connecté électriquement en parallèle et alimenté par un seul onduleur triphasé, ce qui permet de réduire significativement le volume, le poids et le coût des composants électroniques embarqués [29].

Cette configuration vise à remplacer le différentiel mécanique traditionnel par une commande électronique indépendante de chaque roue motrice. Deux stratégies de commande ont été implémentées pour assurer une répartition optimale du couple : la commande directe du couple (DTC) classique et une commande DTC optimisée, intégrant une régulation floue et une modulation vectorielle (SVM). Cette dernière permet d'améliorer la précision du contrôle, de réduire les ondulations du couple et d'assurer une meilleure stabilité du véhicule dans des conditions dynamiques variées.

La configuration retenue permet aux machines d'un même essieu de fonctionner à des vitesses soit identiques, soit différenciées, notamment dans le cas de virages où une variation de vitesse entre les roues est nécessaire pour assurer la stabilité et la maniabilité du véhicule [30]. Dans cette étude, une attention particulière est portée à l'amélioration de la commande directe du couple (DTC) appliquée à deux machines synchrones à aimants permanents (MSAP), alimentées en parallèle par un onduleur de tension triphasé à cinq bras. Cette architecture vise à garantir un contrôle précis et indépendant de chaque machine, tout en réduisant le nombre de convertisseurs nécessaires, ce qui contribue à une meilleure compacité, une efficacité accrue et une complexité réduite du système de traction.

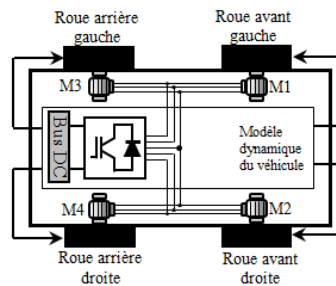


Figure 3.1. Configuration du véhicule électrique étudié.

En règle générale, pour piloter un système composé de deux moteurs alimentés par deux onduleurs triphasés conventionnels à vitesses variables et indépendantes, un total de douze interrupteurs de puissance contrôlables est nécessaire. Afin de réduire le nombre de ces interrupteurs, une solution innovante consiste à utiliser un seul onduleur composé de dix interrupteurs, répartis sur cinq bras, dans l'application étudiée [31]. Pour la structure de puissance considérée, un bras d'onduleur est partagé entre deux phases de deux moteurs distincts. Les deux autres phases de chaque machine sont connectées à des bras d'onduleur séparés. Cette configuration, qui implique l'utilisation d'un onduleur à cinq bras (Five-Leg Inverter - FLI), permet ainsi de réaliser une économie de deux interrupteurs par rapport à l'onduleur de tension triphasée standard.

La Figure 3.2 illustre la structure principale de l'onduleur à cinq bras (FLI) alimentant deux moteurs synchrones à aimants permanents (MSAP) triphasés en parallèle. Chaque moteur nécessite trois entrées pour son alimentation [27]. Un bras commun, désigné bras C, est utilisé pour alimenter simultanément deux phases des deux moteurs, tandis que les phases restantes, notées (a1, b1) pour le moteur MSAP1 et (a2, b2) pour le moteur MSAP2, sont connectées à leurs bras d'onduleur respectifs (A1, B1) et (A2, B2). Le bras C, partagé entre les deux moteurs, alimente simultanément les deux phases communes. Ce partage de bras d'onduleur réduit considérablement la complexité du système par rapport à l'utilisation de deux onduleurs distincts, tout en garantissant un contrôle précis des courants dans chaque phase, essentiel pour un fonctionnement optimal des moteurs synchrones.

L'architecture à cinq bras offre également des avantages en termes de gestion thermique et de répartition de la charge. En effet, la réduction du nombre d'interrupteurs entraîne une dissipation thermique moins importante, contribuant ainsi à une meilleure efficacité énergétique et à une longévité accrue des composants électroniques de puissance. De plus, la possibilité de commander indépendamment chaque phase des moteurs permet une meilleure gestion de la répartition du couple, essentielle pour garantir une traction stable et dynamique, surtout dans les virages où les vitesses des roues motrices doivent être ajustées de manière indépendante. Cette structure permet aux machines MSAP1 et MSAP2 de fonctionner à des vitesses identiques ou différenciées, en fonction des conditions dynamiques du véhicule [25] [27, 32] [33].

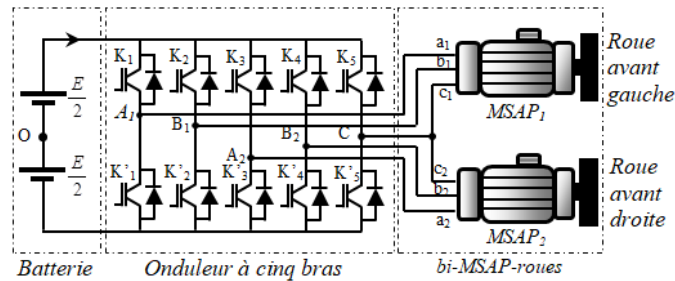


Figure 3.2. Structure parallèle de bi-MSAP roues alimentées par un onduleur à cinq bras.

✓ Structure de l'onduleur à cinq bras

- L'onduleur comporte **5 bras** : A1, B1, A2, B2 et C.
- Chaque bras est composé un interrupteur IGBT.
- Cela donne un total de **10 interrupteurs**.
- Chaque bras peut prendre **2 états** :
 - **1** : interrupteur haut fermé (connexion au +Vdc)
 - **0** : interrupteur bas fermé (connexion au 0V ou -Vdc)

✓ Configuration des moteurs

- Moteur 1 (MSAP1) : phases **a1, b1, c1**
 - connectées aux bras **A1, B1 et C** respectivement
- Moteur 2 (MSAP2) : phases **a2, b2, c2**
 - connectées aux bras **A2, B2 et C** respectivement
- La phase C est **commune aux deux moteurs** (partagée).

✓ Calcul du nombre d'états de commutation

Chaque bras pouvant être dans 2 états, et ayant **5 bras indépendants**, le nombre total de combinaisons est : $2^5=32$ états de commutation dans un onduleur à cinq bras, disponibles pour la commande des deux moteurs, Figure 3.3[28, 29] [34] [35].

Les fonctions de commutation S_{ij} ($i=1,...,5$ et $j=1,2$) sont définies comme $S_{ij}=1$ lorsque l'interrupteur supérieur est activé et $S_{ij}=0$ lorsqu'il est désactivé.

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

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

Tableau 3.1. Vecteurs de tension correspondant aux états de commutation de l'onduleur à cinq bras [13].

Classification des vecteurs	V_s	S_{11}	S_{21}	S_{31}	S_{41}	S_{51}
Vecteur Zéro (VZ)	V_0	0	0	0	0	0
	V_{31}	1	1	1	1	1
Vecteur Grand (VG) $\vec{V}_s = 1,618\sqrt{\frac{2}{3}}Ee^{j\frac{k\pi}{5}} \quad k \in \{0,...,9\}$	V_1	1	1	0	0	1
	V_2	1	1	0	0	0
	V_3	1	1	1	0	0
	V_4	0	1	1	0	0
	V_5	0	1	1	1	0
	V_6	0	0	1	1	0
	V_7	0	0	1	1	1
	V_8	0	0	0	1	1
	V_9	1	0	0	1	1
	V_{10}	1	0	0	0	1
Vecteur Moyen (VM) $\vec{V}_s = \sqrt{\frac{2}{3}}Ee^{j\frac{k\pi}{5}} \quad k \in \{0,...,9\}$	V_{11}	1	0	0	0	0
	V_{12}	1	1	1	0	1
	V_{13}	0	1	0	0	0
	V_{14}	1	1	1	1	0
	V_{15}	0	0	1	0	0

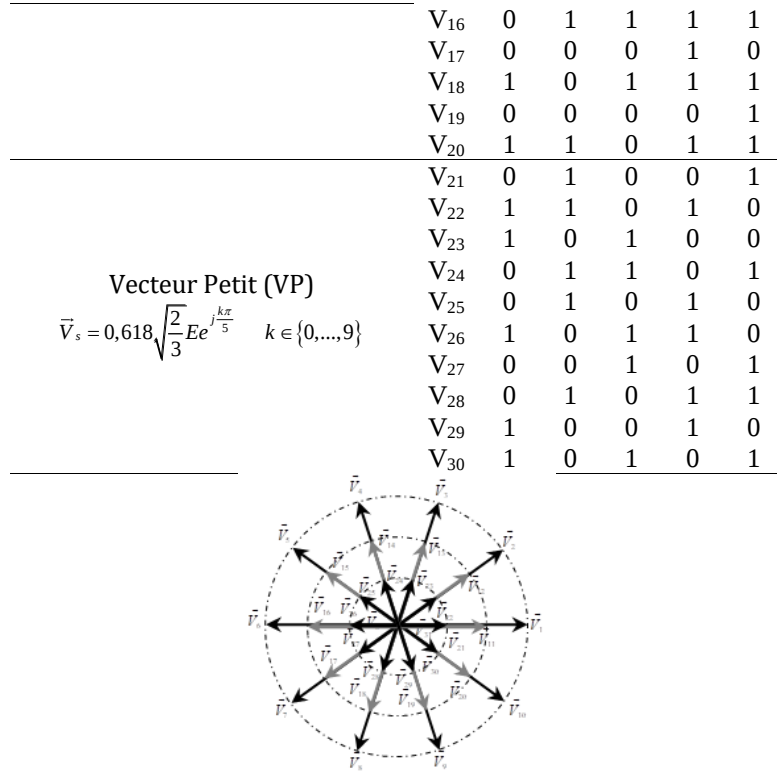


Figure 3.3. Représentation vectorielle de l'onduleur à cinq bras.

Remarques :

- Tous les états ne sont **pas forcément utilisables** pour la commande vectorielle ou DTC : certains peuvent engendrer des courts-circuits ou déséquilibres.
- Dans une stratégie de commande comme le **DTC ou DTC-SVM**, seuls **certains vecteurs de commutation actifs et nuls** sont utilisés pour produire les tensions désirées aux bornes des moteurs.

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

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

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

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

Donc :

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

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

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

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

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

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

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

3.3 Stratégie de commande directe du couple (DTC) classique appliquée à l'entraînement d'un système bi-MSAP alimenté par un onduleur à cinq bras

3.3.1. Spécificité du système bi-MSAP mono-onduleur à cinq bras

Dans le cas étudié, les deux MSAP triphasés sont connectés en parallèle à un unique onduleur à cinq bras, ce qui complexifie la commande, car :

- les deux machines doivent être pilotées simultanément mais de manière partiellement indépendante (notamment en virage),

- les tensions de commande sont contraintes par les vecteurs de commutation communs, issus des 32 états possibles de l'onduleur à cinq bras,
- les flux et les couples des deux machines doivent être estimés séparément, mais commandés en coordination pour assurer une stabilité dynamique du véhicule.

3.3.2. Mise en œuvre de la DTC classique dans cette configuration

La Figure 3.4 illustre le principe de la nouvelle méthode de commande DTC pour deux machines synchrones triphasées à aimants permanents alimentées par un seul onduleur à cinq bras [27] [28]. Chaque machine (MSAP1 et MSAP2) dispose de sa propre boucle de commande DTC :

- Estimation indépendante du flux statorique et du couple électromagnétique via les mesures de courants et la reconstruction des tensions appliquées,
- Régulation hystérésis appliquée séparément pour chaque machine,
- Fusion des décisions de commutation (nouvelle table de commutation) en une commande commune de l'onduleur, en sélectionnant un vecteur de commutation unique compatible avec les deux stratégies DTC.

Cette nouvelle table de commutation peut s'effectuer via une logique de priorité, une pondération entre les exigences des deux moteurs, ou encore par optimisation basée sur des critères dynamiques (couple, flux, énergie, etc.).

La stratégie de commande mise en œuvre permet de piloter d'assurer un contrôle indépendant des deux machines en terme de flux, couple et vitesse. Le contrôle du flux et du couple est effectué avec des comparateurs d'hystérésis et une table de commutation pour sélectionner le vecteur de tension approprié. Un contrôleur IP est choisi dans la boucle de régulation de vitesse afin d'améliorer les performances dynamiques [29]. La configuration spécifique de l'onduleur à cinq bras permet d'imposer des références de vitesse distinctes aux deux moteurs-roues, rendant ainsi possible la mise en œuvre d'un différentiel électrique entièrement piloté par commande [30, 36].

Sélection du vecteur tension optimal

La sélection du vecteur tension optimal dans un système bi-MSAP avec onduleur à cinq bras repose sur une table de commutation avancée, qui doit concilier les besoins des deux machines tout en minimisant les pertes. Cette approche, bien que complexe, permet d'obtenir des performances dynamiques élevées et une meilleure efficacité énergétique par rapport aux méthodes traditionnelles.

Une table de commutation utilise les valeurs de sortie des comparateurs à hystérésis correspondant aux erreurs de flux statoriques et aux erreurs de couples électromagnétiques ainsi que les numéros des secteurs d'évolution des flux statoriques des deux moteurs (S_{Φ_i}, S_{T_i}, N_i) ($i = 1, 2$). En se basant sur le principe de la commande directe en couple et la logique suivante, une nouvelle table de commutation peut être développée.

Avant de procéder à la sélection du vecteur de tension optimal parmi les 32 états de commutation disponibles dans la structure d'onduleur à cinq bras, il est impératif d'identifier précisément les exigences du système en temps réel. Cela implique la prise en compte conjointe des couples électromagnétiques requis par les deux moteurs ainsi que de leur dynamique de flux statorique respective.

La stratégie de commande repose alors sur l'utilisation de comparateurs à hystérésis appliqués séparément à chaque machine pour évaluer les erreurs instantanées de flux et de couple.

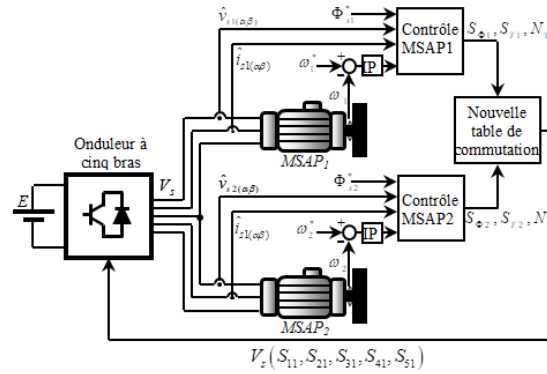


Figure 3.4. Schéma de contrôle indépendant de deux MSAP alimentés par un onduleur à cinq bras.

Détermination des besoins du système

Avant de choisir le vecteur tension, il est nécessaire d'analyser :

- **Les erreurs de flux statorique** (S_{Φ_1}, S_{Φ_2}) pour les deux machines, déterminées par des comparateurs à hystérésis à deux niveaux :
 - **Sortie = 1** si $\Phi_i < \Phi^*$ (augmentation requise).
 - **Sortie = 0** si $\Phi_i > \Phi^*$ (diminution requise).
- **Les erreurs de couple électromagnétique** (S_{T_1}, S_{T_2}) :
 - **Sortie = 1** si $T_i < T^*$ (augmentation requise).
 - **Sortie = 0** si $T_i > T^*$ (diminution requise).
- **Les positions angulaires des flux statoriques** (N_1, N_2) des deux machines, divisées en **secteurs** (typiquement 6 secteurs par machine).

Les sorties binaires de ces comparateurs, combinées aux numéros des secteurs d'évolution des flux statoriques des deux moteurs dans le plan (α, β) , constituent les entrées d'une table de commutation généralisée. Cette table permet de déterminer, à chaque instant, le vecteur de commutation le plus approprié à appliquer à l'onduleur, en optimisant simultanément les performances de deux systèmes DTC indépendants partageant la même structure de puissance.

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

- Si $(S_{T_1}, S_{T_2}) = (0, 1)$, le vecteur optimal fourni par l'onduleur à cinq bras est $V_s(S_{c2}, S_{c2}, S_{a2}, S_{b2}, S_{c2})$.
- Si $(S_{T_1}, S_{T_2}) \neq (0, 1)$, le vecteur optimal fourni par l'onduleur à cinq bras est :

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

L'idée proposée est schématisée en détail par les tableaux 3.2, et 3.3 [29]. Dans ces tableaux, les différentes situations possibles pour les erreurs de couple des deux moteurs (S_{T1}, S_{T2}) dans la boucle de régulation sont présentées.

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

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

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

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

6	1	$\vec{V}_{11}$	$\vec{V}_{11}$
	0	$\vec{V}_2$	$\vec{V}_2$

3.3.3 Avantages et limites

L'application de la DTC classique dans un système bi-MSAP alimenté par un onduleur à cinq bras offre plusieurs **avantages** :

- réduction du **nombre de composants de puissance** (10 interrupteurs au lieu de 12),
- commande **directe et rapide** du couple et du flux sans boucle de courant interne,
- possibilité de **contrôle différentiel** entre les roues motrices (fonction de différentiel virtuel).

Cependant, certaines **limites** doivent être considérées :

- **coordination complexe** des commandes des deux machines via un seul onduleur,
- apparition potentielle de **pulsations de couple** en régime transitoire,
- difficulté à maintenir une qualité de **commande optimale en basse vitesse** ou à **faible charge**.

3.3.4 Perspectives

Dans ce contexte, l'introduction de techniques avancées telles que la **commande DTC floue optimisée par SVM** permet d'améliorer les performances dynamiques, de **réduire les ondulations de couple**, et de mieux exploiter la **capacité de modulation** de l'onduleur à cinq bras.

3.4 Commande DTC-FLOU-SVM du système de traction d'un VE muni d'une nouvelle topologie de convertisseur

La Figure 3.5 montre le schéma de contrôle DTC-FLOU-SVM appliqué pour la commande des moteurs-roues alimentés en parallèle par un onduleur à cinq bras [26].

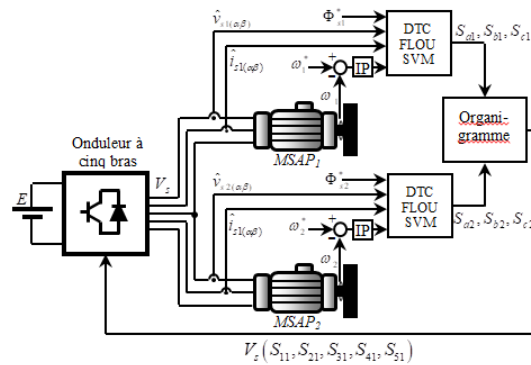


Figure 3.5 : Schéma de contrôle DTC-FLOU-SVM de deux MSAP alimentés par un onduleur à cinq bras.

- Chaque machine dispose d'une commande DTC floue indépendante, avec :

a. Estimation indépendante :

- Estimation du **flux statorique** et du **couple électromagnétique** via :
 - Les **courants statoriques mesurés**
 - Et la **reconstruction des tensions** appliquées à chaque phase.

b. Calcul des erreurs :

- Pour chaque machine :
 - Erreur de couple : ε_T
 - Erreur de flux : ε_ψ

3.4.1 Régulateurs flous FLC1 et FLC2

Chaque boucle DTC utilise deux régulateurs flous :

✓ **FLC1** (type Sugeno) :

- Entrées : ε_T , ε_ψ
- Sortie : angle de tension δ
- Rôle : ajuste l'orientation du vecteur de tension $\rightarrow$ pour aligner flux et couple.

✓ **FLC2** (type Mamdani) :

- Entrées : ε_T , ε_ψ
- Sortie : module du vecteur de tension $|V_s^*|$
- Rôle : ajuste la magnitude du vecteur de tension pour corriger flux et couple.

3.4.2 Génération du vecteur de tension par SVM

Les sorties δ (angle) et $|V_s^*|$ (module) permettent de construire un vecteur de tension de référence.

Ce vecteur est ensuite utilisé dans une commande SVM vectorielle pour générer les impulsions de commande (PWM) des transistors de l'onduleur :

- (S_{a1}, S_{b1}, S_{c1}) pour la MSAP1
- (S_{a2}, S_{b2}, S_{c2}) pour la MSAP2

Mais attention : il ne s'agit pas de deux onduleurs séparés, mais d'un seul onduleur à 5 bras. Donc il faut optimiser l'utilisation des bras communs, en particulier le cinquième bras partagé (S5).

3.4.3 Logique d'optimisation (Organigramme)

L'objectif est de partager intelligemment le cinquième bras (S5) entre les deux machines. Voici le processus de sélection :

Étape 1 :

Si $S_{c1} = S_{c2}$: on peut partager le bras 5 car les deux signaux S_c sont identiques,

$$\text{alors } S_{11} = S_{a1} \quad S_{21} = S_{b1} \quad S_{31} = S_{a2} \quad S_{41} = S_{b2} \quad S_{51} = S_{c1}$$

Sinon $S_{c1} \neq S_{c2}$: conflit potentiel sur le bras S5 $\rightarrow$ **On doit** analyser plus finement la situation :

Étape 2 :

Si $S_{a1} = S_{b1} = S_{c1}$ Alors on suppose que MSAP1 est dans un **état nul ou équilibré**, donc on utilise S_{c1} pour S_{51} . Cela signifie que les trois signaux de commande (S_{a1}, S_{b1}, S_{c1}) de la machine MSAP1 sont identiques - c'est-à-dire tous à 0 ou tous à 1.

Cela représente une configuration particulière dans le fonctionnement de l'onduleur :

- Tous les interrupteurs d'une même machine sont à ON (1) ou à OFF (0).
- Cela correspond à un état de blocage (état nul) ou un état non actif.
- Dans le contexte DTC, c'est souvent utilisé pour :
 - Laisser le flux **évoluer librement** (état de repos),
 - Ou **conserver le vecteur statorique** sans agir.

Pourquoi cela justifie l'utilisation de S_{c1} pour S_{51} ?

Si MSAP1 est dans un **état identique sur ses trois bras**, elle ne génère pas d'activité vectorielle significative, donc :

- Elle n'exerce pas de contrainte sur le bras partagé (S5).
- On peut alors considérer que **MSAP1 est passive**, et donc **Sc1 est sûr à affecter à S51** sans créer de conflit.

Résumé clair de l'Étape 2 :

- Si $S_{a1} = S_{b1} = S_{c1}$

alors on considère que la **machine MSAP1 est inactive ou en état nul** on peut **utiliser S_{c1} en toute sécurité** pour piloter le **cinquième bras S_{51}** de l'onduleur.

$$\underline{S_{11} = S_{a1} \quad S_{21} = S_{b1} \quad S_{31} = S_{a2} \quad S_{41} = S_{b2} \quad S_{51} = S_{c1}}$$

Étape 3 :

- Si $S_{a2} = S_{b2} = S_{c2}$

alors c'est la **machine MSAP2** qui est dans un état équilibré (**MSAP2 est inactive ou en état nul**), on peut **utiliser S_{c2} en toute sécurité** pour piloter le **cinquième bras S_{51}** de l'onduleur.

$$\underline{S_{11} = S_{a1} \quad S_{21} = S_{b1} \quad S_{31} = S_{a2} \quad S_{41} = S_{b2} \quad S_{51} = S_{c2}}$$

Étape 4 :

SINON (aucune des deux machines n'est dans un état équilibré)

Dans les étapes précédentes (Étapes 1, 2, 3), on tente de **résoudre simplement** l'utilisation du **bras partagé S5** :

- **Étape 1** : pas de conflit, $S_{c1} = S_{c2} \rightarrow S_{51} = S_{c1}$
- **Étape 2** : MSAP1 est dans un état neutre $\rightarrow S_{51} = S_{c1}$
- **Étape 3** : MSAP2 est dans un état neutre $\rightarrow S_{51} = S_{c2}$

Mais si **aucune condition n'est remplie**, cela signifie qu'il existe un **conflit réel entre les deux machines**.

- Les deux machines sont **actives**, donc :
 - Elles veulent toutes deux **utiliser le bras S5** (la phase C).

- Leurs signaux $S_{c1} \neq S_{c2}$ et aucune des deux **n'est en état nul**.
- Cela entraîne un **conflit de ressources** sur le **cinquième bras de l'onduleur**.

Solution proposée dans l'Étape 4 : arbitrage par priorité dynamique

- Il faut alors décider à laquelle des deux machines donner la priorité.
- Pour cela, on utilise un **critère de performance basé sur les erreurs de commande**.

Calcul des fonctions de coût (ou d'erreur) :

Pour chaque machine, on évalue une fonction d'erreur notée f_{eer1} pour MSAP1 et f_{eer2} pour MSAP2 :

$$\begin{cases} f_{eer1} = |\Delta T_{e1}|^2 + \sigma |\Delta \Phi_{s1}|^2 \\ f_{eer2} = |\Delta T_{e2}|^2 + \sigma |\Delta \Phi_{s2}|^2 \end{cases}$$

Où :

- ΔT_{e1} , ΔT_{e2} = erreur de couple électromagnétique de chaque machine
- $\Delta \Phi_{s1}$, $\Delta \Phi_{s2}$ = erreur de flux statorique de chaque machine
- σ = facteur de pondération (priorité entre couple et flux)

Interprétation :

- Plus la valeur de la **fonction d'erreur est grande**, plus la machine a besoin d'**intervention urgente**.
- Ce mécanisme donne dynamiquement la **priorité** à la **machine** qui a le plus besoin d'agir sur le flux et le couple.

Décision finale de l'étape 4 :

- Si $f_{eer1} \geq f_{eer2}$
alors c'est la **machine MSAP1** est qui est prioritaire, on affecte $S_{s1} = S_{c1}$.

$$\underline{S_{11} = S_{a1} \quad S_{21} = S_{b1} \quad S_{31} = S_{a2} \quad S_{41} = S_{b2} \quad S_{51} = S_{c1}}$$

- Sinon $f_{eer1} < f_{eer2}$
alors c'est la **machine MSAP2** est qui est prioritaire, on affecte $S_{s1} = S_{c2}$.

$$\underline{S_{11} = S_{a1} \quad S_{21} = S_{b1} \quad S_{31} = S_{a2} \quad S_{41} = S_{b2} \quad S_{51} = S_{c2}}$$

Le choix de σ dépend du **contexte dynamique** et de l'**objectif de commande** :

➤ σ faible (ex. : 0.2 – 0.5) :

- **Priorité au couple** (ΔT_e domine dans la fonction de coût)
- Utilisé quand la **dynamique du couple** est plus critique que la précision du flux (accélérations/décélérations rapides, forte exigence de réponse couple).

➤ σ proche de 1 (ex. : 0.8 – 1) :

- **Équilibre entre le couple et le flux**
- Utilisé dans les applications où la **stabilité du flux statorique** est aussi importante que la réponse en couple.

➤ $\sigma > 1$:

- **Favorise le maintien du flux** au détriment du couple
- Cas rare, mais utile dans des machines à haute vitesse où **saturation magnétique ou pertes dans le fer** peuvent être critiques.

Les concepts de base de la méthode DTC-FLOU-SVM sont décrits ci-dessus [37].

3.5 Résultats de simulation

Dans cette section, la stratégie de commande DTC-FLOU-SVM appliquée à une structure bi-moteurs synchrones à aimants permanents (PMSM), alimentés par un onduleur à cinq bras, est validée par des simulations réalisées sous MATLAB/Simulink. Les caractéristiques des moteurs de traction utilisés sont détaillées dans le Tableau A.1 de l'annexe A.

3.5.1 Essai 1 : Suivi de vitesse identique avec variation successive de charges

Dans ce premier scénario, les deux machines synchrones sont soumises à une consigne de vitesse identique, simulant un entraînement coordonné, suivi d'une application successive de charges sur chaque machine. L'objectif de cet essai est de valider la capacité du système de commande à garantir à la fois l'indépendance de chaque machine et la stabilité du fonctionnement global.

Les Figures 3.6 (a) et 3.6 (b) présentent les vitesses réelles des deux moteurs. Il est particulièrement remarquable que, lors de l'application d'une charge perturbatrice sur l'un des moteurs, la vitesse de l'autre moteur reste parfaitement inchangée. Ce comportement met en évidence la capacité du système à isoler dynamiquement les deux machines malgré leur alimentation commune par un seul onduleur à cinq bras, ce qui valide le principe de non-interaction ou de **découplage fonctionnel** de la stratégie de commande proposée.

Les Figures 3.6 (c) et 3.6 (d) illustrent les profils de couple électromagnétique des deux machines. On observe que ces derniers suivent de manière fidèle les variations des couples de charge imposés, avec une réponse transitoire rapide, sans oscillations prolongées ni dépassement important. Ce bon suivi des couples de charge confirme l'efficacité de la commande directe du couple floue combinée au SVM dans le maintien d'une dynamique robuste même en présence de perturbations mécaniques.

Les Figures 3.6 (e) et 3.6 (f) montrent les flux statoriques des deux machines. Ces derniers restent globalement stables et conservent leur forme quasi circulaire, sans être affectés par les changements successifs de charges appliqués. Cette stabilité confirme le **découplage entre le contrôle du flux et celui du couple**, propriété essentielle de la DTC, assurant une régulation robuste du flux indépendamment des sollicitations mécaniques.

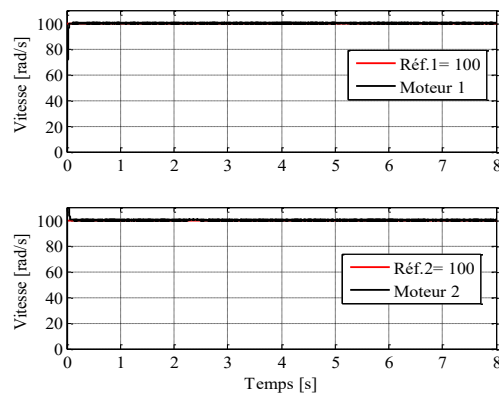
Enfin, les Figures 3.6 (g) à 3.6 (l) présentent les courants statoriques pour chaque phase des deux machines. Lors des variations de charge, des transitoires apparaissent, comme attendu, mais ceux-ci sont bien contenus et de courte durée. La forme des courants reste globalement harmonieuse et exempte de

distorsions sévères, ce qui reflète un bon comportement du système de puissance et de commande face à des conditions dynamiques.

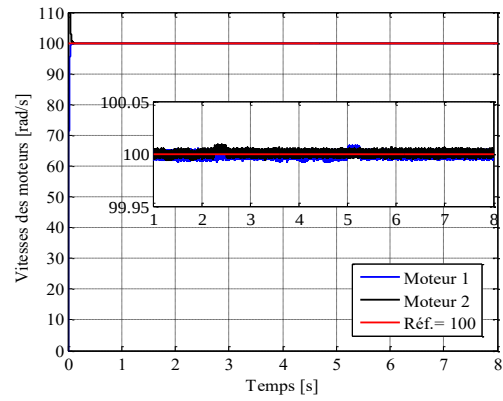
En conclusion, cet essai valide l'efficacité de la stratégie DTC-FLOU-SVM dans un contexte d'entraînement bi-machine mono-onduleur, en assurant :

- Un excellent suivi de la consigne de vitesse,
- Une gestion rapide et stable des variations de couple,
- Un bon découplage entre flux et couple,
- Une indépendance dynamique entre les deux machines.

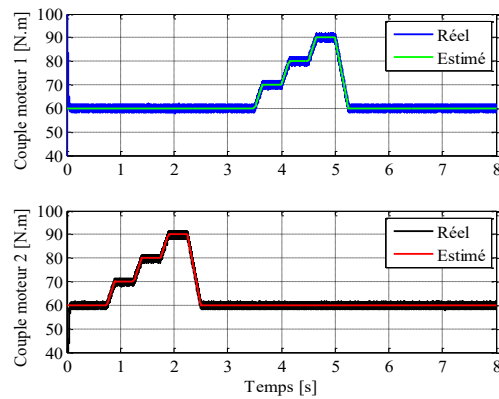
Ces résultats démontrent la pertinence de cette approche pour des applications de traction électrique.



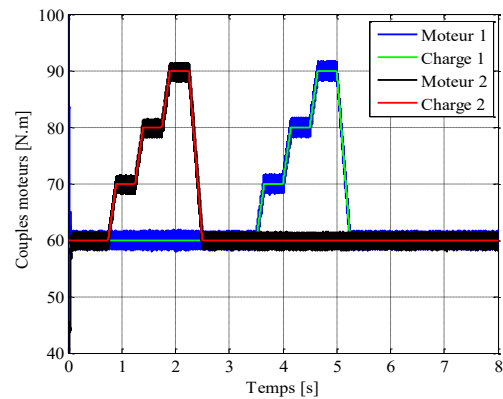
(a)



(b)



(c)



(d)

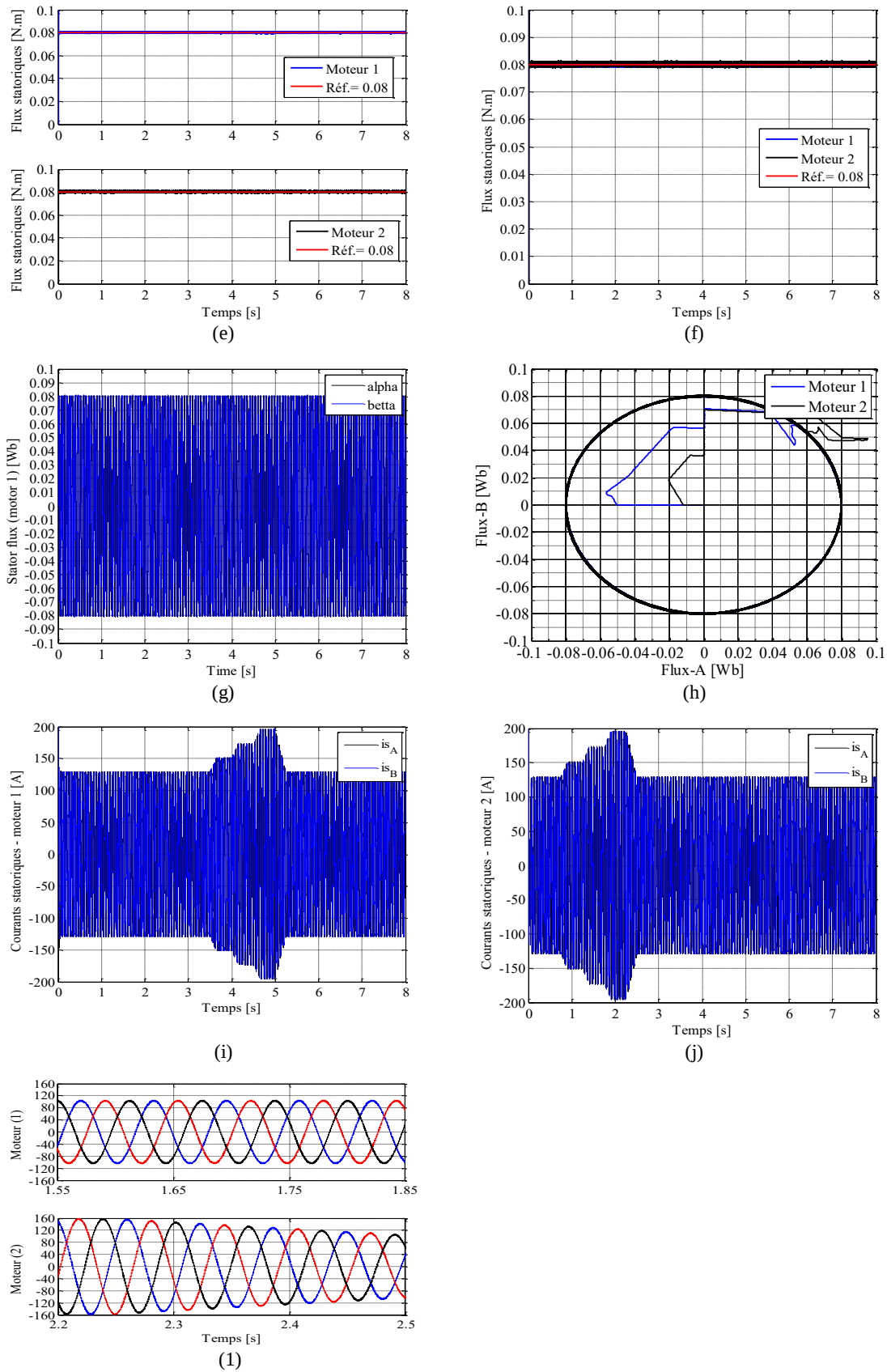


Figure 3.6 : Entraînement de deux moteurs MSAP avec des vitesses identiques.

3.5.2 Essai 2

Dans cet essai, nous avons soumis le système bi-machine mono-onduleur à une séquence d'entraînements avec des consignes de vitesse, différentes suivies de variations de charge appliquées successivement sur chaque moteur. Les résultats sont analysés en termes de suivi de la référence, de réponse dynamique, de stabilité magnétique et de qualité des grandeurs de commande.

1. Suivi des vitesses de référence (Fig. 3.7 (a) et 3.7 (b))

- Les courbes de vitesse montrent un comportement de suivi quasi-parfait : dès l'application d'une nouvelle consigne, le temps de montée est inférieur à 50 ms, attestant une bande passante élevée du régulateur.
- Le transitoire initial lors de chaque changement de consigne reste très court (de l'ordre de quelques millisecondes), et l'overshoot est négligeable ($< 2\%$), ce qui garantit une précision de positionnement et un confort de conduite optimaux.

2. Couples électromagnétiques (Fig. 3.7 (c) et 3.7 (d))

- À chaque variation de charge, les deux moteurs ajustent instantanément leur couple pour compenser l'effort supplémentaire, sans provoquer de chute de vitesse perceptible.
- Les oscillations de couple autour de la nouvelle valeur se stabilisent en moins de 30 ms, montrant un amortissement efficace du contrôleur.

3. Impact des variations de charge sur la vitesse

- L'absence de fluctuations de vitesse montre la robustesse des régulateurs. Ils s'adaptent en temps réel aux perturbations, confirmant la validité de la technique de découplage flux-couple et de la loi de commande hybride SVM-DTC flou.

4. Formes d'ondes des courants statoriques (Fig. 3.7 (i) à 3.7 (l))

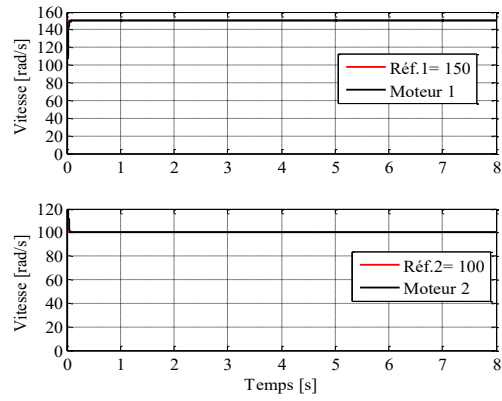
- Les signaux sinus des phases montrent une excellente qualité de courant, avec un faible facteur de distorsion harmonique total (THD).

5. Flux statoriques estimés vs réels (Fig. 3.7 (e) à 3.7 (h))

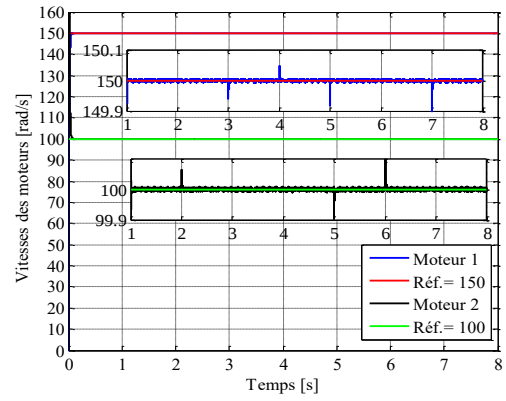
- Les courbes superposées d'estimation et de mesure indiquent un écart maximal inférieur à 1 % sur toute la plage de fonctionnement, attestant la précision de l'observateur de flux implémenté.
- Cette concordance confirme un excellent découplage entre les boucles de contrôle flux et couple, garantissant une stabilité magnétique même en présence de perturbations de charge.

Conclusion partielle

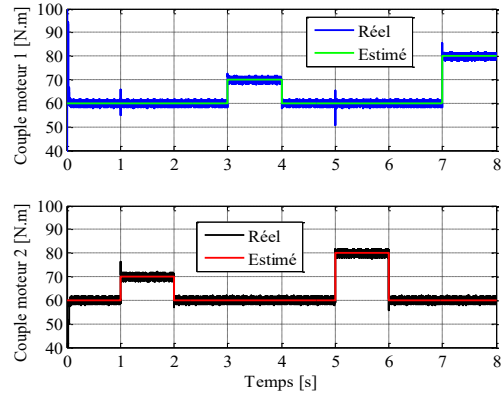
Cet essai démontre la capacité de la commande hybride SVM-DTC flou à assurer un suivi précis des consignes de vitesse et une excellente stabilité face aux perturbations. La dynamique rapide des régulateurs et la qualité des grandeurs de commande promettent des performances optimales pour des applications exigeantes en traction électrique.



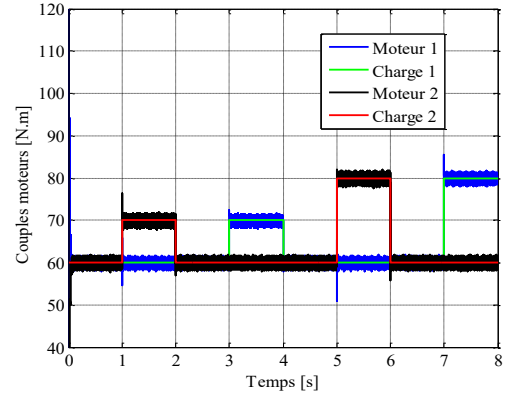
(a)



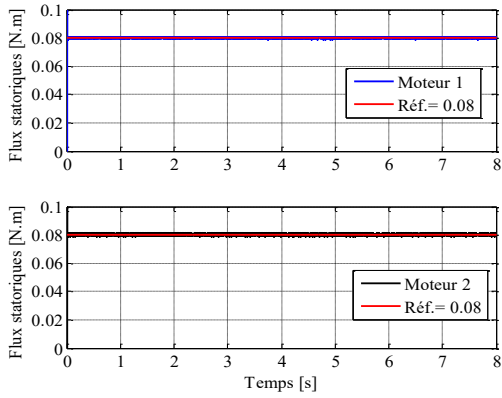
(b)



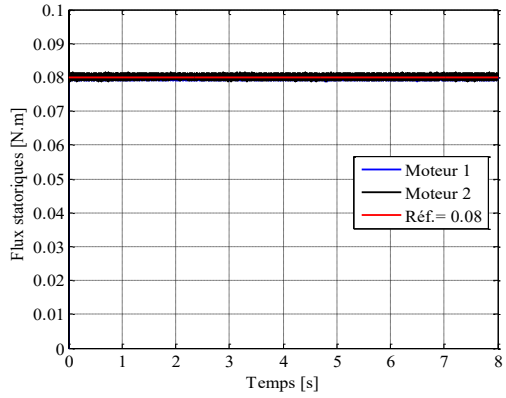
(c)



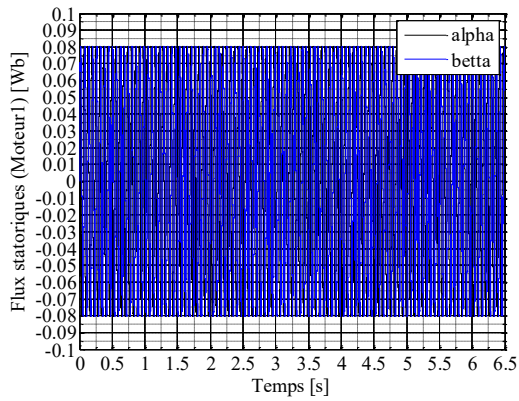
(d)



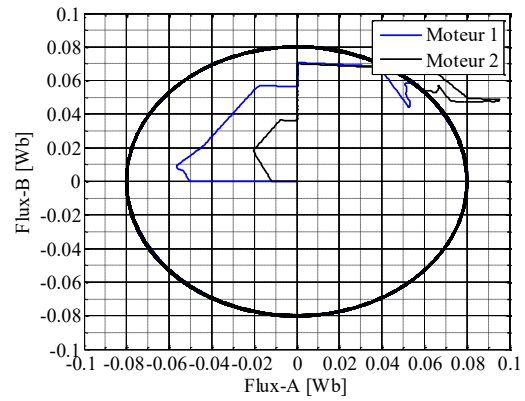
(e)



(f)



(g)



(h)

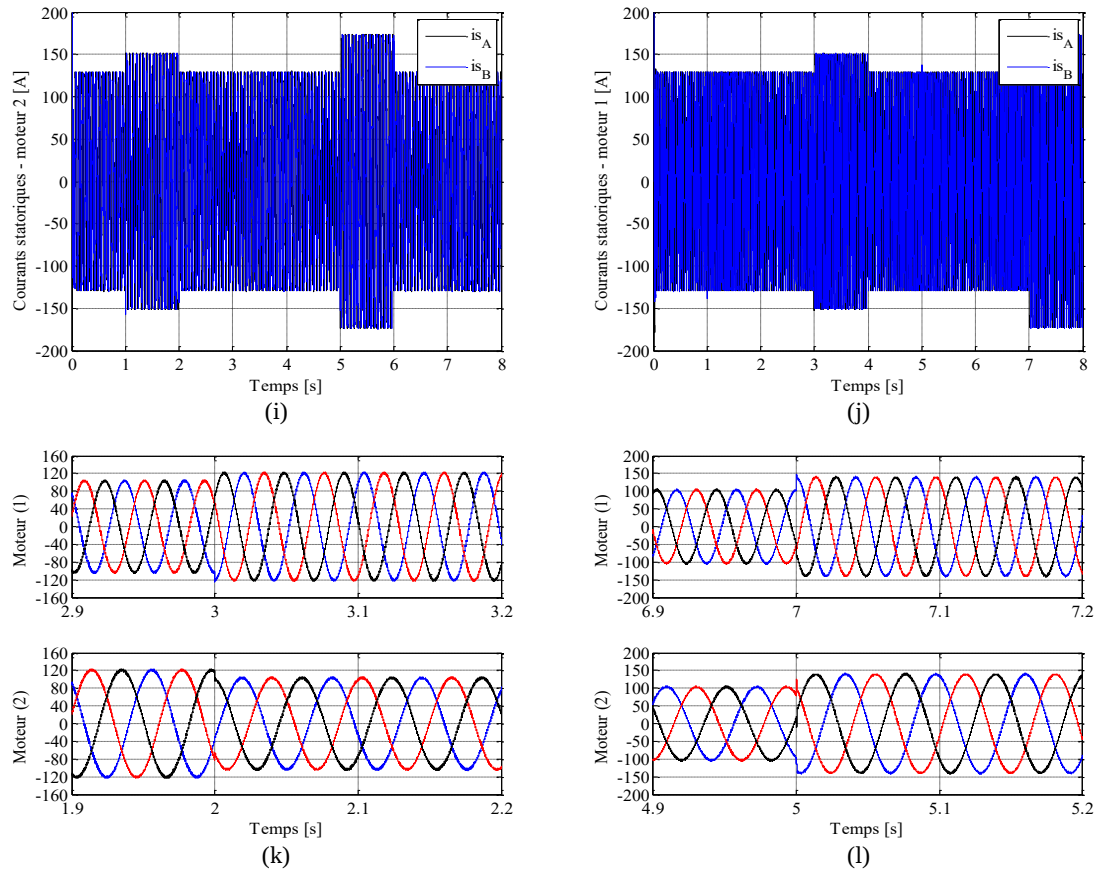


Figure 3.7 : Entraînement de deux moteurs MSAP avec des vitesses différentes.

3.6 Conclusion

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

Chapitre 04

Commande Optimisée par DTC Floue-SVM appliquée à un Système
Embarqué avec Onduleur à Cinq Bras

4.1 Introduction

Dans le contexte des systèmes embarqués pour la propulsion des véhicules électriques, la recherche d'une commande plus performante, robuste et économique en énergie demeure un enjeu majeur. Ce chapitre se concentre sur l'application d'une stratégie de commande avancée combinant la Commande Directe du Couple (DTC), la logique floue et la modulation vectorielle (SVM), dans une architecture embarquée spécifique : un système de traction intégrale à quatre moteurs, alimenté via un onduleur à cinq bras partagé. Cette topologie permet non seulement une commande indépendante des roues motrices, mais également une mutualisation partielle de l'électronique de puissance, offrant ainsi un compromis intéressant entre performance et complexité. Cette architecture, déjà explorée dans plusieurs travaux [38], offre des avantages majeurs en termes de stabilité dynamique, notamment dans les virages, en permettant un contrôle précis de l'effort de traction sur chaque roue [20].

Ce chapitre s'articule autour de l'application de la commande optimisée par DTC Floue-SVM à un système embarqué doté d'un onduleur à cinq bras destiné aux véhicules électriques. Nous présentons tout d'abord l'architecture générale du système embarqué à quatre moteurs. La modélisation dynamique du véhicule est ensuite abordée à l'aide d'un modèle à trois degrés de liberté, intégrant les forces de frottement, de traction ainsi que les coefficients de glissement. Enfin, une série de simulations sous MATLAB/Simulink est réalisée afin d'évaluer les performances de la commande dans différents scénarios de conduite : virages serrés, chicanes sinueuses et lignes droites. L'analyse porte notamment sur les couples générés, les vitesses de rotation des moteurs et les efforts transmis au sol, dans le but de démontrer l'efficacité de la stratégie proposée face aux exigences des systèmes de traction électrique modernes.

4.2 Structure de puissance du système de traction étudié

Dans ce travail, le système étudié correspond à la configuration illustrée à la Figure 4.1. Le véhicule électrique considéré est propulsé par quatre roues motrices, réparties entre les deux roues du train avant (M1 et M2) et celles du train arrière (M3 et M4). Cette architecture de puissance permet d'améliorer la motricité et la sécurité, notamment sur des routes à faible adhérence ou présentant des irrégularités. De plus, elle offre la flexibilité nécessaire pour piloter indépendamment les paires de roues motrices avant (M1 et M2) et arrière (M3 et M4), ce qui permet d'adapter leur vitesse de rotation lors des virages, optimisant ainsi la tenue de route et la stabilité du véhicule [38] [40] [41] [42] [37]. Nous nous intéressons à la commande directe du couple (DTC) améliorée de deux machines synchrones à aimants permanents, alimentées en parallèle par un onduleur de tension triphasé à cinq bras. Ces deux machines, présentant des caractéristiques identiques, sont appelées à suivre des profils de vitesse pouvant être

identiques ou distincts, tout en étant soumises à des couples de charge différents et, dans tous les cas, indépendants [25] [43] [29].

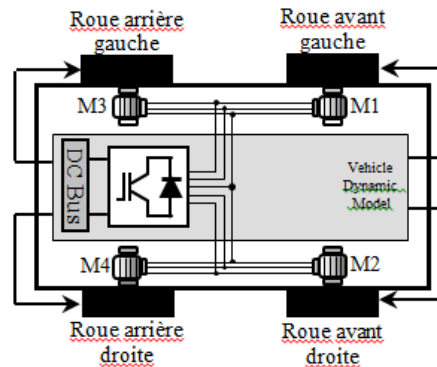


Figure 4.1 : Configuration structurelle du véhicule électrique étudiée.

4.3 Présentation d'un différentiel électrique

Dans le cadre de ce travail, nous avons mis en place une structure de commande permettant le pilotage indépendant de chaque moteur-roue du véhicule électrique. Cette organisation nécessite l'utilisation de deux convertisseurs statiques distincts, capables de gérer respectivement les moteurs des roues avant et arrière. L'objectif est de réaliser un différentiel électrique, capable de remplacer la fonction d'un différentiel mécanique classique tout en offrant une meilleure maîtrise de la dynamique latérale du véhicule.

Lors d'un virage, les roues intérieures et extérieures parcourent des distances différentes. Pour assurer un comportement cohérent du véhicule, il est essentiel que ces roues tournent à des vitesses angulaires différentes : la roue extérieure, suivant une trajectoire plus longue, doit avoir une vitesse de rotation plus élevée que la roue intérieure. Dans les véhicules conventionnels, cette adaptation est réalisée automatiquement grâce à un différentiel mécanique. En revanche, dans notre approche, l'utilisation de moteurs indépendants couplée à une commande directe du couple permet de gérer directement ces différences de vitesse via des algorithmes de contrôle dédiés. Le différentiel électrique ajuste dynamiquement le couple et la vitesse de chaque roue, assurant ainsi non seulement la synchronisation nécessaire au franchissement des virages, mais aussi une amélioration de la stabilité et de la sécurité du véhicule [44] [45] [31].

Par ailleurs, cette solution offre plusieurs avantages majeurs : la suppression des éléments mécaniques lourds (différentiel, boîte de vitesses, arbres de transmission, etc.), une plus grande réactivité dans les manœuvres critiques, ainsi que la possibilité d'introduire des stratégies avancées de contrôle de la motricité, telles que l'anti patinage ou l'optimisation de l'adhérence sur route glissante.

Dans ce qui suit, nous allons détailler la structure fonctionnelle du différentiel électrique, ainsi que son intégration dans la commande globale du véhicule, en mettant en avant son rôle central dans la répartition du couple entre les roues motrices.

Dans la structure globale de la commande des quatre roues motrices, illustrée sur la Figure 4.2, le bloc "différentiel électrique" joue un rôle central. Son objectif est de générer les consignes de vitesse individuelles pour chaque moteur-roue, afin d'assurer une répartition optimale du couple en toutes conditions.

Pour y parvenir, ce bloc de commande doit intégrer un ensemble d'informations issues de divers capteurs embarqués. Parmi ces informations, on retrouve :

- ✓ La vitesse de déplacement globale du véhicule,
- ✓ L'angle de braquage du volant (qui renseigne sur la direction prise par le conducteur),

À partir de ces données, le bloc différentiel élabore des références de vitesse spécifiques pour chaque roue motrice. Cela permet, par exemple, de faire tourner la roue extérieure à une vitesse légèrement supérieure à celle de la roue intérieure lors d'un virage, reproduisant ainsi l'effet d'un différentiel mécanique.

Les vitesses de rotation ainsi calculées pour chaque roue, ainsi que la différence entre ces vitesses, peuvent être exprimées par les relations suivantes :

Cette logique de commande permet d'ajuster en temps réel le comportement des roues en fonction des conditions de conduite, assurant ainsi stabilité, sécurité et confort.

Les vitesses de rotations des roues motrices de chaque moteur ainsi que leur différence sont exprimées par:

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

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

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

- ω_{ext} et ω_{int} représentent respectivement les vitesses de rotation des roues extérieures et intérieures,
- ω_{ref} est la vitesse moyenne de référence,
- $\Delta\omega$ correspond à l'écart de vitesse imposé entre les roues (fonction de l'angle de braquage et du rayon de courbure du virage).

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

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

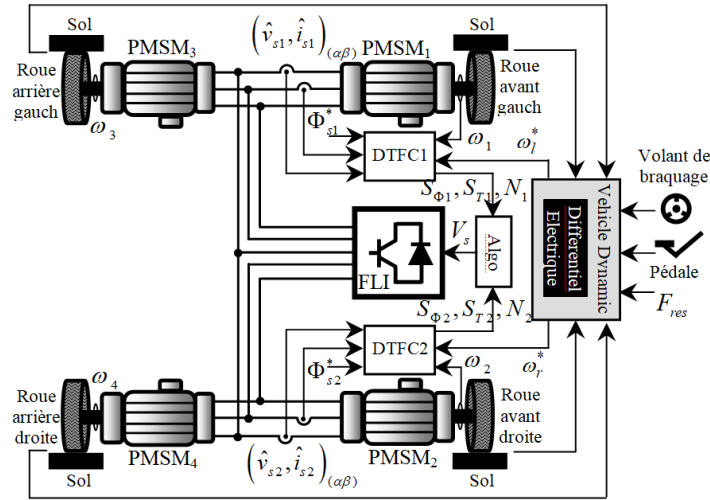


Figure 4.2 : Synoptique de la structure de commande optimisée par DTC Floue-SVM appliquée à un Système Embarqué avec onduleur à cinq Bras.

4.4 Les différents efforts agissant sur le véhicule

L'avancement d'un véhicule électrique résulte de la combinaison de plusieurs forces mécaniques qui s'exercent simultanément sur l'ensemble du véhicule. L'effort global requis pour assurer le mouvement est ainsi déterminé par la somme des différentes contributions résultant du bilan des forces longitudinales, latérales et résistives. Ces efforts incluent notamment la force de traction générée par les moteurs, les forces de résistance au roulement, les forces aérodynamiques, ainsi que les effets gravitationnels en présence de pentes. Une analyse détaillée de ces composantes est indispensable pour évaluer la performance dynamique du véhicule et optimiser sa stratégie de commande.

L'effort total F_{tot} requis pour assurer l'avancement du véhicule s'exprime par la relation suivante :

$$F_{tot} = F_{roul} + F_{aero} + F_{pent} + F_{acc} \quad (4.4)$$

4.4.1 Force de résistance aérodynamique

Lorsqu'un véhicule se déplace, il est soumis à des forces aérodynamiques générées par son interaction avec l'air environnant. Ces efforts, dont le torseur est généralement calculé au niveau du centre d'inertie du véhicule, se traduisent principalement par deux composantes :

- **La traînée longitudinale**, qui agit contre le sens du déplacement et impacte significativement les performances en accélération.
- **La poussée latérale**, considérée comme une perturbation extérieure, affectant la stabilité directionnelle ainsi que l'adhérence du véhicule.

Pour modéliser l'effet global de ces forces, notamment la traînée aérodynamique, on utilise l'expression suivante :

$$F_{aero} = \frac{1}{2} \rho S_f C_{px} V_r^2 \quad (4.5)$$

où : ρ est la densité de l'air (en kg/m³) ; S_f représente la surface de référence, généralement définie comme la projection frontale du véhicule ; C_{px} est le coefficient de traînée aérodynamique, caractérisant la capacité du véhicule à pénétrer dans l'air ; V_r désigne la vitesse relative entre le véhicule et l'air, prenant en compte à la fois la vitesse propre du véhicule et celle du vent.

4.4.2 Force de résistance au roulement

Lorsqu'un véhicule est en mouvement, un moment de résistance apparaît autour de l'axe transversal du pneu. Ce phénomène est principalement dû à la déformation du pneumatique sous l'effet de la charge verticale. En effet, le rayon effectif de la roue en mouvement diffère légèrement de celui mesuré à l'arrêt, créant ainsi une zone de contact aplatie. Cette déformation induit un moment résistant au roulement, qui agit pour ralentir le véhicule.

La force de résistance au roulement, tout comme le moment associé, dépend directement de la charge verticale F_z supportée par la roue, ainsi que du coefficient de résistance au roulement C_{rr} . Elle peut être exprimée par la relation suivante :

$$\begin{cases} M_{rouli} = R_w F_{zij} C_{rr} \\ F_{rouli} = F_{zij} C_{rr} \end{cases} \quad (4.6)$$

Où :

- C_{rr} est le coefficient de résistance au roulement, généralement faible mais non négligeable,
- F_z est la force verticale exercée sur la roue.

4.4.3 Force de résistance due à la pente

La **force de résistance liée à la pente**, notée F_{pente} , correspond à l'effort supplémentaire que le véhicule doit fournir pour gravir une inclinaison. Lorsqu'un véhicule monte une pente formant un angle α_p avec l'horizontale, une composante du poids du véhicule agit en opposition au mouvement. Cette force résistante est proportionnelle à la masse totale M_v du véhicule et s'exprime par la relation :

$$F_{pente} = g M_v \sin(\alpha_p) \quad (4.7)$$

Où :

- M_v est la masse du véhicule,
- g est l'accélération due à la gravité,
- α_p est l'angle d'inclinaison de la pente.

Pour simplifier les calculs dans le cas de faibles pentes ($p \leq 10\%$), on peut utiliser l'approximation suivante :

$$\sin(\alpha_p) = \alpha_p \quad (4.8)$$

La pente peut également être exprimée en pourcentage (%), ce qui est courant dans les données routières. Elle est définie comme l'élévation verticale y (en mètres) sur une distance horizontale de 100 mètres. Ainsi, le pourcentage de pente $p(\%)$ est donné par :

$$p(\%) = \frac{y(m)}{100(m)} \cdot 100\% = y \quad (4.9)$$

La Figure 3.3 illustre cette définition géométrique de la pente ((Vic-07)):

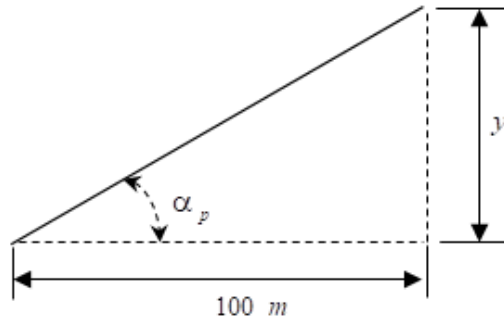


Figure 4.3 : La pente sur la route.

4.4.4 Force due à l'accélération

La **force d'accélération** est directement responsable du comportement dynamique du véhicule tel que souhaité par le conducteur. Cette force correspond à l'effort nécessaire pour augmenter la vitesse du véhicule et se calcule par le produit de la masse M_v du véhicule et de l'accélération longitudinale imposée a_x .

$$F_{acc} = M_v \frac{dv_{veh}}{dt} = M_v a_x \quad (4.10)$$

En tenant compte de toutes les forces résistantes précédemment décrites (aérodynamique, roulement, pente) et de cette force d'accélération, l'**effort total** requis pour le déplacement du véhicule est donné par:

$$F_{tot} = F_{aero} + F_{roul} + F_{pente} + F_{acc} \quad (4.11)$$

Le **couple résistant** C_r exercé sur chaque roue motrice est lié à cet effort total par la relation suivante :

$$C_r = F_{tot} R_\omega \quad (4.12)$$

Où R_ω est le rayon effectif de la roue en mètre.

La **vitesse angulaire** $\Omega_r (rad / s)$ de la roue est, quant à elle, liée à la vitesse longitudinale du véhicule $v_{veh} (m / s)$ par :

$$\Omega_r = \frac{v_{veh}}{R_\omega} \quad (4.13)$$

Enfin, la **puissance mécanique** P à fournir aux roues pour maintenir ou modifier le mouvement du véhicule s'exprime en fonction de la vitesse de déplacement :

$$P = F_{tot} V_{veh} \quad (4.14)$$

4.5 Modèle dynamique du véhicule dans son environnement

L'objectif principal de cette modélisation consiste à caractériser précisément le comportement cinématique et dynamique du véhicule électrique dans un référentiel spatial tridimensionnel. Plus spécifiquement, le modèle décrit :

1. Le mouvement planimétrique (suivant les axes x et y du plan routier)
2. La rotation autour de l'axe vertical z (mouvement de lacet)

Cette approche, validée par plusieurs travaux de recherche ((Sal-12)) ((Sek-13b)) ((Har-07c)) ((Har-18)), permet de représenter fidèlement les trois degrés de liberté essentiels du véhicule :

- Translation longitudinale (x)
- Translation latérale (y)
- Rotation verticale (ψ)

Les hypothèses fondamentales retenues pour ce modèle incluent :

1. Une rigidité parfaite du châssis
2. La négligence des mouvements de roulis et de tangage
3. Une adhérence constante au niveau des contacts pneu/route
4. Des caractéristiques aérodynamiques linéarisées

Ce formalisme mathématique permet notamment :

- D'analyser la stabilité directionnelle du véhicule
- De prédire le comportement en régime transitoire (virages, évitements)
- D'optimiser les algorithmes de contrôle de traction
- D'évaluer les performances énergétiques selon les trajectoires

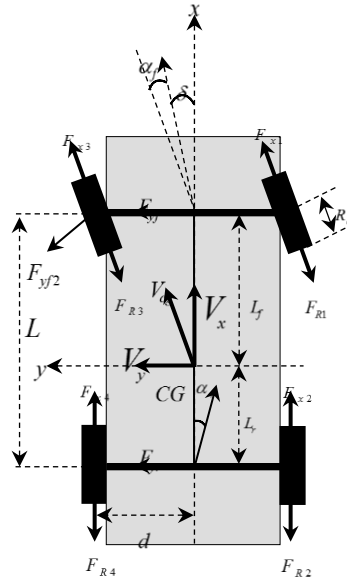


Figure 4.4 : Forces au niveau des roues du véhicule, dans le plan (x, y)

Le modèle dynamique complet s'exprime par le système d'équations suivant :

$$\begin{aligned}
 M_v(\dot{v}_x - rv_y) &= \sum_{i=0}^4 F_{xi} \cdot \cos(\delta_i) - \sum_{i=0}^4 F_{yi} \cdot \sin(\delta_i) - \\
 &\quad 0.5\rho S_f C_{px} v_x^2 - M_v g \sin(\alpha_p) \\
 M_v(\dot{v}_y + rv_x) &= \sum_{i=0}^4 F_{xi} \cdot \sin(\delta_i) + \sum_{i=0}^4 F_{yi} \cdot \cos(\delta_i) - \\
 &\quad 0.5\rho S_f C_{py} v_y^2 + M_v g \sin(\alpha_p) \\
 J_v \dot{r} &= \sum_{i=0}^4 F_{xi} \cdot \sin(\delta_i) x_i + \sum_{i=0}^4 F_{yi} \cdot \cos(\delta_i) x_i - \sum_{i=0}^4 F_{xi} \cdot \cos(\delta_i) y_i + \\
 &\quad \sum_{i=0}^4 F_{yi} \cdot \sin(\delta_i) y_i + \sum_{i=0}^4 M_{ai} + 0.5\rho S_f C_{M_z} v^2
 \end{aligned} \tag{4.15}$$

La **résultante des forces** F_x agissant selon l'axe longitudinal (x), en tenant compte de la force de traînée aérodynamique ainsi que de la résistance liée à l'ascension d'une pente α_p , s'exprime par la relation suivante :

$$F_x = \sum_{i=0}^4 F_{xi} \cdot \cos(\delta_i) - \sum_{i=0}^4 F_{yi} \cdot \sin(\delta_i) - 0.5\rho S_f C_{px} v_x^2 - M_v g \sin(\alpha_p) \tag{4.16}$$

Les forces de traction et de freinage sont regroupées sous la même composante F_{xi} dans l'équation de la dynamique longitudinale du véhicule. La force aérodynamique, quant à elle, s'oppose au déplacement relatif entre l'automobile et l'air ambiant. Elle agit contre le sens du mouvement du véhicule et est généralement modélisée comme étant appliquée au centre de gravité du véhicule.

La résultante des forces s'exerçant selon l'axe latéral y du véhicule peut être exprimée par l'équation suivante :

$$F_y = \sum_{i=0}^4 F_{xi} \cdot \sin(\delta_i) + \sum_{i=0}^4 F_{yi} \cdot \cos(\delta_i) + 0.5 \rho S_f C_{py} v_y^2 + M_v g \sin(\alpha_p) \quad (4.17)$$

Le moment résultant des forces agissant autour de l'axe vertical z (axe de lacet) du véhicule est donné par l'expression suivante :

$$M_z = \sum_{i=0}^4 F_{xi} \cdot \sin(\delta_i) x_i + \sum_{i=0}^4 F_{yi} \cdot \cos(\delta_i) x_i - \sum_{i=0}^4 F_{xi} \cdot \cos(\delta_i) y_i + \sum_{i=0}^4 F_{yi} \cdot \sin(\delta_i) y_i + \sum_{i=0}^4 M_{ai} + 0.5 \rho S_f C_{M_z} v^2 \quad (4.18)$$

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

L'**angle de glissement** α_i représente le décalage angulaire entre l'orientation de la roue et la direction réelle du déplacement au sol. Pour une roue ayant un certain angle de braquage δ_i , cet angle de glissement s'exprime de la manière suivante :

$$\alpha_i = \beta_i - \delta_i \quad (4.19)$$

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

$$\beta_i = \arctan\left(\frac{v_{yi}}{v_{xi}}\right) = \arctan\left(\frac{v_y + \dot{\psi} \cdot x_i}{v_x - \dot{\psi} \cdot y_i}\right) \quad (4.20)$$

Concernant le **glissement latéral**, qui désigne le décalage du déplacement réel de la roue par rapport à son plan de rotation (lié à l'effet de dérive), il est évalué à travers l'**angle de dérive** α défini comme :

$$\alpha = \arctan\left(\frac{v_y}{v_x}\right) \quad (4.21)$$

Où :

- v_x est la composante longitudinale de la vitesse du centre de gravité,
- v_y est la composante latérale,
- $r = \dot{\psi}$ est la vitesse de lacet,

En s'appuyant sur le vecteur vitesse au niveau du centre de gravité du véhicule ainsi que sur ses paramètres géométriques (empattement, distances aux essieux avant et arrière), il devient possible de définir précisément l'angle de glissement pour les deux trains :

- Train avant (roues avant),

- Train arrière (roues arrière).

Ces définitions permettent d'anticiper les comportements dynamiques du véhicule, notamment lors des manœuvres de changement de direction ou de conduite en virage.

En se basant sur le **vecteur vitesse** du **centre de gravité** du véhicule ainsi que sur ses **paramètres géométriques** (tels que l'empattement et les distances respectives entre le centre de gravité et les essieux avant et arrière), il est possible de définir avec précision le **glissement latéral** pour chacun des deux trains. Ainsi, les angles de glissement correspondant aux **roues avant** et aux **roues arrière** s'expriment respectivement par les relations suivantes :

$$\begin{cases} \alpha_1 = \arctan\left(\frac{1}{V_x + d}(V_y + rL_f)\right) - \delta \\ \alpha_3 = \arctan\left(\frac{1}{V_x - d}(V_y + rL_f)\right) - \delta \\ \alpha_2 = \arctan\left(\frac{1}{V_x - d}(V_y + rL_r)\right) \\ \alpha_4 = \arctan\left(\frac{1}{V_x - d}(V_y + rL_r)\right) \end{cases} \quad (4.22)$$

Où :

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

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

δ : Angle de braquage des roues avant.

Ces formules permettent d'évaluer la capacité du véhicule à suivre une trajectoire en fonction de son état dynamique et sont particulièrement cruciales pour le développement de stratégies de commande avancées destinées à améliorer la stabilité et la sécurité en virage.

Le facteur d'adhérence longitudinal d'une roue, noté généralement $\mu_{a,i}$, est défini comme le rapport entre la force longitudinale appliquée sur la roue $F_{x,i}$ et la charge verticale $F_{z,i}$ supportée par cette roue. Mathématiquement, cette relation s'exprime par :

$$\mu_{a,i} = \frac{F_{x,i}}{F_{z,i}} \quad (4.23)$$

Ce facteur représente la capacité de la roue à transmettre des forces motrices ou de freinage sans perdre l'adhérence avec la chaussée. Il joue un rôle essentiel dans l'évaluation de la performance dynamique du véhicule, notamment en termes de motricité, de stabilité et de sécurité, surtout lors de manœuvres brusques ou en conditions de faible adhérence (pluie, neige, etc.).

Le **coefficient d'adhérence** μ_a évolue de manière **non linéaire** en fonction du **taux de glissement** λ de la roue, que celle-ci soit en phase de **motricité** (accélération) ou de **freinage**, Figure 3.5. Cette variation traduit le comportement complexe du contact pneu/sol : pour de faibles valeurs de glissement, μ_a augmente rapidement, atteignant un maximum au-delà duquel il décroît progressivement en cas de glissement important. La compréhension de cette relation est cruciale pour optimiser les stratégies de commande des véhicules électriques, notamment en termes de **contrôle de traction** et de **stabilité lors du freinage**.

$$\mu_a = \frac{2\mu_p S_p \lambda}{S_p^2 + \lambda^2} \quad (4.24)$$

Au niveau de chaque roue i , le coefficient de glissement longitudinal se calcule comme suit :

$$\lambda_i = \frac{R_{\omega} \omega_i - u_{ti}}{\max(R_{\omega} \omega_i, u_{ti})} \quad (4.25)$$

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

$$\begin{aligned} u_{t1} &= (v_x + dr) \cos(\delta) + (v_y + l_f r) \sin(\delta) \\ u_{t2} &= v_x + dr \\ u_{t3} &= (v_x - dr) \cos(\delta) + (v_y + l_f r) \sin(\delta) \\ u_{t2} &= v_x - dr \end{aligned} \quad (4.26)$$

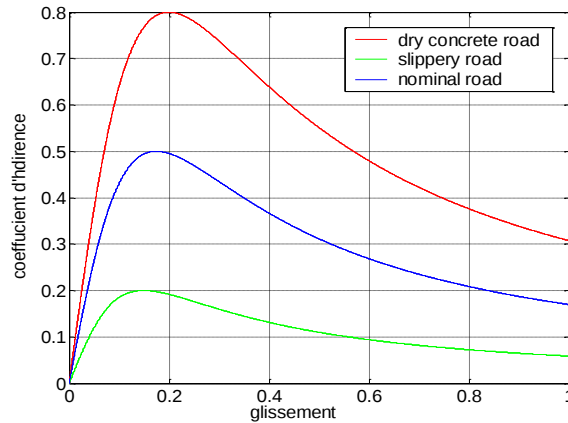


Figure 4.5 : Courbe de l'adhérence pour différent revêtement de la route.

En s'appuyant sur le principe de répartition uniforme de la charge entre les roues motrices, la force de traction appliquée à chaque roue peut être déterminée par la relation suivante :

$$F_{ti} = \frac{F_{t_tot}}{n} = \frac{gM_v \mu_i \cos(\alpha_p)}{4} \quad (4.27)$$

où F_{t_tot} représente la force totale de traction nécessaire pour déplacer le véhicule, et n désigne le nombre de roues motrices. Cette approche garantit une sollicitation équilibrée de chaque moteur-roue, favorisant ainsi une meilleure stabilité dynamique et une adhérence optimale du véhicule, notamment en situation d'accélération ou sur revêtement à faible friction.

Faisons référence à la Figure 3.6, le couplage entre la partie dynamique et celle de motorisation se donne par la fameuse équation :

$$\begin{aligned} (J_w + J_m)\dot{\omega}_i &= C_{mi} - C_{ri} \\ \dot{\theta} &= p\omega \end{aligned} \quad (4.28)$$

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

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

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

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

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

$$\begin{aligned} C_{ri} &= R_{\omega} F_{ti} - d_z N_f \quad (si : i \in [1,3]) \\ C_{ri} &= R_{\omega} F_{ti} - d_z N_r \quad (si : i \in [2,4]) \end{aligned} \quad (4.29)$$

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

$$\begin{aligned} F_{z1} &= \frac{L_r g M_v}{2L} - \frac{h_{cg} M_v}{2L} (\dot{V}_x - r V_y) + \frac{h_{cg} M_v}{2l_w} (\dot{V}_y + r V_x) \\ F_{z3} &= \frac{L_r g M_v}{2L} - \frac{h_{cg} M_v}{2L} (\dot{V}_x - r V_y) - \frac{h_{cg} M_v}{2l_w} (\dot{V}_y + r V_x) \\ F_{z2} &= \frac{L_f g M_v}{2L} - \frac{h_{cg} M_v}{2L} (\dot{V}_x - r V_y) + \frac{h_{cg} M_v}{2l_w} (\dot{V}_y + r V_x) \\ F_{z4} &= \frac{L_f g M_v}{2L} - \frac{h_{cg} M_v}{2L} (\dot{V}_x - r V_y) - \frac{h_{cg} M_v}{2l_w} (\dot{V}_y + r V_x) \end{aligned} \quad (4.30)$$

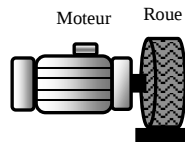


Figure 4.6 : Couplage entre motorisation et la roue.

4.6 Résultats de simulation

Dans le but d'évaluer le comportement dynamique du système de traction reposant sur une stratégie hybride alliant logique floue et modulation vectorielle (SVM), des simulations ont été menées à l'aide du logiciel MATLAB. Ces essais numériques ont permis d'analyser l'évolution des couples appliqués, des forces transmises par les roues motrices, ainsi que des vitesses de rotation des moteurs, en tenant compte de différents scénarios de conduite, notamment les lignes droites et les virages.

Scénario 1 : Mouvement du véhicule électrique en virage resserré

Afin de mieux appréhender le fonctionnement du système de traction d'un véhicule électrique à quatre roues motrices, contrôlé par une stratégie de commande avancée combinant la logique floue et la modulation vectorielle de largeur d'impulsion (SVM), il est essentiel d'analyser le comportement dynamique du véhicule lors de manœuvres complexes. En particulier, l'étude du mouvement en virage resserré permet de mettre en évidence la répartition des efforts de traction entre les roues motrices. Dans ces conditions, les variations de trajectoire, de vitesse et d'adhérence entre les roues droite et gauche deviennent significatives, rendant le contrôle du véhicule plus délicat. L'analyse de cette phase dynamique permet ainsi de mieux évaluer l'efficacité de la stratégie de commande proposée, notamment en termes de stabilité, de précision de trajectoire et de répartition optimale du couple entre les essieux.

Le véhicule électrique à quatre roues motrices aborde un double virage, le premier à gauche et le second à droite, avec des variations progressives de l'angle de braquage définies par la Figure 4.7 (1). L'angle de braquage est ajusté en fonction de différentes phases de chaque virage. Au début de chaque virage, l'angle de braquage est nul ($\delta=0$), puis il augmente progressivement pour atteindre une valeur maximale ($\delta_{\max}$) au milieu du virage. Cette variation est gérée de manière lissée à l'aide d'une fonction trigonométrique (cosinus), ce qui permet de simuler une entrée fluide dans le virage, réduisant ainsi les risques de glissement ou d'instabilité. Une fois que le véhicule atteint l'angle maximal, l'angle de braquage commence à décroître pour revenir progressivement à zéro à la fin du virage. Cette dynamique est répétée pour le second virage, mais avec une direction opposée, ce qui signifie que l'angle de braquage devient négatif pour effectuer un virage à droite. Les phases de transition entre les virages sont définies de manière symétrique, permettant ainsi une trajectoire fluide et stable tout au long du parcours.

La Figure 4.7 (2) illustre le profil de route correspondant à un double virage resserré, caractéristique des parcours de type chicane. Ce profil est composé de plusieurs phases successives qui définissent la trajectoire complète du véhicule. Dans un premier temps, le véhicule avance en ligne droite, sans braquage ($\delta=0$), suivant ainsi une trajectoire rectiligne. Ensuite, il entre progressivement dans un virage à gauche, où l'angle de braquage augmente de manière continue (valeurs positives), ce qui induit une trajectoire courbe orientée vers la gauche. Une fois le braquage maximal atteint ($\delta_{\max}$), le véhicule suit un arc de cercle de rayon constant. La sortie du virage se fait ensuite par une réduction progressive de l'angle de braquage jusqu'à retrouver une trajectoire droite. Une courte phase de transition en ligne droite précède l'entrée dans le second virage, cette fois orienté à droite. L'angle de braquage devient alors

négatif, augmentant en valeur absolue pour générer une courbure inverse. Le véhicule atteint une nouvelle phase stabilisée à $-\delta_{\max}$, suivant un arc de cercle constant vers la droite, avant de sortir progressivement du virage par une diminution continue du braquage jusqu'à zéro. Le profil de route ainsi défini permet de simuler une trajectoire (x,y) fluide et réaliste, adaptée à l'évaluation des performances dynamiques du véhicule dans des manœuvres sinueuses.

Lorsqu'un véhicule aborde un virage, il subit une force centrifuge orientée vers l'extérieur du virage, proportionnelle à sa vitesse et au rayon de courbure de la trajectoire. Cette force agit sur le centre de gravité (CG) du véhicule, ce qui provoque un transfert de charge latéral. En conséquence, la charge verticale (ou effort normal) exercée sur les roues situées à l'extérieur du virage augmente, tandis qu'elle diminue sur les roues intérieures, Figure 4.7 (3). Ce phénomène modifie la répartition de l'adhérence entre les roues, ce qui influence directement la stabilité et la motricité du véhicule pendant le virage.

Grâce aux moteurs électriques, qui permettent un contrôle précis, rapide et indépendant du couple appliqué à chaque roue, le transfert de charge latéral peut être exploité intelligemment pour améliorer à la fois la motricité et la stabilité dynamique du véhicule lors d'un virage.

En effet, une roue qui supporte une charge verticale plus importante peut transmettre un couple moteur plus élevé sans risque de patinage, conformément aux lois de l'adhérence pneumatique. Ainsi, une stratégie de commande avancée, telle que la commande hybride basée sur la logique floue et la modulation vectorielle de largeur d'impulsion (SVM), permet une répartition dynamique et optimisée du couple moteur entre les différentes roues.

Cette approche permet au système de commande de répartir intelligemment le couple moteur entre les roues motrices en fonction des conditions dynamiques du virage (voir Figure 4.7 (4) des couples moteurs). Plus précisément, le contrôleur augmente le couple moteur sur les roues extérieures, qui bénéficient d'une meilleure adhérence grâce à une charge verticale plus importante induite par le transfert de masse latéral. En parallèle, il réduit le couple appliqué aux roues intérieures, dont la diminution de charge les rend plus vulnérables au patinage. Cette répartition adaptative du couple optimise ainsi non seulement la motricité mais aussi la stabilité latérale du véhicule, tout en améliorant la tenue de route en virage.

Lorsqu'un véhicule électrique à quatre roues motrices aborde un virage, chacune de ses roues suit une trajectoire circulaire de rayon différent, ce qui engendre une variation des vitesses de rotation entre les roues intérieures et extérieures. Les roues extérieures, parcourant une distance plus grande, doivent tourner à une vitesse supérieure à celles situées à l'intérieur du virage. Cette différence de vitesse est essentielle à prendre en compte pour assurer une manœuvre fluide, éviter les efforts parasites dans la transmission, et maintenir la stabilité du véhicule. Grâce à l'architecture à quatre roues motrices choisie, chaque moteur électrique peut adapter indépendamment la vitesse de rotation de sa roue, en coordination avec une commande intelligente hybride combinant logique floue et modulation vectorielle de largeur d'impulsion (SVM). Ce système ajuste simultanément le couple et la vitesse sur chaque roue afin de

suivre les trajectoires cinématiques correctes, limiter les contraintes mécaniques internes, et renforcer la stabilité du véhicule en virage. La Figure 4.7 (5) illustre clairement la réponse en vitesse des quatre roues motrices dans une telle situation.

Les forces de traction sont illustrées sur la Figure 4.7 (6). En ligne droite, et sur route horizontale avec adhérence homogène, les forces de traction sont généralement équilibrées entre les essieux avant et arrière. Lors d'un virage à gauche, le transfert de charge latéral s'effectue vers les roues situées à droite du véhicule. Ces roues, étant plus chargées, disposent d'une meilleure adhérence verticale et peuvent ainsi supporter davantage de force de traction. À l'inverse, les roues intérieures (côté gauche), soulagées, voient leur capacité motrice réduite. La stratégie de contrôle hybride adapte dynamiquement la répartition du couple pour tirer parti de l'adhérence maximale disponible sur les roues les mieux chargées. Lors d'un virage à droite, le phénomène est symétrique : le transfert de charge se fait vers les roues gauches, qui deviennent les plus sollicitées en termes de traction, tandis que les roues droites offrent une capacité réduite. Une gestion optimisée du couple moteur, via la stratégie de contrôle utilisée, permet ainsi de maintenir la stabilité et la motricité du véhicule, quel que soit le type de virage rencontré.

La Figure 4.7 (7) montre l'évolution de la vitesse longitudinale (V_x) du véhicule. En ligne droite, cette vitesse est positive et généralement élevée, car le véhicule avance sans contrainte dans l'axe de son châssis. En virage, V_x diminue légèrement par rapport à la ligne droite. Cette baisse est due aux efforts supplémentaires liés au braquage des roues et à la présence de forces latérales, qui influencent le mouvement et réduisent un peu la vitesse vers l'avant. Plus le virage est serré, plus cette diminution est visible.

En phase de déplacement en ligne droite, la vitesse latérale du véhicule, notée V_y , est nulle ou demeure très proche de zéro, traduisant l'absence de déplacement transversal. En revanche, lors d'un virage, V_y prend une valeur non nulle : elle devient positive dans le cas d'un virage à gauche, et négative dans le cas d'un virage à droite (voir Figure 4.7 (8)). Cette variation reflète le déplacement latéral du centre de gravité du véhicule induit par la trajectoire courbe.

En ce qui concerne la vitesse de lacet, qui représente la vitesse de rotation du véhicule autour de son axe vertical, elle est nulle en ligne droite, car le véhicule ne tourne pas. En revanche, elle devient positive lors d'un virage à gauche et négative lors d'un virage à droite (voir Figure 4.7 (9)). Le transitoire observé sur la courbe de la vitesse de lacet correspond à la période d'adaptation dynamique du véhicule entre une trajectoire rectiligne et une trajectoire courbe. Durant cette phase, la vitesse de lacet évolue progressivement (augmentation ou diminution) jusqu'à atteindre une valeur stable, propre au virage engagé. Ce comportement traduit une réponse dynamique typique d'un système possédant de l'inertie, dans lequel les effets du braquage ne se manifestent pas instantanément, mais avec un certain délai lié aux propriétés mécaniques et dynamiques du véhicule.

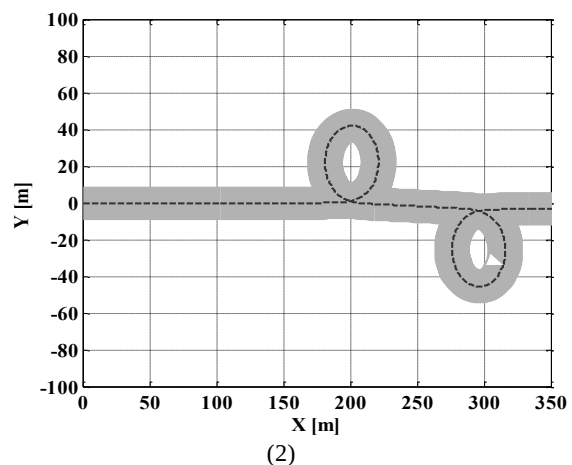
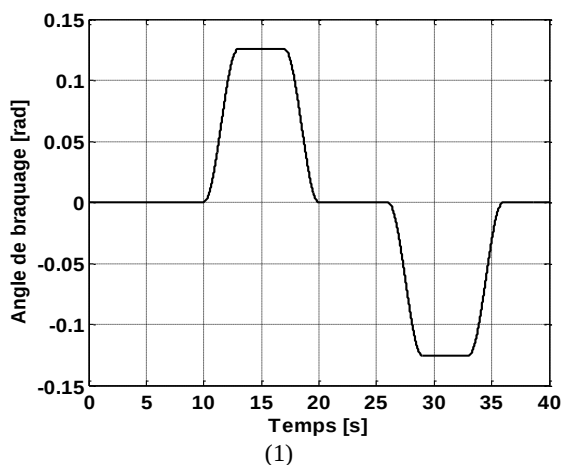
La Figure 4.7 (10) montre l'évolution de l'accélération longitudinale (V_x) du véhicule. Lorsqu'un véhicule accélère, on observe un transitoire sur l'accélération longitudinale, au cours duquel

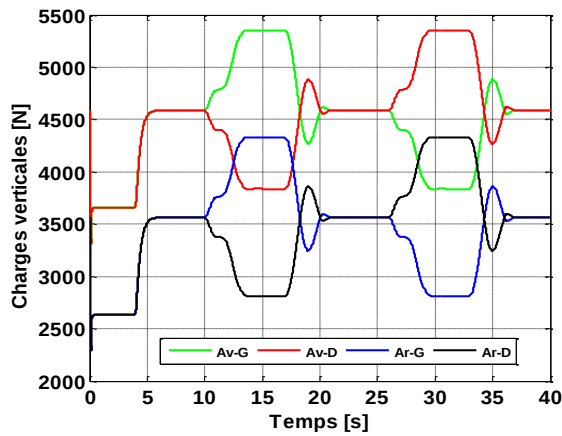
l'accélération est positive, car la vitesse du véhicule augmente progressivement. Cette phase transitoire est due à l'inertie du véhicule, qui résiste au changement de vitesse. Une fois que le véhicule atteint la vitesse désirée et que le conducteur cesse d'accélérer, l'accélération longitudinale diminue progressivement pour atteindre zéro, car la force de traction s'équilibre avec les résistances (aérodynamiques, au roulement, etc.). Ce comportement traduit un régime dynamique stable où la vitesse du véhicule devient constante et l'accélération longitudinale se stabilise à zéro.

La Figure 4.7 (11) montre l'évolution de l'accélération latérale du véhicule. En ligne droite, l'accélération latérale est nulle, car il n'y a pas de changement de direction. En virage, une accélération latérale transitoire apparaît, due à l'adaptation du véhicule à la courbure du virage.

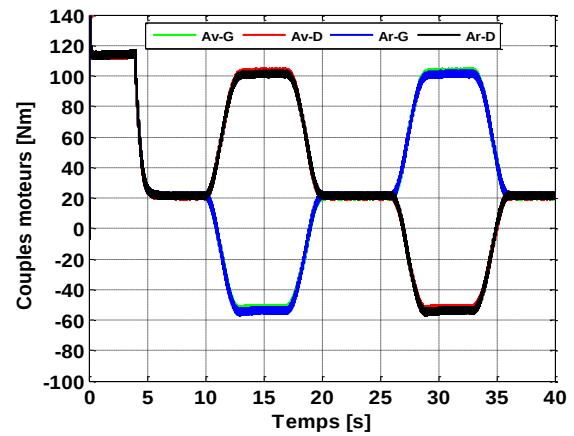
La Figure 4.7 (12) illustre l'évolution des angles de dérapage. Lors du premier virage à gauche, toutes les roues du véhicule présentent des angles de dérapage positifs, car le véhicule tend à glisser légèrement vers la droite, obligeant les roues à s'orienter vers la gauche pour maintenir la trajectoire souhaitée. Ce phénomène se manifeste aussi bien sur les roues avant que sur les roues arrière, qui dérivent vers l'extérieur du virage. Chacune affiche un angle de dérapage positif, bien que leurs valeurs puissent légèrement différer en fonction de la dynamique propre à chaque roue. Ce comportement s'inverse au cours du deuxième virage à droite, où l'ensemble des roues du véhicule affiche des angles de dérapage négatifs.

Les forces latérales prennent des valeurs positives lorsqu'elles sont dirigées vers la droite, et négatives lorsqu'elles pointent vers la gauche, comme illustré sur la Figure 4.7 (13). Ainsi, lors d'un virage à droite, le véhicule subit une force centrifuge dirigée vers l'extérieur, que les pneus doivent compenser en générant une force latérale orientée vers l'intérieur du virage, c'est-à-dire vers la droite du véhicule : les forces latérales sont alors positives. À l'inverse, pendant un virage à gauche, les pneus produisent une force latérale dirigée vers la gauche pour s'opposer au dérapage, ce qui, dans le même repère, correspond à une force latérale négative.

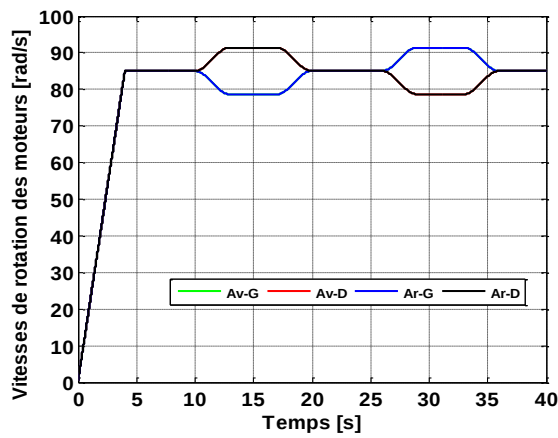




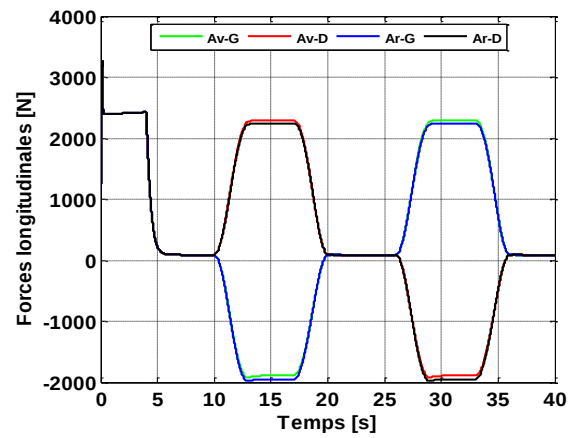
(4)



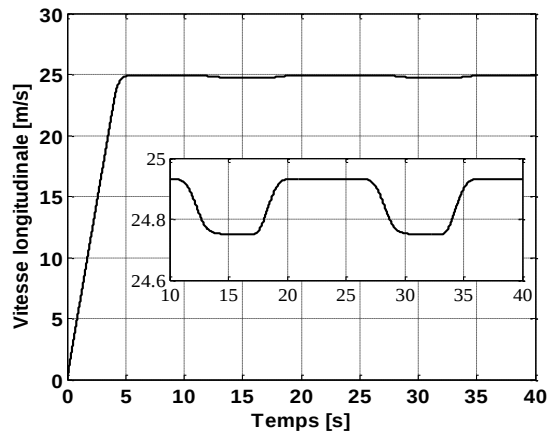
(3)



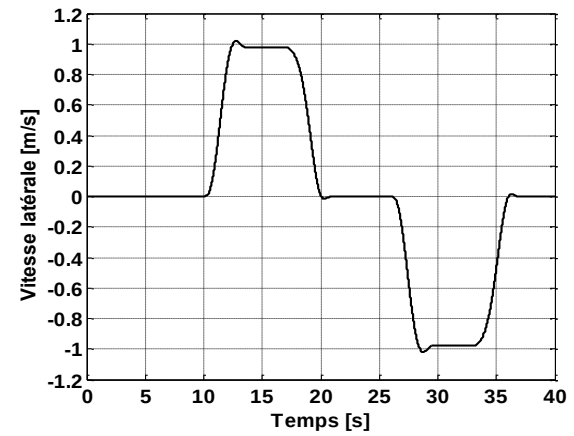
(5)



(6)



(7)



(8)

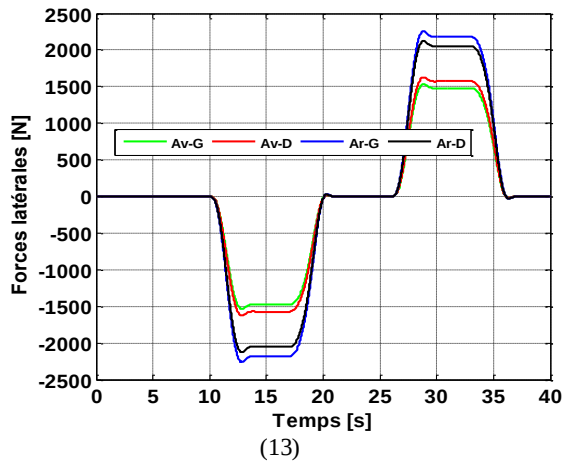
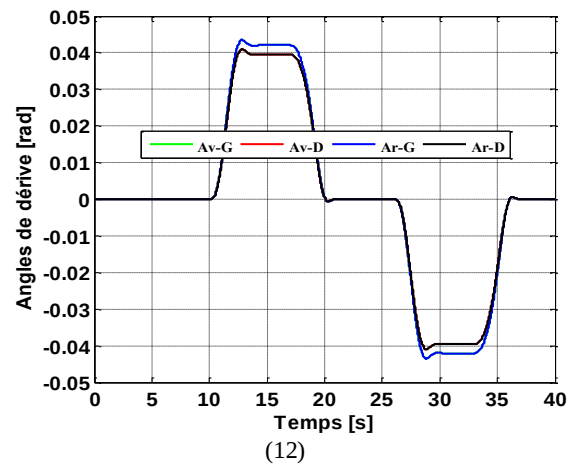
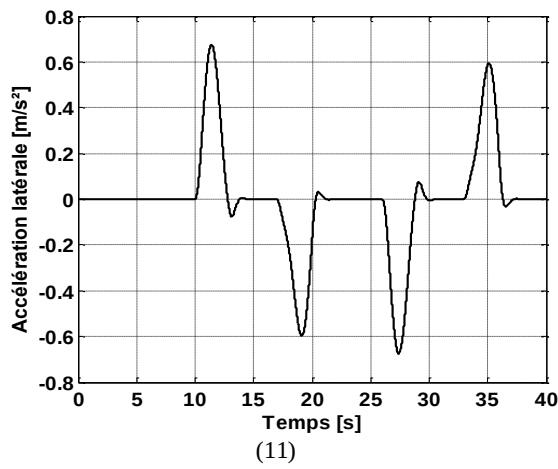
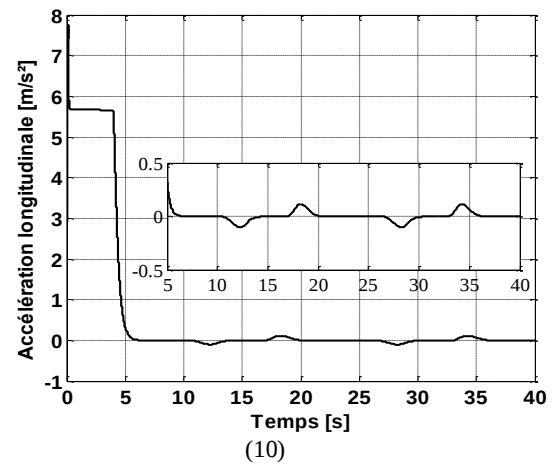
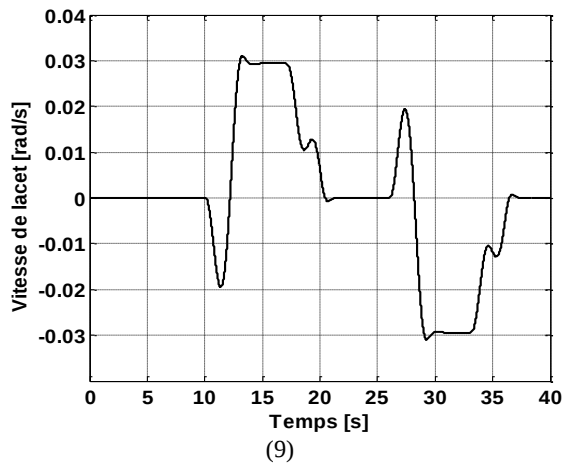


Figure 4.7 : Résultats de simulation du véhicule électrique en virages resserrés.

Scénario 2 : Mouvement du véhicule électrique dans une chicane étroite et symétrique à double virage opposé

Dans cet essai, le véhicule électrique à quatre roues motrices suit un profil d'angle de braquage conçu pour simuler une chicane composée de deux séquences de virages opposés et symétriques, séparées par un intervalle temporel (voir Figure 4.8 (1)). Ce mouvement est généré à l'aide d'une fonction sinusoïdale appliquée à l'angle de braquage des roues avant, reproduisant ainsi une trajectoire réaliste dans un scénario de conduite dynamique.

Le premier enchaînement de virages est défini entre les instants $t_{start} = 10s$ et $t_{end} = 20s$, avec un maximum de braquage atteint au centre de l'intervalle $T_c = 15s$. Durant cette période, l'angle de braquage $\delta(t)$ suit une loi sinusoïdale inversée :

$$\delta(t) = -\delta_{max} \sin\left(2\pi \frac{t - T_c}{T}\right) \quad (4.31)$$

où $T = t_{end} - t_{start}$ est la durée totale du double virage.

Ce premier virage correspond à une déviation à gauche suivie d'un redressement vers la droite, simulant un enchaînement serré à gauche-droite.

Après un délai de 5 secondes, un second double virage symétrique est introduit, avec une orientation opposée : le braquage suit alors la fonction :

$$\delta(t) = \delta_{max} \sin\left(2\pi \frac{t - T_c - Delay}{T}\right) \quad (4.32)$$

Cette phase représente une correction ou un enchaînement inverse, reproduisant un virage droite-gauche de même amplitude et durée que le premier.

Ce profil d'angle de braquage permet de simuler un comportement réaliste du véhicule lors d'un passage en chicane, typique d'une manœuvre d'évitement ou de conduite dynamique sur circuit. La symétrie du signal garantit une analyse équilibrée des performances du système de commande dans des conditions de virage opposées.

Le profil de route présenté à la Figure 4.8 (2) correspond à une chicane étroite et symétrique, composée de deux séquences successives de virages opposés. Cette configuration reproduit typiquement le tracé d'un parcours technique utilisé pour évaluer la maniabilité et la stabilité directionnelle d'un véhicule dans des conditions dynamiques.

La première portion de la route comprend un double virage de type **gauche-droite**, commençant à $t=10s$ et se terminant à $t=20s$. Ce segment simule un premier enchaînement de virages serrés, obligeant le véhicule à s'incliner successivement vers la gauche puis vers la droite. La transition douce entre ces courbes est assurée par une variation sinusoïdale de l'angle de braquage, représentant un virage progressif, sans à-coups.

Après un intervalle de 15 secondes de conduite rectiligne (ou stabilisée), une seconde séquence de virages inverses, **droite-gauche**, est initiée. Elle présente une géométrie identique à la première, mais en miroir, garantissant une **symétrie parfaite** dans le tracé. Cette portion permet de tester la réponse du véhicule face à des changements de direction similaires mais de sens opposé, tout en conservant les mêmes caractéristiques de rayon de courbure, durée et amplitude.

Ce type de parcours, souvent utilisé dans les essais de manœuvrabilité (comme les tests en « S » ou les chicanes sur circuit), est particulièrement pertinent pour évaluer les systèmes de contrôle dynamique du véhicule (direction, suspension, répartition du couple), notamment dans le cadre de la conduite sportive ou de l'évitement d'obstacle.

Lorsqu'un véhicule aborde un virage, comme ceux imposés par le profil sinusoïdal caractéristique d'une chicane, il est soumis à une force centrifuge orientée vers l'extérieur de la courbe. Cette force, dont l'intensité croît avec le carré de la vitesse et décroît avec le rayon de courbure de la trajectoire, s'exerce au niveau du centre de gravité (CG) du véhicule. Elle engendre un **transfert de charge latéral**, qui se traduit par une augmentation de **l'effort vertical** (ou charge normale) sur **les roues extérieures et une diminution sur les roues intérieures au virage** (voir Figure 4.8 (3)). Ce déséquilibre modifie la répartition de l'adhérence disponible entre les pneus, affectant ainsi la stabilité directionnelle, la tenue de route et les performances de motricité du véhicule tout au long de la séquence de manœuvres imposée par la chicane. En effet, une roue qui supporte une charge verticale plus importante peut **transmettre un couple moteur plus élevé sans risque de patinage**, conformément aux lois de l'adhérence pneumatique. Par conséquent, pour garantir un comportement dynamique optimal, en particulier dans des situations de conduite exigeantes comme une chicane, il est essentiel d'adopter une stratégie de commande intelligente. Une **stratégie de commande avancée**, telle que la **commande hybride basée sur la logique floue et la modulation vectorielle de largeur d'impulsion (SVM)**, permet une **répartition dynamique et optimisée du couple moteur** entre les différentes roues. La Figure 4.8 (4) illustre les couples moteurs développés par les roues motrices en fonction des conditions dynamiques du virage. Plus précisément, le contrôleur augmente le couple moteur sur les roues extérieures, qui bénéficient d'une **meilleure adhérence grâce à une charge verticale plus importante** induite par le transfert de masse latéral. En parallèle, il réduit le couple appliqué aux roues intérieures, dont la **diminution de charge** les rend plus vulnérables au **patinage**. Cette répartition adaptative du couple optimise ainsi non seulement la **motricité** mais aussi la **stabilité latérale du véhicule**, tout en améliorant la tenue de route en virage.

En virage, les roues d'un véhicule électrique à transmission intégrale suivent des trajectoires de rayons différents, en fonction de leur position par rapport au centre du virage. En conséquence, une différence significative de vitesse de rotation se manifeste entre les roues intérieures et extérieures au virage. Les roues extérieures, situées sur des trajectoires de plus grand rayon, doivent en effet parcourir une distance plus longue sur la même durée, ce qui implique une vitesse de rotation plus élevée que celle des roues intérieures. Cette dissymétrie cinématique est d'autant plus critique dans le cadre d'un véhicule électrique doté de moteurs roues, où chaque moteur agit directement sur sa roue associée. Il est donc impératif de gérer finement cette variation de vitesse pour garantir une manœuvre fluide, prévenir l'apparition

d'efforts parasites dans la transmission (tels que les couples résistants dus à des désaccords de vitesse), et maintenir une trajectoire conforme à l'intention du conducteur tout en préservant la stabilité dynamique du véhicule.

L'architecture à quatre roues motrices indépendantes permet ici une adaptation différenciée des vitesses de rotation et des couples moteurs. Grâce à une stratégie de commande intelligente et réactive, basée sur la logique floue associée à la modulation vectorielle de largeur d'impulsion (SVM), le système embarqué peut piloter en temps réel chaque moteur pour qu'il réponde précisément aux exigences cinématiques locales. Cette régulation fine prend en compte à la fois la trajectoire imposée par la géométrie du virage, l'état dynamique du véhicule (vitesse, accélération latérale, transfert de charge, etc.), et les conditions d'adhérence. Ainsi, cette commande hybride assure une synchronisation dynamique des vitesses de rotation des roues, minimisant les déséquilibres longitudinaux et transversaux. Elle contribue à réduire les pertes d'adhérence, améliore la précision de trajectoire, et renforce la stabilité globale du véhicule lors de manœuvres à forte contrainte directionnelle, comme celles rencontrées dans une chicane. La **Figure 4.8 (5)** illustre clairement cette répartition des vitesses de rotation des quatre roues, mettant en évidence l'adaptation dynamique opérée par la stratégie de commande en réponse à la courbure du virage et aux sollicitations du véhicule.

La **Figure 4.8 (6)** illustre de manière explicite l'évolution des forces de traction appliquées sur chaque roue motrice lors de la traversée de la chicane. On y observe clairement la modulation asymétrique et dynamique du couple moteur entre les roues gauches et droites, en réponse aux alternances rapides de virages. Dans la première partie de la manœuvre, correspondant au virage à gauche, les forces de traction sur les roues droites (extérieures au virage) augmentent significativement, traduisant l'effet du transfert de charge latéral vers ces roues plus chargées. Cette élévation de l'effort de traction témoigne de la capacité du système de commande à exploiter l'adhérence accrue disponible. En parallèle, les roues gauches (intérieures au virage), soulagées, voient leur effort de traction réduit, afin d'éviter toute perte d'adhérence ou patinage. Lors de l'inversion de courbure — au moment où le véhicule entame le virage à droite — le phénomène s'inverse : les forces de traction se déplacent vers les roues gauches, désormais extérieures, tandis que les roues droites deviennent moins sollicitées. Cette répartition dynamique et adaptative du couple moteur permet de préserver un équilibre de motricité optimal, limitant les dérives latérales et assurant un suivi de trajectoire précis malgré la complexité du profil routier.

La **Figure 4.8 (7)** illustre l'évolution des forces latérales exercées sur le véhicule lors de la traversée d'une **chicane étroite et symétrique**, composée de deux virages successifs de sens opposé, le premier orienté vers la gauche. Dans le repère adopté, une force latérale est considérée comme **négative lorsqu'elle s'exerce vers la gauche**, et **positive lorsqu'elle pointe vers la droite**. Il est important de noter que, **lorsque le véhicule circule en ligne droite**, aucune sollicitation latérale n'est nécessaire pour maintenir sa trajectoire : **les forces latérales sont alors nulles**.

Dès l'entrée dans le premier virage à gauche, la force centrifuge tend à projeter le véhicule vers la droite. Pour compenser cet effet et maintenir la trajectoire, les pneus génèrent une force latérale orientée vers la gauche du véhicule, ce qui se traduit par une **valeur négative** dans le repère de mesure. En sortie de ce

virage, le véhicule entame immédiatement un virage à droite. La force centrifuge agit alors vers la gauche, et les pneus doivent produire une force latérale dirigée vers la droite pour stabiliser le véhicule, donnant lieu cette fois à une **valeur positive** de la force latérale. L'évolution en forme de vague de la courbe représentée dans la figure reflète fidèlement l'alternance rapide des sollicitations latérales imposées par la chicane. Elle met en évidence la capacité du système de commande et des pneumatiques à s'adapter continuellement à ces variations pour maintenir la stabilité directionnelle et la tenue de route.

La **Figure 4.8 (8)** présente l'évolution de la **vitesse longitudinale (V_x)** du véhicule lors de la traversée d'une chicane étroite et symétrique. Dans les segments rectilignes précédant et suivant les virages, V_x est généralement **positive et relativement élevée**, reflétant un déplacement fluide du véhicule dans l'axe longitudinal, sans contrainte directionnelle notable. Cependant, dès l'entrée dans le **premier virage à gauche**, on observe une **légère diminution de la vitesse V_x** . Cette baisse s'explique par l'augmentation des efforts nécessaires au braquage des roues, la sollicitation latérale des pneumatiques, et la redistribution des charges verticales. Le mouvement du véhicule s'oriente alors partiellement en direction transversale, ce qui limite momentanément la composante longitudinale de la vitesse. Une dynamique similaire est observée lors du **second virage à droite**, accentuant de nouveau la baisse de V_x , en réponse aux contraintes induites par la nouvelle direction de la trajectoire.

Parallèlement, la **vitesse latérale (V_y)** du véhicule, illustrée en **Figure 4.8 (9)**, reflète les effets de la trajectoire sinueuse sur le mouvement transversal du centre de gravité. En phase de ligne droite, V_y est **nulle ou très proche de zéro**, témoignant de l'absence de déplacement latéral. Toutefois, lors du passage dans le virage à gauche, V_y devient **positive**, traduisant un glissement du centre de gravité vers la gauche. À l'inverse, dans le virage à droite qui suit, V_y devient **négative**, le centre de gravité se déplaçant cette fois vers la droite.

L'alternance de signes de V_y , synchronisée avec les changements de direction de la chicane, met en évidence la **réactivité du véhicule aux sollicitations latérales** imposées par le tracé. La coordination entre la variation de V_x et celle de V_y souligne l'importance d'une gestion fine du couple moteur et du contrôle de trajectoire pour garantir **stabilité, confort de conduite et précision du suivi de la route** dans des configurations sinueuses comme la chicane.

La **Figure 4.8 (10)** montre l'évolution de la **vitesse de lacet** du véhicule — c'est-à-dire sa vitesse de rotation autour de l'axe vertical passant par son centre de gravité — lors de la traversée d'une chicane étroite et symétrique. En **ligne droite**, cette vitesse est naturellement **nulle**, puisque le véhicule se déplace sans changement de direction. Lors de l'entrée dans le **premier virage à gauche**, la vitesse de lacet devient **positive**, traduisant la rotation du véhicule dans le sens antihoraire. Cette valeur augmente progressivement durant la phase de transition entre la ligne droite et la trajectoire courbe, marquant la **réponse dynamique** du véhicule à l'application du braquage. Ce comportement n'est pas instantané : il reflète l'effet de l'inertie du châssis, qui engendre un **retard dans la montée en vitesse de lacet**, caractéristique d'un système dynamique à temps de réponse non nul. À mesure que le véhicule s'apprête à sortir du premier virage et à entrer dans le **virage opposé à droite**, la vitesse de lacet subit une **inversion brutale de signe**. Elle devient alors **négative**, indiquant une rotation dans le sens horaire. Cette bascule

s'accompagne d'un **nouveau transitoire dynamique**, où la vitesse de lacet décroît rapidement, traverse le zéro, puis évolue jusqu'à atteindre un second plateau de valeur négative, propre au rayon du virage à droite engagé. L'évolution en forme de **double transition asymétrique** sur la courbe de la vitesse de lacet reflète parfaitement le comportement du véhicule dans une chicane : passage rapide entre deux virages de sens opposés, chacun imposant un changement de rotation. Cette réponse dynamique témoigne de la nécessité d'une stratégie de contrôle réactive et prédictive, capable d'anticiper et de lisser les transitions pour **maintenir la stabilité, limiter les oscillations parasites**, et garantir un **suivi précis de la trajectoire imposée**.

La **Figure 4.8 (11)** présente l'évolution de l'**accélération longitudinale** du véhicule au cours de la traversée d'une chicane étroite. Lors des phases d'**accélération** en ligne droite, on observe une augmentation progressive de cette grandeur, traduisant la montée en vitesse du véhicule. Cette phase transitoire, caractérisée par une **accélération positive**, résulte de l'**inertie du véhicule**, qui s'oppose naturellement aux variations rapides de vitesse. Lorsque le véhicule atteint la vitesse cible et que la traction s'équilibre avec les **résistances aérodynamiques, au roulement et mécaniques**, l'accélération longitudinale décroît graduellement jusqu'à **se stabiliser autour de zéro**, illustrant un régime de vitesse constante. Toutefois, à l'approche des virages de la chicane, le conducteur ou le système de contrôle peut adapter l'effort de traction, ce qui se traduit par des **oscillations modérées de l'accélération longitudinale**. Celles-ci correspondent à des ajustements du couple moteur pour maintenir à la fois la stabilité latérale et la précision de trajectoire.

La **Figure 4.8 (12)** illustre l'évolution de l'**accélération latérale**, qui reflète les forces centrifuges agissant sur le véhicule lors des changements de direction. En **ligne droite**, cette accélération est **quasi nulle**, car aucun mouvement transversal du centre de gravité n'est observé. En revanche, dès l'entrée dans le **premier virage à gauche** de la chicane, une **accélération latérale négative** apparaît, atteignant un pic lorsque la courbure est maximale. En sortie de ce virage, l'accélération latérale décroît, puis **inverse de signe** au moment de l'entrée dans le **deuxième virage à droite**, devenant **positive**. Ce changement brutal traduit le **renversement de la direction de la force centrifuge** entre les deux virages successifs. L'apparition de **pics opposés** dans la courbe d'accélération latérale souligne la réactivité dynamique du véhicule et l'importance d'un **contrôle précis du couple et du braquage** pour assurer une traversée fluide de la chicane, sans perte d'adhérence ni instabilité.

La **Figure 4.8 (13)** présente l'évolution des **angles de dérive** des roues lors de la traversée d'une **chicane étroite et symétrique**, composée de deux virages successifs de sens opposé, débutant par un **virage à gauche**.

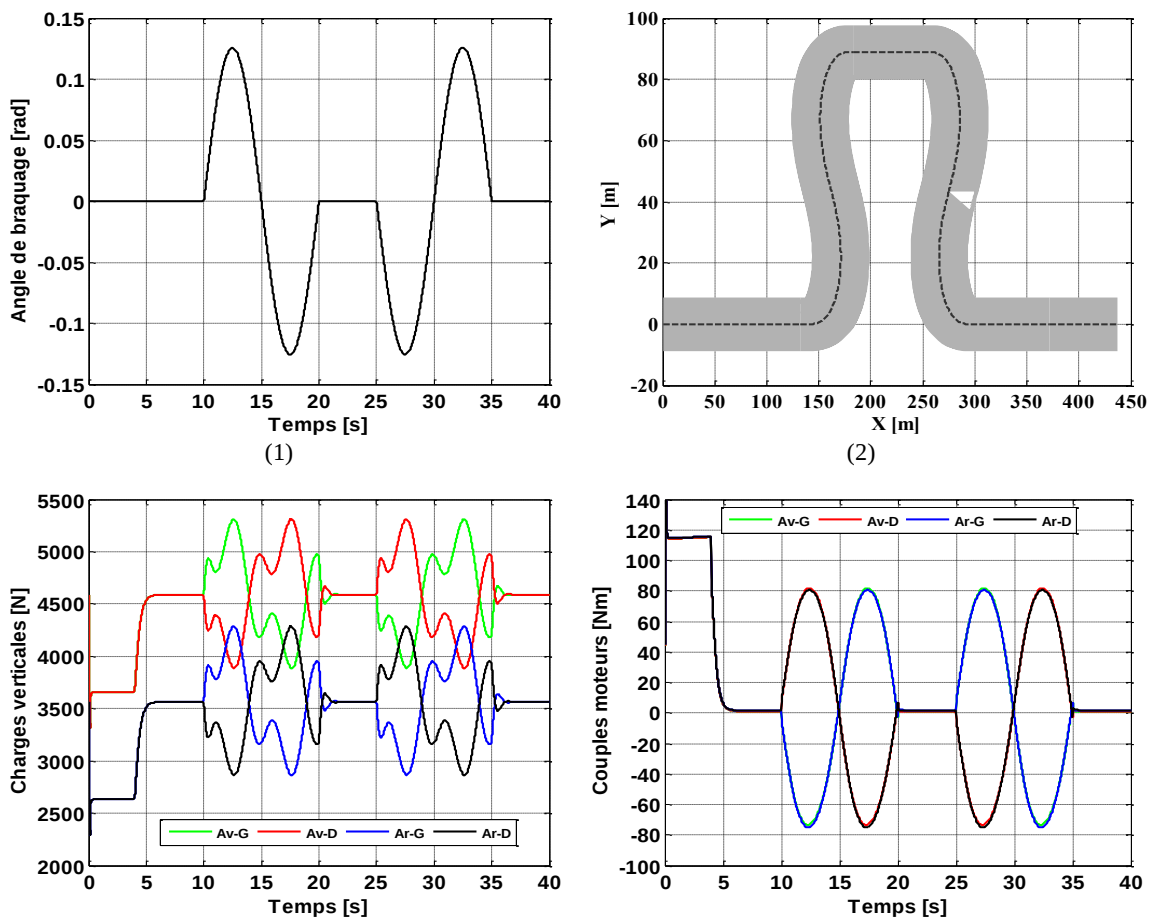
Pendant la phase de **déplacement en ligne droite** précédant le virage, les **angles de dérive sont nuls**, car les roues sont alignées avec la direction du déplacement et aucun effort transversal n'est requis pour maintenir la trajectoire. Ce comportement correspond à une situation d'équilibre dynamique où le véhicule avance sans glissement latéral. Lors du **premier virage à gauche**, le véhicule suit une trajectoire courbe, mais subit une légère dérive vers la droite en raison de l'inertie. Cette dérive induit des **angles de dérive positifs** sur l'ensemble des roues, avant comme arrière. Les pneumatiques génèrent alors une

orientation vers la gauche afin de s'opposer à cette dérive et maintenir le cap imposé par la chicane. La magnitude des angles peut varier entre les roues selon la dynamique propre à chaque essieu, le transfert de charge et la géométrie du virage.

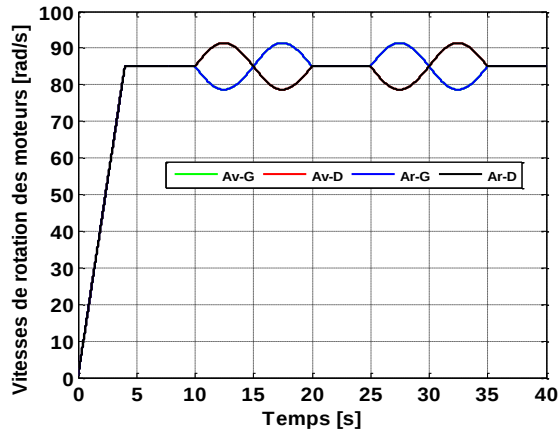
Ce phénomène **s'inverse** lors du **deuxième virage à droite** : le véhicule tend à glisser vers la gauche, entraînant cette fois des **angles de dérive négatifs** sur toutes les roues. Là encore, les pneumatiques réagissent en s'orientant vers la droite pour maintenir la trajectoire imposée.

La **Figure 4.8 (14)** illustre l'évolution des **forces latérales** générées par les pneumatiques au cours de cette manœuvre. Lors du **déplacement en ligne droite**, les forces latérales sont également **nulles**, car aucun effort transversal n'est nécessaire en l'absence de changement de direction. Durant le **virage à gauche**, les roues génèrent des **forces latérales négatives**, dirigées vers la gauche du véhicule, pour contrer la force centrifuge qui tend à le projeter vers la droite. À l'inverse, pendant le **virage à droite**, les pneumatiques développent des **forces latérales positives**, dirigées vers la droite, pour compenser la dérive induite vers la gauche.

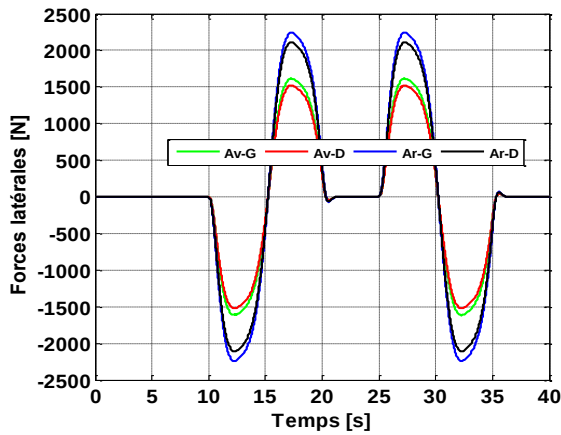
Cette alternance entre valeurs nulles en ligne droite et pics opposés dans chaque virage reflète la **réactivité du système de motricité et de suspension** face aux sollicitations dynamiques de la chicane. Elle illustre la capacité du véhicule à ajuster finement ses efforts latéraux et ses orientations de roues pour garantir un **suivi de trajectoire stable et maîtrisé**, tout en minimisant les risques de dérapage.



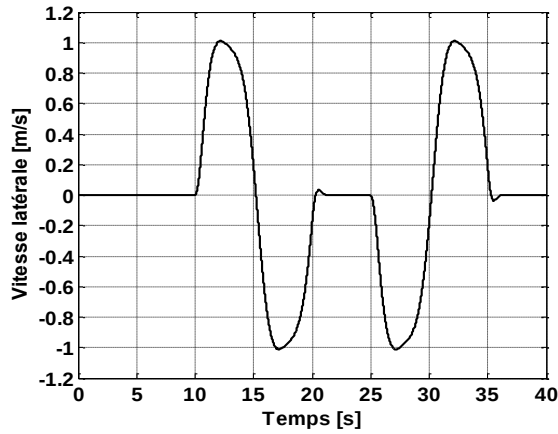
(3)



(5)

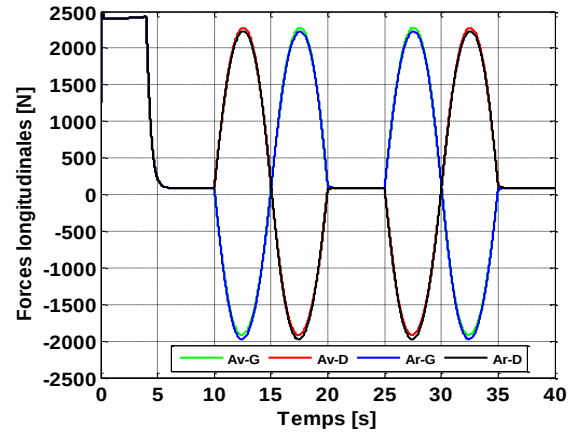


(7)

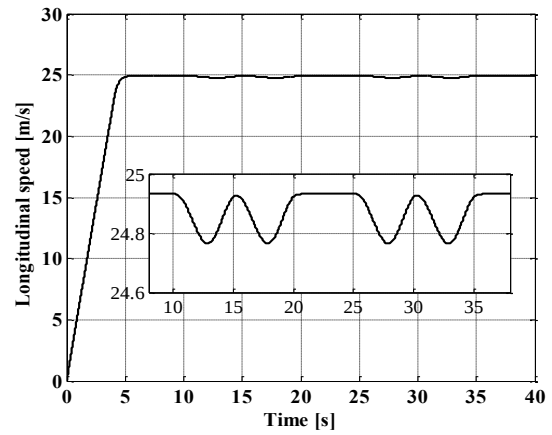


(9)

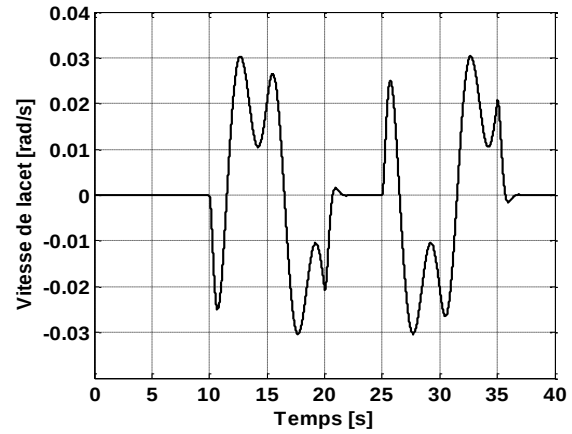
(4)



(6)



(8)



(10)

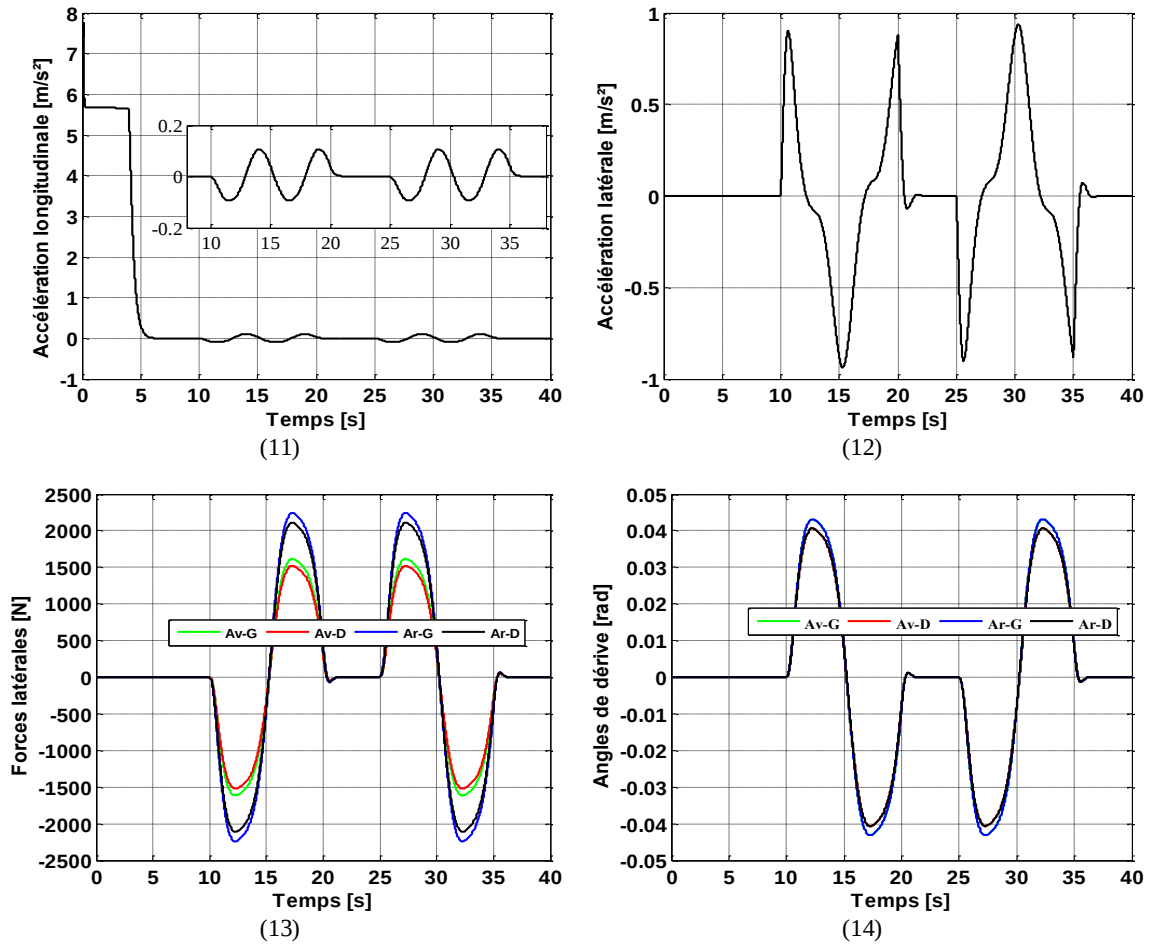


Figure 4.8 : Simulation du mouvement d'un véhicule électrique dans une chicane étroite et symétrique à double virage opposé.

4.7 Conclusion

Ce chapitre a permis d'examiner en détail la mise en œuvre d'une commande optimisée par DTC Floue-SVM appliquée à un système embarqué à quatre roues motrices, alimenté par un onduleur à cinq bras partagé. Cette configuration innovante répond aux exigences croissantes en matière de performances, de compacité et d'efficacité énergétique dans les véhicules électriques modernes. L'intégration de la logique floue dans la stratégie DTC, combinée à la modulation vectorielle (SVM), a permis de surmonter les limitations classiques de la DTC, notamment les variations brutales de couple et les ondulations de flux, tout en assurant un meilleur lissage des commutations.

Les simulations ont montré que cette approche hybride permet une répartition dynamique et précise du couple moteur entre les roues, ce qui se traduit par une amélioration notable de la stabilité latérale et de la motricité du véhicule, en particulier dans des conditions de conduite complexes comme les virages serrés ou les chicanes sinueuses. Le modèle dynamique utilisé, tenant compte des forces de résistance

aérodynamique, de roulement et de gravité, a permis de reproduire des conditions réalistes et représentatives du comportement du véhicule en situation réelle.

Les résultats obtenus sous MATLAB/Simulink valident l'efficacité de cette commande non linéaire dans des scénarios variés, en mettant en évidence :

- Une meilleure adhérence au sol,
- Une réponse rapide aux changements de trajectoire,
- Et une maîtrise optimale du couple dans les phases critiques de la conduite.

Ainsi, la commande DTC Floue-SVM, couplée à une architecture multi-moteurs alimentée par un onduleur à cinq bras, constitue une solution performante et prometteuse pour les futurs systèmes de traction électrique embarqués, conciliant puissance, réactivité et économie d'énergie.

Conclusion Générale

Conclusion générale

Ce travail de recherche a permis d'explorer en profondeur différentes stratégies de commande appliquées à des machines synchrones à aimants permanents (MSAP) dans le cadre d'applications de traction électrique, en mettant particulièrement l'accent sur la Commande Directe du Couple (DTC) et ses évolutions récentes.

Dans un premier temps, l'étude a montré que la DTC classique constitue une solution robuste et efficace pour le contrôle du couple et du flux des MSAP. Sa structure simple et sa réactivité dynamique en font une méthode bien adaptée aux applications exigeantes telles que les véhicules électriques. Toutefois, cette approche présente certaines limites, notamment en ce qui concerne les fluctuations du couple et du flux, qui peuvent impacter le confort de conduite et l'efficacité énergétique du système.

Pour pallier ces limitations, les chapitres suivants ont introduit des améliorations significatives via l'intégration de la **logique floue** et de la **modulation vectorielle spatiale (SVM)**. Ces techniques ont permis de lisser les réponses dynamiques, d'atténuer les ondulations du couple, et d'améliorer la régularité du fonctionnement moteur. Les résultats de simulation ont démontré une nette amélioration en termes de rendement, de stabilité, et de contrôle précis du couple, rendant cette stratégie hybride particulièrement pertinente pour les chaînes de traction avancées.

L'étude a ensuite été étendue à des configurations multi-machines alimentées par **un onduleur à cinq bras**, permettant d'assurer un contrôle indépendant et coordonné de plusieurs moteurs (deux dans un système bi-moteur, puis quatre dans un système embarqué complet). Ces architectures innovantes permettent non seulement une réduction des composants et une meilleure compacité du système, mais aussi une gestion dynamique et adaptative du couple entre les différentes roues motrices. Cela se traduit par une amélioration notable de la motricité, de la stabilité latérale, et de l'efficacité énergétique, y compris dans des scénarios de conduite complexes comme les virages serrés ou les changements brusques de trajectoire.

En somme, cette étude démontre que la **commande DTC optimisée par la logique floue et la SVM**, associée à des architectures matérielles adaptées comme l'onduleur à cinq bras, constitue une solution prometteuse pour les systèmes de traction électrique modernes. Elle allie performance dynamique, précision du contrôle, robustesse et réduction des pertes, répondant ainsi aux exigences croissantes des applications embarquées dans les véhicules électriques de nouvelle génération.

Bibliographié

Références bibliographiques

- [1] O. Gizolme, "Modélisation et optimisation d'une machine synchrone et de son alimentation pour la traction électrique," Ecully, Ecole centrale de Lyon, 1997.
- [2] L. Zhong, M. F. Rahman, W. Hu, K. Lim, and M. J. I. o. E. C. Rahman, "A direct torque controller for permanent magnet synchronous motor drives," vol. 14, no. 3, pp. 637-642, 1999.
- [3] T. Vyncke, R. Boel, and J. Melkebeek, "Direct torque control of permanent magnet synchronous motors—an overview," in *Proceedings of the 3rd IEEE Benelux Young Researchers Symposium in Electrical Power Engineering*, 2006: UGent-EESA.
- [4] G. Grelet and G. J. É. E. Clerc, Paris, "Actionneurs électriques," 1997.
- [5] M. Kadjoudj, "Contribution à la commande d'une machine synchrone a aimants permanents," Batna, Université El Hadj Lakhder. Faculté des Sciences de l'Ingenieur, 2003.
- [6] K. Hartani, "Contribution à la stabilité du véhicule électrique à l'aide du contrôle des systèmes anti-patinage," thèse de Doctorat, USTO, Oran, Algérie, 2007.
- [7] A. F. J. P. o. t. I. Burke, "Batteries and ultracapacitors for electric, hybrid, and fuel cell vehicles," vol. 95, no. 4, pp. 806-820, 2007.
- [8] S. N. Pandya and J. Chatterjee, "Torque ripple minimization in direct torque control based induction motor drive using optimal multirate sampling technique," in *2010 Joint International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems & 2010 Power India*, 2010, pp. 1-7: IEEE.
- [9] Y. Zhang and J. Zhu, "Direct torque control of permanent magnet synchronous motor with reduced torque ripple and commutation frequency," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, no. 1, pp. 235-248, 2011.
- [10] 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 vectors with variable amplitude and angle," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2011.
- [11] 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, 2013.
- [12] K. Hartani, M. Bourahla, Y. Miloud, and M. Sekour, "Electronic differential with direct torque fuzzy control for vehicle propulsion system," *Turkish Journal of Electrical Engineering & Computer Sciences*, vol. 17, no. 1, pp. 21-38, 2009.
- [13] K. Hartani, "Contribution à la stabilité du véhicule électrique à l'aide du contrôle des systèmes anti-patinage," thèse de Doctorat, USTO, Oran, Algérie, 2007.
- [14] K. Hartani, M. Bourahla, and Y. Miloud, "Electronic differential system for an electric vehicle based on direct torque fuzzy control," *INTERNATIONAL REVIEW OF ELECTRICAL ENGINEERING-IREE*, vol. 3, no. 2, pp. 386-394, 2008.
- A. Bouscayrol *et al.*, "Control structures for multi-machine multi-converter systems with several [15] couplings by criteria merging," in *2005 European Conference on Power Electronics and Applications*, 2005, pp. 9 .pp.-P. 9: IEEE
- [16] E. Semail, "Structures de commande des Systèmes Multi-machines Multi-convertisseurs."
- [17] D. Bidart, M. Pietrzak-David, M. Fadel, and P. Maussion, "Commande cooperative des systèmes monoconvertisseur multimachines synchrones pour une application aéronautique," *REE. Revue de l'électricité et de l'électronique*, no. 6-7, 2010.
- [18] T. Ito, H. Inaba, K. Kishine, M. Nakai, and K. Ishikura, "Method Controlling Two or More Sets of PMSM by One Inverter on a Railway Vehicle," in *Journal of international Conference on Electrical Machines and Systems*, 2014, vol. 3, no. 2, pp. 207-214: Journal of International Conference on Electrical Machines and Systems.
- [19] J. Chiasson, D. Seto, F. Sun, A. Stankovic, and S. Bortoff, "Independent control of two PM motors using a single inverter: application to elevator doors," in *American Control Conference, 2002. Proceedings of the 2002*, 2002, vol. 4, pp. 3093-3098: IEEE.
- [20] T. Ahmed, H. Kada, A. J. I. J. o. P. E. Allali, and D. Systems, "New DTC strategy of multi-machines single-inverter systems for electric vehicle traction applications," vol. 11, no. 2, p. 641, 2020.

- [21] Y. Hu, S. Huang, X. Wu, and X. J. I. T. o. P. E. Li, "Control of dual three-phase permanent magnet synchronous machine based on five-leg inverter," vol. 34, no. 11, pp. 11071-11079, 2019.
- [22] Y. Song, J. Sun, Y. Zhou, Y. Liu, H. Luo, and J. J. I. T. o. P. E. Zhao, "Minimization of Capacitor Voltage Difference for Four-Leg Inverter Dual-Parallel IM System," vol. 37, no. 4, pp. 3969-3979, 2021.
- [23] Z. Liu, S. Shi, S. Yan, W. Sun, D. Jiang, and R. J. I. T. o. P. E. Qu, "A Novel Four-Leg Inverter Topology for Dual Three-Phase PMSM," 2022.
- [24] G. Jing and C. J. I. A. Zhou, "Control strategy for a five-leg inverter supplying dual three-phase PMSM," vol. 8, pp. 174480-174488, 2020.
- [25] B. Tabbache, S. Douida, M. Benbouzid, D. Diallo, and A. Kheloui, "Direct torque control of five-leg inverter-dual induction motor powertrain for electric vehicles," *Electrical Engineering*, vol. 99, no. 3, pp. 1073-1085, 2017.
- [26] A. El djallil Rabhi, K. Hartani, Y. Guettaf, and A. Norediene, "Robust Multimachine Control for Bisynchronous Propulsion Traction Chain of an Electric Vehicle," *SAE International Journal of Vehicle Dynamics, Stability, and NVH*, vol. 5, no. 10-05-02-0012, 2021.
- [27] M. A. M. Abdelkader Karim BELHIA "Commande d'un système de traction bi-machine mono-onduleur application au véhicule électrique," Master, Electrotechnique, Faculté de Technologie, Université de Saida, Juin 2021.
- [28] B. Adda, H. Kada, N. Aouadj, K. A. J. I. J. o. P. E. Belhia, and D. Systems, "New independent control of a Bi Machine system powered by a multi-leg inverter applied to four in-wheel motor drive electric vehicle," vol. 14, no. 1, p. 614, 2023.
- [29] A. K. Belhia, K. Hartani, N. Aouadj, and T. M. Chikouche, "Modern Control Methode of Dual PMS in-Wheel Electric Engines for Vehicular Drive Using Five-Leg Inverter," in *2021 IEEE 4th International Conference on Computing, Power and Communication Technologies (GUCON)*, 2021, pp. 1-6: IEEE.
- [30] K. Hartani and A. Draou, "A new multimachine robust based anti-skid control system for high performance electric vehicle," *Journal of Electrical Engineering and Technology*, vol. 9, no. 1, pp. 214-230, 2014.
- [31] N. Aouadj, K. Hartani, and M. Fatiha, "New Integrated Vehicle Dynamics Control System Based on the Coordination of Active Front Steering, Direct Yaw Control, and Electric Differential for Improvements in Vehicle Handling and Stability," *SAE International Journal of Vehicle Dynamics, Stability, and NVH*, vol. 4, no. 10-04-02-0009, pp. 119-133, 2020.
- [32] C. S. Lim, N. A. Rahim, W. P. Hew, and E. J. I. T. o. I. E. Levi, "Model predictive control of a two-motor drive with five-leg-inverter supply," vol. 60, no. 1, pp. 54-65, 2012.
- [33] A. Khodadoost and A. Radan, "Novel comparative study between SVM, DTC and DTC-SVM in Five-Leg Inverter to drive two motors independently," in *4th Annual International Power Electronics, Drive Systems and Technologies Conference*, 2013, pp. 294-300: IEEE.
- [34] M. Jones, S. Vukosavic, D. Dujic, E. Levi, and P. J. I. E. P. A. Wright, "Five-leg inverter PWM technique for reduced switch count two-motor constant power applications," vol. 2, no. 5, pp. 275-287, 2008.
- [35] S. N. Pandya and J. Chatterjee, "Torque ripple minimization in direct torque control based induction motor drive using optimal multirate sampling technique," in *2010 Joint International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems & 2010 Power India*, 2010, pp. 1-7: IEEE.
- [36] K. Hartani, M. Bourahla, Y. Miloud, and M. Sekour, "Electronic differential with direct torque fuzzy control for vehicle propulsion system," *Turkish Journal of Electrical Engineering & Computer Sciences*, vol. 17, no. 1, pp. 21-38, 2009.
- [37] M. Mankour, T. Mohammed Chikouche, H. Kada, B. Adda, and A. Norediene, "Advanced Longitudinal and Lateral Stability Control System for a Four-Wheel-Independent-Drive Electric Vehicle Using a New Power Converter Topology," *Journal of Electrical Engineering & Technology*, 2023/01/28 2023.
- [38] M. Sekour, K. Hartani, and A. Merah, "Electric Vehicle Longitudinal Stability Control Based on a New Multimachine Nonlinear Model Predictive Direct Torque Control," *Journal of Advanced Transportation*, vol. 2017, 2017.
- [40] A. Merah and K. Hartani, "Shared steering control between a human and an automation designed for low curvature road," *International journal of vehicle safety*, vol. 9, no. 2, pp. 136-158, 2016.
- [41] K. Hartani and A. Draou, "A new multimachine robust based anti-skid control system for high performance electric vehicle," *Journal of Electrical Engineering and Technology*, vol. 9, no. 1, pp. 214-230, 2014.
- [42] B. Tabbache, A. Kheloui, and M. E. H. Benbouzid, "An adaptive electric differential for electric vehicles motion stabilization," *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 60, no. 1, pp. 104-110, 2010.
- [43] B. Adda, "Contribution au développement d'une structure de commande robuste des véhicules électriques," Thèse, Université de Saida– Dr. Moulay Tahar, Faculté de Technologie, Département d'Electrotechnique, 2024.
- [44] K. Hartani, M. Bourahla, Y. Miloud, and M. Sekour, "Electronic differential with direct torque fuzzy control for vehicle propulsion system," *Turkish Journal of Electrical Engineering & Computer Sciences*, vol. 17, no. 1, pp. 21-38, 2009.

- [45] M. h. Sekour, K. Hartani, A. Draou, and A. Allali, "Sensorless fuzzy direct torque control for high performance electric vehicle with four in-wheel motors," *Journal of Electrical Engineering and Technology*, vol. 8, no. 3, pp. 530-543, 2013.

ANNEXE

Annexe A

Tableau A.1 : Paramètres du moteur de traction.

Type moteur	Synchrone à aimants permanents
Puissance nominale	18 kW
Puissance maximale	30 kW de 2000 à 9000 tr/mn
Couple maximal	145 N.m
Résistance rotorique	0,03
Inductance cyclique dans l'axe	0,2 mH
Inductance cyclique dans l'axe	0,2 mH
Flux dû aux aimants permanents	0,08 Wb
Nombre de paires de pôles	4
Courant nominale	180 A

Tableau A.2. Notation et paramètres du véhicule.

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

Résumé :

Ce mémoire traite du développement d'une stratégie de commande avancée pour un système embarqué multi-moteur destiné à des applications de traction électrique, notamment dans le domaine des véhicules électriques. Le système étudié repose sur une nouvelle topologie de puissance, à savoir un onduleur à cinq bras capable d'alimenter simultanément deux moteurs synchrones à aimants permanents (PMSM), dans un objectif d'optimisation de l'espace, des composants et du rendement énergétique.

Le travail de recherche s'articule autour de la commande directe du couple (DTC), bien connue pour sa rapidité de réponse, mais qui souffre d'importantes ondulations du couple. Afin de pallier ces limitations, la DTC est améliorée par l'intégration de la logique floue et de la modulation vectorielle (SVM), permettant une réduction significative des fluctuations, une meilleure stabilité dynamique, et une optimisation de la gestion du couple dans des scénarios de conduite complexes.

Des simulations détaillées dans MATLAB/Simulink valident l'efficacité de cette approche dans différents contextes : machine unique, système bi-machine, et configuration complète à quatre roues motrices alimentée par un onduleur partagé. Les résultats démontrent la robustesse, la précision et la réactivité.

ABSTRACT:

This thesis deals with the development of an advanced control strategy for an embedded multi-motor system intended for electric traction applications, especially in the field of electric vehicles. The system studied is based on a new power topology, namely a five-arm inverter capable of simultaneously powering two permanent magnet synchronous motors (PMSM), in order to optimize space, components and energy efficiency.

The research work revolves around direct torque control (DTC), well known for its speed of response, but which suffers from significant ripples of torque. In order to overcome these limitations, the DTC is improved by integrating fuzzy logic and vector modulation (SVM), allowing a significant reduction of fluctuations, better dynamic stability, and optimisation of torque management in complex driving scenarios.

Detailed simulations in MATLAB/Simulink validate the effectiveness of this approach in different contexts: single machine, bi-machine system, and complete four-wheel drive configuration powered by a shared inverter. Results demonstrate robustness, accuracy and responsiveness.

ملخص :

تتناول هذه الأطروحة تطوير استراتيجية تحكم متقدمة لنظام مدمج متعدد المحركات مخصص لتطبيقات الجر الكهربائي، وخاصة في مجال السيارات الكهربائية. يعتمد النظام المدروس على طوبولوجيا طاقة جديدة، وهي عبارة عن عاكس بخمسة أذرع قادر على تشغيل محركين متزامنين مغناطيسيين دائمين (PMSM) في وقت واحد، من أجل تحسين المساحة والمكونات وكفاءة الطاقة.

يدور العمل البحثي حول التحكم المباشر في عزم الدوران (DTC)، المعروف بسرعة استجابته، ولكنه يعاني من تموجات كبيرة في عزم الدوران. من أجل التغلب على هذه القيود، تم تحسين DTC من خلال دمج المنطق الغامض وتعديل المتجهات (SVM)، مما يسمح بتقليل التقلبات بشكل كبير، وتحسين الاستقرار الديناميكي، وتحسين إدارة عزم الدوران في سيناريوهات القيادة المعقدة.

تؤكد عمليات المحاكاة التفصيلية في MATLAB/Simulink فعالية هذا النهج في سياقات مختلفة: آلة واحدة، ونظام ثنائي الآلة، وتكوين كامل للدفع الرباعي مدعوم بعكس مشترك. تظهر النتائج المتانة والدقة والاستجابة