

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
Université Abderrahmane Mira – Béjaïa



Faculté de Technologie
Département de Génie Electrique

Mémoire de fin de Cycle

En vue de l'obtention du diplôme de Master en Electrotechnique
Option : Energies Renouvelables

Thème

*Etude comparative des différentes techniques de
commande d'un véhicule électrique équipé d'une
machine synchrone à aimant permanent.*

Réalisé par :
HARZOUZ Yanis

Encadré par :
Mr. REKIOUA Toufik
Mr. KAKOUCHE Khoudir

Année Universitaire 2021/2022

Remerciements

Je tiens à remercier Mr REKIOUA Toufik pour l'honneur qu'il m'a fait d'avoir accepté de m'encadrer, ainsi que Mr KAKOUCHE Khoudir pour avoir proposé ce thème, pour son suivi, ses encouragements et ses précieux conseils qui m'ont permis de développer ce travail.

Je tiens également à remercier ma mère et ma grand-mère qui m'ont toujours soutenu et leur patience.

Enfin, je tiens à exprimer mes sincères remerciements à toute ma famille et mes amis, qui m'ont toujours soutenu et encouragé tout au long de la réalisation de ce mémoire.

Merci à tous et à toutes

Dédicace

Je dédie ce modeste travail à :

La mémoire de mon père paix a son âme

Ma mère et grand-mère

Mon grand frère

Tout ma famille

Tout(e)s mes ami(e)s

Mes camarades

Tout personne qui porte de l'estime pour moi

Table des matières

Remerciements	
Dédicace	
Table des matières	
Liste des figures	
Liste des tableaux	
Abréviation	
Symboles	
Introduction générale.....	1
Chapitre I : Généralités sur le véhicule électrique	
I.1 Introduction.....	3
I.2 Définition	3
I.3 Historique.....	4
I.4 Actualités des véhicules électriques	7
I.5 Fonctionnement d'un véhicule électrique	8
I.6 Classification des véhicules électriques	8
I.6.1 Véhicules tout électrique	9
I.6.1.1 Véhicules électriques à batteries rechargeables par prise de courant.....	9
I.6.1.2 Véhicules électriques à alimentation par pile à combustible.....	9
I.6.2 Véhicules hybrides	11
I.6.2.1 Véhicules hybrides série.....	11
I.6.2.2 Véhicule hybride parallèle	12
I.6.2.3 Véhicule hybride combiné.....	13
I.7 Les différentes configurations des véhicules électriques.....	13
I.7.1 Véhicules électriques mono moteur	13
I.7.2 Véhicules électriques multi-moteur	13
I.8 Description générale de la chaîne de traction	14
I.8.1 L'électronique de puissance dans le véhicule électrique	15
I.8.1.1 Les redresseurs (AC/DC).....	15
I.8.1.2 Les onduleurs (DC-AC).....	15

I.8.1.3 Les hacheurs (DC-DC)	16
I.8.1.4 Les chargeurs	16
I.8.2 Diverses sources d'énergie électrique	17
I.8.2.1 La batterie	17
I.8.2.2 Les super condensateurs	18
I.8.2.3 Les volants d'inertie	19
I.8.3 Le moteur électrique.....	20
I.8.3.1 Le moteur à courant continu (MCC).....	20
I.8.3.2 Le moteur asynchrone (MAS)	20
I.8.3.3 Le moteur synchrone	21
I.8.3.3.1 Le moteur synchrone à aimant permanent (MSAP)	21
I.8.3.3.2 Le moteur synchrone à reluctance variable (MRV)	21
I.9 Avantages et inconvénient des véhicules électriques	22
I.9.1 Avantages	22
I.9.2 Inconvénients	23
I.10 Conclusion	23

Chapitre II : Modélisation d'un véhicule électrique

II.1 Introduction.	25
II.2 Modélisation d'un véhicule électrique hybride.	25
II.2.1 Dynamique de véhicule.....	25
II.2.2 Force de roulement.....	26
II.2.3 Force aérodynamique	26
II.2.4 Force d'inclinaison.....	27
II.2.5 Force d'accélération.....	28
II.3 Modélisation de la MSAP.....	29
II.3.1 Les équations de la MSAP dans le référentiel (a, b, c)	29
II.3.1.1 Équations électriques	30
II.3.1.2 Équation mécanique	31
II.3.1.3 Équations électromagnétiques	32
II.3.2 La transformation de Park.....	32
II.3.3 Les équations de MSAP dans le référentiel (d,q).....	33
II.3.3.1 Équations électrique.....	33
II.3.3.2 Équations mécanique	34
II.3.3.3 Équations électromagnétique.....	34

II.3.3.4 Mise sous forme d'équation d'état	35
II.4 Modélisation de l'onduleur de tension	35
II.4.1 Commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI)	38
II.5 Couplage entre deux modèles mécanique et électrique	39
II.6 Model de la batterie	41
II.7 Conclusion	43

Chapitre III : Différentes techniques de commande d'un VE

III.1 Introduction	45
III.2 Commande Direct du Couple de la MSAP	45
III.2.1 Principe de la commande DTC.....	45
III.2.2 Fonctionnement et séquences d'un onduleur de tension triphasé.....	47
III.2.3 Stratégie de commande directe du couple et de flux	48
III.2.3.1 Contrôle du vecteur flux statorique.....	49
III.2.3.2 Contrôle du couple électromagnétique	51
III.2.4. Choix du vecteur tension	51
III.2.5 Estimation du Flux et du Couple	53
III.2.5.1 Estimation du flux statorique	53
III.2.6 Elaboration du vecteur de commande pour la DTC	54
III.2.6.1 Le correcteur du flux.....	54
III.2.6.2. Le correcteur du couple	55
III.2.6.2.1. Le correcteur à deux niveaux	56
III.2.6.2.2. Le correcteur à hystérésis à trois niveaux	56
III.2.7 Élaboration de la table de commutation	57
III.2.8 Structure générale de la DTC appliquée à la MSAP	59
III.3 Logique floue	59
III.3.1 Principe.....	60
III.3.2 Définition.....	60
III.3.3 Eléments de base de la logique floue.....	60
III.3.3.1 Ensemble ordinaire et ensemble flou	60
III.3.3.2 Différentes formes de fonction d'appartenance	61
III.3.4 Régulateur Flou	62
III.3.4.1 Principe	62

III.3.4.2 Constitution du contrôleur flou	62
III.3.4.2.1 Base des règles	62
III.3.4.2.2 Logique de prise de décision (INFERENCE FLOUE).....	63
III.3.4.2.3 Interface de fuzzification.....	63
III.3.4.2.4 Interface de defuzzification	64
III.3.4.2.4.1 Méthode par valeur maximum.....	64
III.3.4.2.4.2 Méthode du centre de gravité	64
III.3.4.2.4.3 Méthode des hauteurs pondérées	65
III.3.5 La commande DTC associée à des régulateurs flous	65
III.3.5.1 Régulateur de type MAMDANI	65
III.3.5.2 Régulateur de flux à deux ensembles.....	66
III.3.5.3 Régulateur de couple à cinq ensembles	67
III.3.6 Schéma global de la commande DTC associée aux régulateurs flous.....	68
III.4. Conclusion.....	68

Chapitre IV : Simulation et résultats

IV.1 Introduction.....	71
IV.2 Simulations et résultats	71
IV.2.1 Résultats de simulation sous la technique DTC	71
IV.2.2 Résultats de simulation sous la FDTC	74
IV.3 Comparaison entre les deux techniques de commande	76
IV.4 Conclusion	79
Conclusion générale	79

Références bibliographiques

Annexes

Résumé

Liste des figures

Liste des figures

Chapitre I

Figure I. 1 Système de propulsion d'un VE	4
Figure I. 2 Première voiture au monde.....	5
Figure I. 3 La jamais contente.....	5
Figure I. 4 La première voiture hybride	5
Figure I. 5 La prius.....	6
Figure I. 6 La Nissan LEAF	7
Figure I. 7 La Renault ZOE	7
Figure I. 8 Composantes et fonctionnement d'un véhicule électrique.....	8
Figure I. 9 Principe de fonctionnement de la pile à combustible.	10
Figure I. 10 Auto bus à pile à combustible.....	10
Figure I. 11 Véhicule hybride série.....	11
Figure I. 12 Véhicule hybride parallèle.....	12
Figure I. 13 Véhicule hybride combiné.....	12
Figure I. 14 Solution monomoteurs.....	13
Figure I. 15 Solution multi-moteurs.....	14
Figure I. 16 Moteur-roue.....	14
Figure I. 17 Structure de la chaine de traction dans un VE	15
Figure I. 18 Différentes types des batteries	17
Figure I. 19 Exemple de super condensateur.	18
Figure I. 20 Composition d'un super condensateur.....	19
Figure I. 21 Les volants d'inertie.....	19

Chapitre II

Figure II. 1 Bilan des forces agissant sur la véhicule.....	25
Figure II. 2 La force de roulement sur la roue	26
Figure II. 3 Force aérodynamique pour différentes valeurs de C_x	27
Figure II. 4 Pente sur la route.	28
Figure II. 5 Schéma de la MSAP.....	30
Figure II. 6 Représentation de la transformation de Park	32
Figure II. 7 Modèle de la machine dans le repère de Park.....	35
Figure II. 8 Schéma de l'onduleur de tension	36
Figure II. 9 Schéma de principe de MLI sinus-triangle.....	38
Figure II. 10 Principe de la commande MLI S-T.....	39
Figure II. 11 Mécanisme du réducteur.....	40
Figure II. 12 Modèle équivalent électrique d'une batterie.....	42
Figure II. 13 modèle de la batterie sous Matlab Simulink	43

Chapitre III

Figure III. 1	Schéma structurel d'une commande DTC appliquée à la MSAP.	47
Figure III. 2	Onduleur de tension et élaboration des vecteurs tensions.....	48
Figure III. 3	Evolution de l'extrémité de $\overline{\phi}_s$ pour $R_s \overline{I}_s$ négligeable.	49
Figure III. 4	Comportement du flux statorique pour différents vecteurs tension \overline{V}_s	51
Figure III. 5	Sélection du vecteur de tension	52
Figure III. 6	Différents effets des vecteurs tensions au début et à la fin de la zone.	53
Figure III. 7	Correcteur de flux à hystérésis et sélection des vecteurs tensions.	55
Figure III. 8	Comparateur à hystérésis à trois niveaux utilisés pour le réglage du couple Électromagnétique.	56
Figure III. 9	Schéma de la structure générale du contrôle direct du couple de la MSAP.....	59
Figure III. 10	les fonctions d'appartenances usuelles.	61
Figure III. 11	Structure d'un régulateur flou	62
Figure III. 12	Fonctions d'appartenances des variables	64
Figure III. 13	Synoptique d'un régulateur flou selon MAMDANI.....	66
Figure III. 14	la fonction d'appartenance pour les variables d'entrée.	66
Figure III. 15	La fonction d'appartenance pour la variable de sortie.	67
Figure III. 16	La fonction d'appartenance pour les variables d'entrée.	67
Figure III. 17	La fonction d'appartenance pour la variable de sortie.	68
Figure III. 18	Structure de la DTC avec régulateurs flous.	68

Chapitre IV

Figure IV. 1	Vitesse du VE avec sa référence sous la technique DTC	72
Figure IV. 2	Couple électromagnétique avec sa référence sous la DTC.....	72
Figure IV. 3	Flux statorique avec sa référence sous la DTC	72
Figure IV. 4	Courants statoriques sous la DTC	73
Figure IV. 5	Analyse FFT du courant de phase sous la DTC	73
Figure IV. 6	Trajectoire du flux statorique dans le plan α - β sous la DTC.....	73
Figure IV. 7	Vitesse du VE avec sa référence sous la technique FDTC.....	74
Figure IV. 8	Couple électromagnétique avec sa référence sous FDTC	74
Figure IV. 9	Flux statorique avec sa référence sous FDTC	75
Figure IV. 10	Courants statoriques sous la technique FDTC.....	75
Figure IV. 11	Analyses FFT du courant de phase sous la FDTC.	76
Figure IV. 12	Trajectoire du flux statorique dans le plan α - β sous la FDTC.....	76
Figure IV. 13	Vitesse du VE sous les deux techniques de commande	77
Figure IV. 14	Couple électromagnétique sous les deux techniques de commande	77
Figure IV. 15	Flux du stator sous différentes techniques de commande.	78
Figure IV. 16	Trajectoire du flux statorique dans le plan α - β sous les deux technique de commande	78

Liste des tableaux

Liste des tableaux

Chapitre I

Tableau I. 1 Temps de charge des batteries 16
Tableau I. 2 comparatif des technologies des batteries..... 18
Tableau I. 3 Avantages et inconvénients des moteurs utilisées dans les VE[8]..... 22

Chapitre III

Tableau III. 1 Table de commutation. 57
Tableau III. 2 Table de commande du flux. 58
Tableau III. 3 Table de commande du couple. 58
Tableau III. 4 Stratégie de contrôle avec comparateur à hystérésis à trois niveaux avec les
vecteurs de tensions nuls..... 58

Chapitre IV

Tableau IV. 1 Résumé des résultats de la comparaison..... 78

Abréviation

Abréviation

VE	Véhicule électrique
VH	Véhicule hybride
VHS	Véhicule hybride série
VHP	Véhicule parallèle
MSAP	Moteur synchrone à Aimants Permanents
MLI	Modulation de largeur d'impulsion
DTC	Commande Directe du couple (Direct Torque Control)

Symboles

Symboles

V	Vitesse du véhicule.
M	Masse totale du véhicule.
mav	Masses portées par les roues avant.
mar	Masses portées par les roues arrière.
ρ	Densité volumique de l'air.
Sf	Section frontale du véhicule.
Vvent	Vitesse du vent.
γ	Accélération de véhicule.
R	Rayon de la roue.
φ_s	Vecteur flux statorique.
wr	Vitesse de rotation du rotor (rad/s).
w(roue)	Vitesse de rotation de roue du véhicule (rad/s).
p	Nombre de paires de pôles.
Jm	Moment d'inertie.
Je	Moment d'inertie global du véhicule.
Jw	Moment d'inertie de la roue.
fm	Coefficient de frottement.
Cr	Couple résistant.
Crr	Coefficient de roulement.
Cx	Coefficient de pénétration dans l'air.
Ld	Inductance propre d'enroulement d .
Lq	Inductance propre d'enroulement d .
t	Temps.
Cr	Couple de charge.
Ce	Couple électromagnétique.
is	Courant statorique.
Te	Période d'échantillonnage.
F(s)	Fonction du transfert.
Vsd	Tension statorique suivant l'axe direct.
Vsq	Tension statorique suivant l'axe en quadrature.
Rs	Résistance statorique.
Ls	Inductance statorique
Δe	Variation de l'erreur e.
Kp	Coefficient proportionnel du régulateur PI.
Ki	Coefficient intégral du régulateur PI .
Δi	Largeur de la bande d'hystérésis.
wmin, wmax	Coefficient minimum et maximum d'inertie.

Introduction générale

Introduction générale

Le véhicule électrique (VE) a commencé à s'intégrer dans les marchés automobiles ces dernières années. L'absence des émissions toxiques et le développement technologique de ses moteurs fait de lui un véhicule qui nécessite peu d'entretien, c'est la raison pour laquelle les grandes industries automobiles consacrent des études et des techniques plus approfondies pour évoluer davantage dans ce domaine, telle que l'étude sur la commande du véhicule en considérant plusieurs phénomènes régissant son comportement est un problème compliqué à cause des perturbations difficiles à mesurer et incertitudes sur les paramètres de ce système. Pour cela plusieurs techniques ont été développées [1-3].

Dans ce mémoire de fin d'étude on va s'intéresser aux différentes stratégies de commande de la machine synchrone à aimants permanents (MSAP) utilisée dans le système VE.

Plan de mémoire

Le premier chapitre sera consacré à l'étude et à la présentation des véhicules électriques, ainsi que leurs évolutions à travers l'histoire, également nous nous pencherons sur la constitution des organes de traction, un choix de configuration de propulsion du véhicule électrique sera présenté et justifié à la fin de ce chapitre.

Dans le deuxième chapitre on présentera le modèle mécanique longitudinal du VE. Ensuite, on modélisera l'actionneur électrique utilisé. Enfin, un couplage entre les deux modèles électrique et mécanique sera effectué.

Le troisième chapitre sera consacré à l'étude de deux techniques de commandes utilisées pour le contrôle de la MSAP utilisées dans le système VE, la première partie du chapitre sera dédiée à la commande directe du couple (DTC) en présentant sa définition son principe et ces avantages et inconvénients, tout en développant chaque étape par des illustrations et des équations de son contrôle. Pour à la fin établir le schéma de la structure générale de la DTC appliquée à la MSAP. Dans la deuxième partie on présentera quelques généralités sur la logique floue telles que son principe de fonctionnement et ces éléments de base. Puis on appliquera cette dernière sur la commande DTC.

Dans le quatrième chapitre on présentera les résultats de simulation sous Matlab Simulink pour les deux techniques de commande à savoir la commande directe du couple et la commande directe du couple par logique floue (FDTC). Ensuite, une comparaison entre ces deux techniques sera effectuée.

Enfin on terminera par une conclusion générale et quelques perspectives.

Chapitre I

Généralités sur le véhicule électrique

I.1 Introduction

Dans un temps où l'activité humaine et le potentiel économique ne cessent d'évoluer, le XX^{ème} siècle a connu un réchauffement climatique jamais enregistré dans les temps de nos ancêtres. Les causes ne sont pas tant à rechercher dans la nature que dans la concentration dans l'atmosphère de CO₂ et des autres gaz dus à l'activité humaine [4]. Le secteur des transports est désormais le secteur le plus émetteur de gaz à effet de serre, c'est là pour ça que l'industrie de l'automobile s'intéresse précieusement au phénomène de la pollution afin d'atténuer les émissions de gaz à effet de serre et de contribuer dans son domaine à une vie plus saine, et propose le véhicule électrique pour améliorer la qualité de l'air grâce à des émissions nulles en échappement. Les véhicules électriques (VEs) et hybrides (VHEs) constituent actuellement une alternative possible aux véhicules conventionnels, permettant aux constructeurs de véhicules de pouvoir répondre aux exigences demandées par les utilisateurs des véhicules (performances et consommation du carburant) et les lois de protection de l'atmosphère (réduction des émissions de polluants) [5].

Dans ce chapitre nous allons présenter un état de l'art du véhicule électrique (la classification selon l'énergie, le système de puissance, le choix du type de configuration), de plus nous nous intéressons aux principaux composants de la chaîne de traction (batteries, motorisation. . .) et nous donnerons la configuration la plus favorable, nous finirons par souligner les différents avantages et inconvénients des véhicules électriques.

I.2 Définition

Le véhicule électrique présente la particularité d'être munie par un ou plusieurs moteurs électriques qui transmettent la force motrice aux roues selon la solution de transmission retenue. Compte tenu des progrès scientifiques et technologiques accomplis dans le domaine de l'électronique de puissance, etc. beaucoup d'idées et de nouvelles conceptions sont explorées pour développer ce mode de propulsion. Toutes ces explorations sont liées à une problématique commune : la production, le transport, le stockage et l'utilisation de l'électricité [6] [7].

Le système de propulsion électrique est l'organe principale du VE, il est propulsé électriquement par des moteurs et comporte un système de transmission formé par un ou plusieurs moteurs électriques entraînant deux roues motrices [7]. Il a une architecture très simple et constitué d'un actionneur électrique, un dispositif de transmission, et des roues (Figure 1.1).

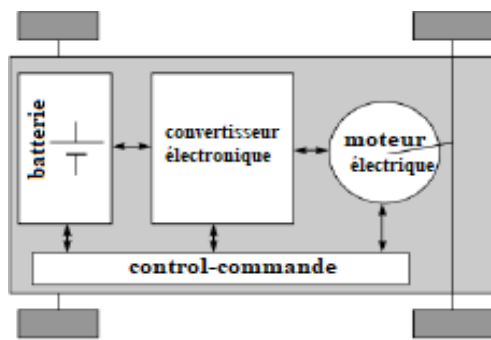


Figure I. 1 Système de propulsion d'un VE

I.3 Historique

Aujourd'hui, Le véhicule propre est un problème sur lequel travaillent un nombre d'entreprises de l'industrie d'automobile, pour répondre aux problèmes que pose la pollution atmosphérique. La voiture électrique, que l'on présente d'ailleurs comme « la solution » au problème de la pollution des gaz d'échappement, n'est pas une idée d'hier.

A la fin du 19ème siècle, au début de l'automobile, plusieurs modes de propulsion étaient en compétition (le moteur électrique, le moteur à vapeur et le moteur thermique). D'ailleurs, les performances des premiers prototypes de véhicule électrique n'avaient rien à envier à celles des véhicules à propulsion thermique de l'époque [6]. Ci-dessous on compte les véhicules électriques qui ont marqué l'histoire.

Dans les années 1830 (1832-1839), le premier véhicule électrique fit son apparition. L'homme d'affaires écossais Robert Anderson fut la première personne à avoir inventé une voiture électrique. Il s'agissait plutôt d'une carriole électrique.

Vers 1835, l'américain Thomas Davenport construit une petite locomotive électrique.

Vers 1838, l'écossais Robert Davidson arriva avec un modèle similaire qui pouvait rouler jusqu'à 6 km/h.

En 1859, le français Gaston Planté inventa la batterie rechargeable au plomb acide, qui sera améliorée par Camille Faure en 1881.

En 1884, Thomas Parker assis dans la première voiture électrique au monde. On voit sur la photo de la Figure 1.2.



Figure I. 2 Première voiture au monde

En 1899 en Royaume-Uni, « La Jamais Contente », le premier véhicule électrique qui a dépassé les 100 km/h a été construite. [6] La voiture était pilotée par le Belge Camille Jenatzy et elle était en forme de torpille (Figure I.3).

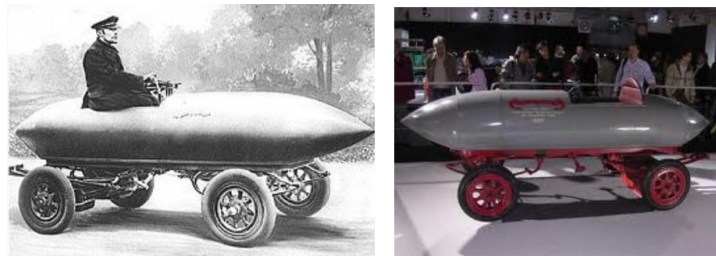


Figure I. 3 La jamais contente

Dès 1900, le véhicule électrique a connu ses beaux jours. En circulation, plus que le tiers des voitures sont électriques et le reste étant des voitures à essence et à vapeur.

Dans les années 1920, certains facteurs comme la faible autonomie, la vitesse trop basse, le manque de puissance, la disponibilité du pétrole, et le prix deux fois plus élevé que celles à essence, ont mené au déclin de la voiture électrique.

En 1972, Victor Wouk, le parrain du véhicule hybride construit la première véhicule hybride, la Buick Skylark de GM (Général Motors) (Figure I.4).



Figure I. 4 La première voiture hybride

En 1976, « the Electric and Hybrid Vehicle Research, Development and Demonstration Act » a été adopté par le Congrès américain, qui a permis de favoriser le développement des nouvelles technologies de batteries, moteurs et composants hybrides.

Dès 1988, la société automobile Général Motors lance un projet de recherche pour développer une nouvelle voiture électrique qui deviendra l'EV 1 et qui va être produite entre 1996 et 1998.

En 1997, Toyota lance la Prius (Figure I.5), le première véhicule hybride à être commercialisée en série. 18 000 exemplaires ont été vendus au Japon la première année et en 2006 Toyota a passé le cap des 500.000 unités vendues à travers le monde avec son célèbre véhicule hybride [8].



Figure I. 5 La prius

De 1997 à 2000, de nombreux modèles électriques hybrides ont été lancés : la Honda EV Plus, la G.M. EV1, le Ford Ranger pickup EV, Nissan Altra EV, Chevy S-10 EV et le Toyota RAV4 EV.

Cependant à partir de 2000, Le véhicule électrique va ré-mourir à nouveau. En 2004, c'est la fin de l'EV1, GM va récupérer tous les véhicules EV1 pour les détruire, et ce malgré plusieurs mouvements de protestation. Le constructeur fut accusé de céder au lobbying des sociétés pétrolières.

En Juillet 2009, La Mitsubishi i-MiEV a été lancée au Japon pour les professionnels, et en Avril 2010 pour les clients individuels, puis on a commencé à la vendre au public Hongkongais en mai 2010.

En décembre 2010, La Nissan LEAF (Leading, Environmentally Friendly, Affordable, Family car) la voiture électrique à cinq places annoncée qui a été déjà annoncé en 2009, a pu être commercialisée au Japon et aux Etats-Unis et en arrivant aux marchés européens la fin 2011 (Figure I.6)



Figure I. 6 La Nissan LEAF

Aujourd'hui, le véhicule électrique est devenu une réalité. Les principaux constructeurs automobiles, à l'image de Renault avec la ZOE (Figure I.7) en 2013, ont développé un modèle 100% électrique et non un seul véhicule électrifié. Les installations de bornes de recharge sont aujourd'hui de plus en plus nombreuses [8].



Figure I. 7 La Renault ZOE

I.4 Actualités des véhicules électriques

A l'heure actuelle, l'autonomie de l'ensemble des VEs proposés par les constructeurs comprennent des batteries qui peuvent développer une vitesse de (70 km à 200 km).

L'utilisation de la pile à combustible a permis d'augmenter considérablement l'autonomie (400 à 450 km pour le moment) pour arriver à des valeurs proches de celles des véhicules thermiques classiques, donc l'apparition de nouvelles perspectives.

La gamme de puissance s'étale d'environ 15 kW jusqu'à environ 100 kW. C'est l'utilisation des véhicules qui guident le choix de puissance, dont 20 à 30 kW sont suffisantes pour un véhicule urbain alors que 40 à 50 kW sont préférables pour une voiture routière. Pour ce qui est du prix de ces véhicules, il est encore difficile à établir car les quantités produites sont très faibles, souvent ce ne sont que quelques exemplaires qui sont fabriqués. On peut cependant estimer que si les technologies d'alimentation employées (batteries, pile à combustible) sont fabriquées à grande échelle, alors les prix seraient comparables à ceux des véhicules thermiques.

En effet, le prix de l'alimentation constitue la part la plus importante du coût d'un véhicule électrique [9].

I.5 Fonctionnement d'un véhicule électrique

Les véhicules électriques sont dotés d'une batterie qui stocke l'énergie et se recharge grâce à l'électricité du réseau, d'un ou plusieurs moteurs électriques avec un système de contrôle et d'un chargeur de batterie.

La batterie est connectée au moteur électrique par l'intermédiaire d'un régulateur et d'un convertisseur. Le régulateur sert à régler l'intensité du courant qui alimente le moteur. Son fonctionnement est assez simple : lorsque le conducteur du véhicule appuie sur la pédale de l'accélérateur, la batterie libère du courant. Le convertisseur transforme alors le courant continu (DC) de la batterie en courant alternatif (AC) pour alimenter le moteur (cas d'un moteur AC).

Le convertisseur est une partie intégrante du moteur. Le point fort du véhicule électrique est la chaîne de transmission électromécanique. En effet, un véhicule a besoin d'un couple élevé à basses vitesses afin de pouvoir accélérer et d'un couple moins important à des vitesses de croisière. Ces spécificités sont celles d'un moteur électrique [10].

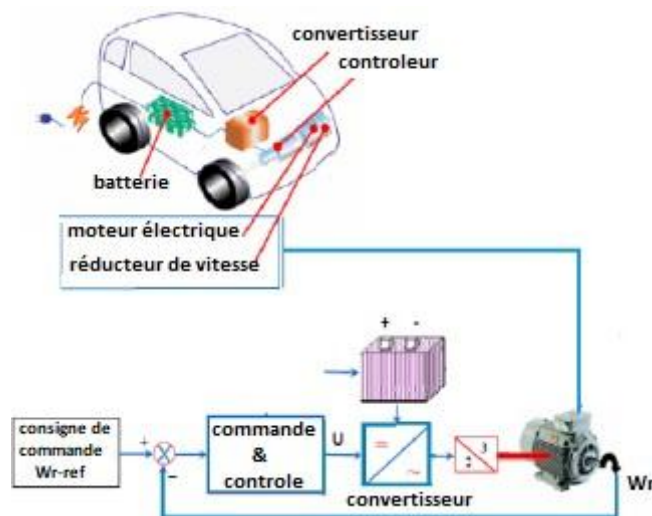


Figure I. 8 Composantes et fonctionnement d'un véhicule électrique.

I.6 Classification des véhicules électriques

Compte tenu des progrès scientifiques et technologiques accomplis dans le domaine de l'électronique de puissance, etc. Beaucoup d'idées et de nouvelles conceptions des VEs sont explorées pour développer ce mode de propulsion. Toutes ces explorations sont liées à une problématique commune : la production, le transport, le stockage et l'utilisation de l'électricité [6][7].

Les VHs font partie de la famille des véhicules électrifiés qui désigne l'ensemble des véhicules hybrides, hybrides rechargeables et électriques. A l'intérieur de ces familles, plusieurs sous-catégories peuvent exister.

I.6.1 Véhicules tout électrique

Il s'agit d'un véhicule qui possède uniquement un accumulateur comme source d'énergie, ainsi, le VTE semble bien adapté pour les petits véhicules urbains. En effet, ceux-ci ne sont pas trop pénalisés par la limitation de la puissance et de l'autonomie et le problème des pollutions gazeuse et sonore est essentiel pour eux [11].

Le développement de VE est fortement lié au développement de son alimentation en énergie : les batteries. Les batteries dont l'énergie massique est relativement faible sont de plus très lourdes et très coûteuses. Selon la source d'énergie utilisée pour alimenter ces véhicules, on distingue essentiellement deux types de véhicules électriques : voitures électriques à batteries rechargeables par prise de courant et voitures électriques à alimentation par pile à combustible.

I.6.1.1 Véhicules électriques à batteries rechargeables par prise de courant

Les véhicules électriques fonctionnant avec des batteries, constituent aujourd'hui l'essentiel du parc mondial des véhicules électriques. Une batterie est un système embarqué pouvant stocker de l'énergie électrique pour la restituer par la suite. C'est à ce jour le système le mieux adapté pour l'alimentation des véhicules électriques. Son invention remonte au 19^{ème} siècle, il est, de ce fait, le système de stockage le mieux maîtrisé techniquement.

I.6.1.2 Véhicules électriques à alimentation par pile à combustible

Les VE à pile à combustible sont semblables aux autres véhicules électriques sauf qu'ils produisent leur propre électricité à bord. La source de cette électricité est la pile à combustible, un dispositif électrochimique semblable à une batterie à plusieurs égards. Plutôt que de stocker et relâcher l'énergie électrique comme une batterie, une pile à combustible produit toutefois de l'électricité par réaction chimique aussi longtemps qu'elle reste alimentée en carburant.

Il y a divers types de piles à combustible qui fonctionnent avec différents carburants mais la pile à membrane échangeuse de protons, considérée comme la plus prometteuse pour les véhicules automobiles, utilise de l'hydrogène H_2 et l'oxygène de l'air ambiant comme carburants [12].

L'application de cette technologie dans le domaine automobile est assez récente et relève encore de l'expérimentation. La pile à combustible existe depuis près deux cents ans. Elle fut inventée en Angleterre au début du 19^{ème} siècle par deux anglais, Sir Henry Davy et Sir William

Grove.

Son principe de fonctionnement (Figure I.9) repose sur la production d'énergie par réaction entre de l'hydrogène et de l'oxygène.

Cette réaction produit, en fait, de l'électricité, l'eau et de la chaleur selon l'équation suivante [6].

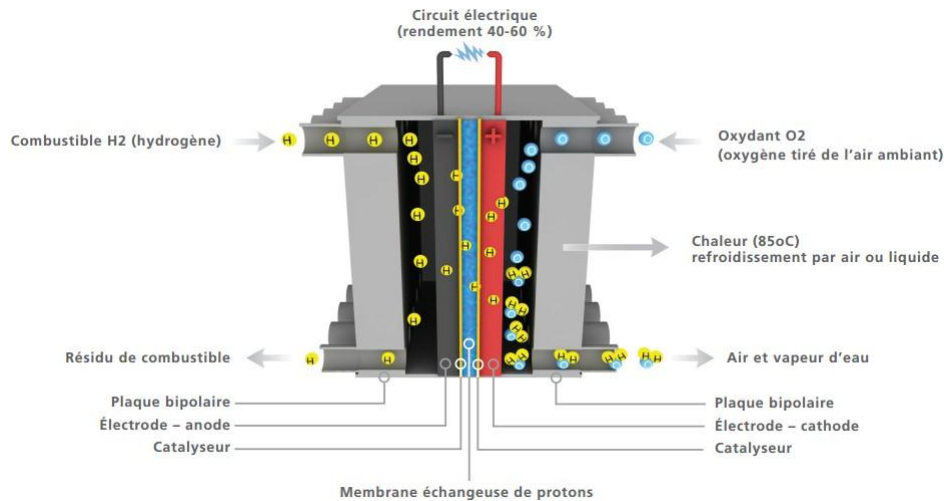
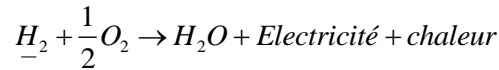


Figure I. 9 Principe de fonctionnement de la pile à combustible.

Ballard Power Systems a annoncé d'être la première entreprise de pile à combustible à avoir permis à des bus (Figure 1.10) en service de circuler sur plus de 10 millions km cumulés



[13].

Figure I. 10 Auto bus à pile à combustible.

La société a réussi cet exploit en sept générations de son moteur à pile à combustible Fc-veloCity , déployé au sein des autobus de 15 pays sur 5 continents au cours des 10 dernières années. Durant cette période, Ballard a travaillé avec 13 fabricants d'autobus pour développer une variété de configurations de bus à pile à combustible, et ceci en étudiant un large éventail de conditions climatiques et de financement. [14].

I.6.2 Véhicules hybrides

Les véhicules hybrides utilisent au moins deux types de production et de stockage d'énergie habituellement un moteur thermique classique (essence ou diesel), en plus d'au moins un moteur électrique et le stockage d'électricité par batteries. Ces systèmes peuvent fonctionner simultanément ou indépendamment les uns des autres. Les VHs, sont quant à eux munis d'un moteur classique et d'un moteur électrique qui fonctionnent en combinaison selon la vitesse et l'accélération du véhicule. Le moteur électrique permet d'améliorer les performances du moteur thermique ainsi que l'autonomie du véhicule [15].

On distingue deux principaux types de système d'entraînement hybrides : parallèle et série, ces systèmes diffèrent dans leur façon d'intégrer le fonctionnement des deux unités de production d'énergie.

I.6.2.1 Véhicules hybrides série

Dans ce cas, le principe repose sur le fait que l'énergie électrique utilisée par le moteur électrique peut être produite par un alternateur entraîné par un moteur thermique fonctionnant à vitesse de rotation constante. Les deux moteurs sont donc en série, d'où l'appellation. On peut alors choisir la vitesse de rotation du moteur thermique de manière à obtenir un rendement maximum et par conséquent augmenter la quantité de carburant brûlée dans un cycle moteur, ce qui implique une diminution des rejets gazeux. Par ailleurs, la signature acoustique du moteur thermique peut être améliorée pour la vitesse de rotation fixe choisie [11]. Le schéma de principe d'un tel véhicule est donné sur la figure (I.11).

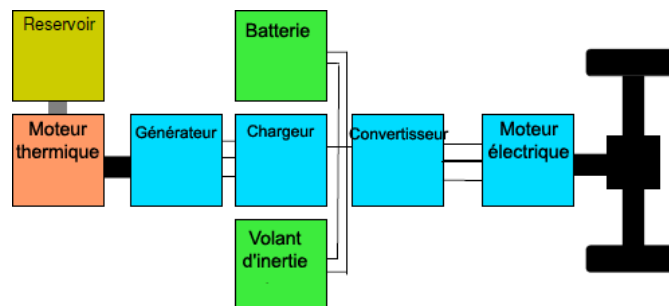


Figure I. 11 Véhicule hybride série.

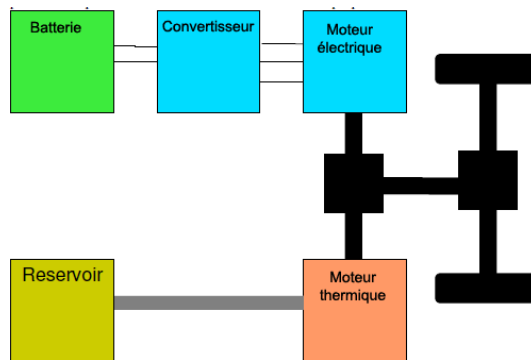
La plus grande partie de l'énergie électrique nécessaire au fonctionnement du moteur électrique est fournie par la génératrice. La batterie est là uniquement en tampon pour fournir des pointes d'énergie ou pour fonctionner en mode tout électrique [11].

Un des inconvénients majeurs de ce type d'architecture est le faible rendement global de l'ensemble car la puissance mécanique délivrée par le moteur thermique est tout d'abord

convertie en puissance électrique par l’alternateur, éventuellement stockée dans les batteries, puis reconvertie en puissance mécanique par le moteur électrique. Cependant, du point de vue de la commande, cette architecture offre deux degrés de liberté : le régime et le couple du moteur thermique peuvent être choisis quasiment indépendamment des conditions de conduite. [10]

I.6.2.2 Véhicule hybride parallèle

La première idée est de faire deux véhicules en un, en bénéficiant des avantages de chacun. Le VHP possède ainsi deux moteurs fonctionnant en parallèle, un électrique et un thermique. Les deux moteurs sont utilisés séparément et on résout alors le problème écologique du moteur thermique en ville, en fonctionnant en mode électrique et celui de l’autonomie du véhicule électrique pour les grands déplacements hors des agglomérations en fonctionnant en mode thermique. [11] Le schéma de principe d’un tel véhicule est donné sur



la figure (1.12).

Figure I. 12 Véhicule hybride parallèle.

Le moteur électrique joue habituellement aussi le rôle d’un générateur entraîné par le moteur thermique pour recharger les batteries lorsque la puissance électrique n’est pas requise pour propulser le véhicule.

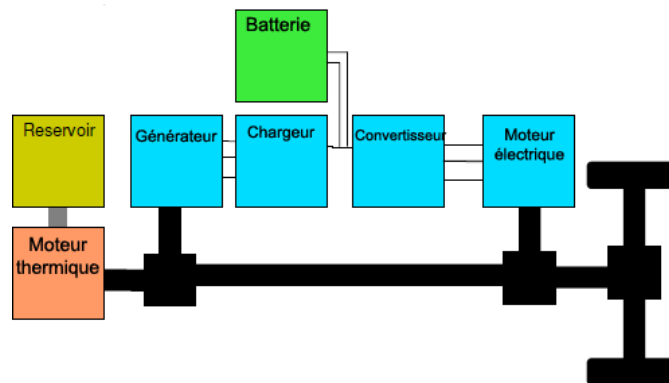


Figure I. 13 Véhicule hybride combiné.

I.6.2.3 Véhicule hybride combiné

La catégorie des architectures combinées correspond aux hybrides série/parallèle, appelée aussi hybride parallèle à dérivation de puissance, cette architecture intègre un moteur électrique, une génératrice, et un moteur thermique. Grâce à une gestion efficace des puissances demandées d'un côté, et fournies de l'autre, il est possible de contrôler en régime le moteur thermique, et de partager son couple entre les demandes du véhicule, et la recharge de la batterie. Schématiser le fonctionnement d'un hybride combiné [16].

I.7 Les différentes configurations des véhicules électriques

Notre objectif, est d'établir une liste non exhaustive de quelques ébauches de solutions aux problèmes de la motorisation d'un véhicule électrique. Cette dernière, est proposée sous une forme soit monomoteur, soit multi-moteurs [9].

I.7.1 Véhicules électriques mono moteur

L'architecture mono moteur (Figure I.14) qui emploie un moteur à courant continu, une batterie plus un variateur (un hacheur réversible) en série et un réducteur différentiel (réduction de la vitesse, augmentation du couple) [10].

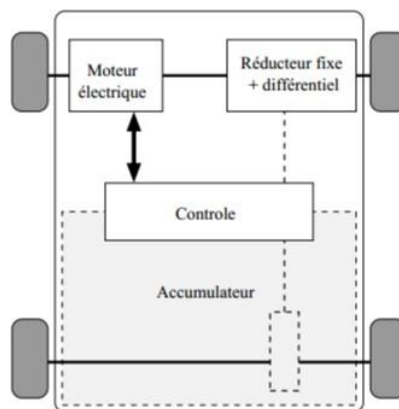


Figure I. 14 Solution monomoteurs

I.7.2 Véhicules électriques multi-moteur

Sur les VE multi moteur on trouve deux grandes architectures, l'une utilise une double chaîne de traction à l'aide de deux moteurs à courant continu qui permet d'avoir plus de fiabilité côté moteur (Figure 1.15), l'autre utilise un moteur asynchrone et deux moteurs roue pour permettre d'augmenter le différentiel mécanique du véhicule [10].

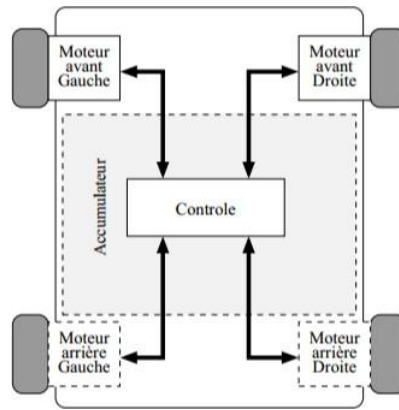


Figure I. 15 Solution multi-moteurs.

Le moteur roue électrique (Figure I.16) est très proche d'un moteur "normal". La seule différence repose sur son agencement. Au lieu d'avoir un seul moteur placé sous le capot, deux (voir quatre) moteurs de plus petites tailles sont insérés directement dans les roues du véhicule. On notera que les batteries restent placées à l'intérieur de la voiture [17].

Ce système permet d'une part de contrôler avec haute précision et indépendamment le couple appliqué à chaque roue et d'autre part de maximiser la capacité du freinage régénérateur.

L'utilisation de ce type de moteur sur des roues directrices permet la suppression de toutes les parties mécaniques liées de la transmission, de commander indépendamment les roues et en même temps, de libérer de l'espace dans le véhicule [18]. Cette grande liberté permet un contrôle indépendant du couple ce qui peut améliorer la sécurité de transport.

Les inconvénients de ce type de moteur sont l'augmentation de la masse non-suspendue et la difficulté d'intégrer un réducteur. Ainsi, l'introduction d'un moteur à fort couple dans la roue peut avoir tendance à déstabiliser le véhicule.



Figure I. 16 Moteur-roue

I.8 Description générale de la chaîne de traction

La chaîne de traction d'un VE est plus simple que celle d'un véhicule thermique. le choix et l'arrangement des composants qui constituent la chaîne de traction décrits dans la figure (I.17)

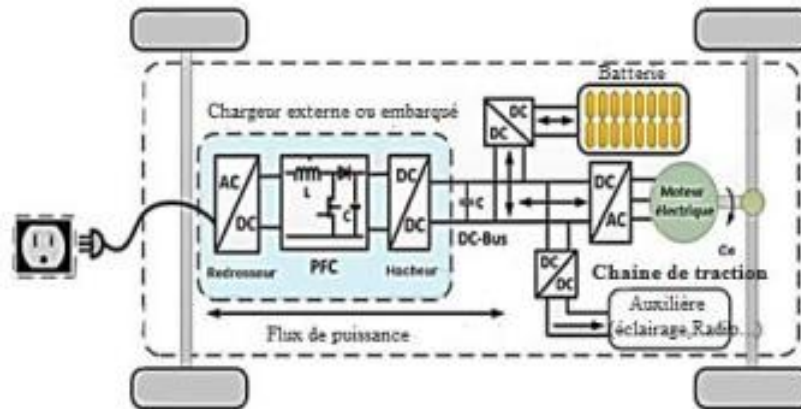


Figure I. 17 Structure de la chaîne de traction dans un VE

Il s'agit, si l'on part du réseau d'alimentation alternatif, du chargeur de batteries, de la batterie électrochimique de la source embarquée d'énergie électrique, de l'ensemble convertisseur statique du moteur électrique et le contrôle et, enfin, de la transmission mécanique dont la fonction est d'adapter la caractéristique mécanique de la charge à celle du moteur.

Pour l'analyse de la consommation totale, il faut aussi prendre en compte les auxiliaires comme le système de refroidissement (air ou eau) du moteur et de son convertisseur électronique, ainsi que la gestion des flux d'énergie entre eux restent au stade de la recherche.

Dans cette partie, on essaiera de présenter les organes de la traction électrique en justifiant le choix de chaque organe [9][3].

I.8.1 L'électronique de puissance dans le véhicule électrique

I.8.1.1 Les redresseurs (AC/DC)

Dans un véhicule électrique, les redresseurs sont utilisés pour transformer l'énergie électrique à courant alternatif fournie, soit par le réseau de distribution générale, soit par un alternateur placé à bord du véhicule et accouplé à un moteur thermique, en énergie électrique à courant continu qui peut être stockée dans une batterie d'accumulateurs électrochimiques ou dans une batterie de grande capacité [15].

I.8.1.2 Les onduleurs (DC-AC)

Dans les véhicules électriques équipés d'un moteur à courant alternatif, il est nécessaire d'interposer entre la source d'énergie et le ou les moteurs de traction un dispositif de conversion appelé onduleur, qui transforme l'énergie électrique à courant continu en énergie électrique à courant alternatif et qui permet de réaliser la commande du couple des moteurs et le réglage de la vitesse du véhicule tant en mode traction qu'en mode freinage [19] [18].

I.8.1.3 Les hacheurs (DC-DC)

Un hacheur est un convertisseur de courant qui permet d'obtenir à partir d'une source de tension à courant continu de valeur sensiblement constante, des tensions et des courants contrôlés, réglables et adaptés aux besoins nécessaires à l'alimentation des divers récepteurs (capteurs, régulateurs, etc.). Dans un véhicule électrique, les hacheurs ont deux usages essentiels :

- Ils sont indispensables dans l'alimentation des moteurs de propulsion quand ceux-ci sont des moteurs à courant continu.
- Ils sont nécessaires pour adapter la tension de la batterie principale à celle des auxiliaires électroniques utilisés (capteurs, régulateurs, etc...).

Tableau I. 1 Temps de charge des batteries [6]

Durée de Recharge	Alimentation	Tension	Courant Maximum	Type de charge
6 à 8 heures	Monophasée 3.3 kw	230 VAC	16 A	Lente
2 à 3 heures	Triphasée 10 kw	400 VAC	16 A	
3 à 4 heures	Monophasée 7 kw	230 VAC	32 A	
1 à 2 heures	Triphasée 22 kw	400 VAC	32 A	Rapide
20 à 30 minutes	Triphasée 43 kw	400 VAC	63 A	
20 à 30 minutes	Continue 50 kw	400 à 500 VAC	100 à 125 A	

I.8.1.4 Les chargeurs

Les chargeurs de batteries sont spécifiques au type d'alimentation électrique à leur emplacement (embarqués ou non au sein du véhicule) et au mode de transmission de l'énergie. Pendant la charge, la batterie se comporte comme un récepteur de courant [16]. Deux grands types des chargeurs ont été définis pour cette fonction :

- Les chargeurs de type " lents " : Le chargeur de type lent est un dispositif d'une puissance moyenne, généralement de 3 kW. Il nécessite pour une charge complète du pack de batteries une durée de 5 à 8 heures. Cette opération peut donc s'effectuer en heures creuses.
- Les chargeurs de type " rapides " : Les structures, dont la puissance transitée est supérieure à 10 kW, ont été classées dans les chargeurs dits rapides. La puissance maximale atteint aujourd'hui 150 kW. L'objectif de ce type de montage est de permettre, en peu de temps (inférieur à 30 min.) une recharge partielle (80 %) des batteries [20].

Le tableau (1.1) donne une estimation du temps de recharge selon les sources d'alimentation.

I.8.2 Diverses sources d'énergie électrique

I.8.2.1 La batterie

La batterie est le point de stockage de l'électricité. Elle est connectée au moteur électrique par l'intermédiaire d'un régulateur et d'un convertisseur. La batterie est chargée, à partir d'une source extérieure pendant les périodes de repos, le major problème de cette dernière c'est la durée de vie qui n'est pas très grande, et le temps important qu'elle prenne pour se charger. Elles peuvent être en plomb, en Ni-Cd, en Ni-Mh ou en lithium (Figure 1.18).



Figure I. 18 Différentes types des batteries

- Les batteries au plomb : représentent la technologie la plus ancienne, elles furent utilisées, dans les premiers temps des VE, aujourd'hui sont largement délaissées. La raison en est leurs caractéristiques énergétiques et de puissance plus faibles par unité de masse que les autres solutions disponibles.
- Les batteries au nickel-cadmium (Ni-Cd) : largement utilisées au XXe siècle, souffrent en partie des mêmes problèmes que celles au plomb en termes de performances. et la toxicité du cadmium contenu dans ces batteries fait que leur usage est très encadré et que leur application risque d'être limitée [21].
- Les batteries au nickel-hydrure métallique (Ni-MH) : sont largement utilisées à l'heure actuelle dans les VEH, et sont réputées avoir une longue durée de vie et une meilleure densité énergétique que les deux premières. Pour autant leurs performances restent encore trop faibles pour être le seul conteneur d'énergie d'une voiture [18].
- Les batteries au lithium : ce sont celles qui présentent le meilleur rapport masse-puissance et

masse-énergie. Par ailleurs elles ne souffrent pas de « l'effet mémoire » (une perte de capacité lorsqu'elles sont rechargées avant d'être complètement déchargées). La plus utilisée est la batterie Lithium-ion, les chercheurs pensent que se composant prolongerait de façon conséquente l'autonomie du véhicule [6].

En effet, il serait possible que le véhicule puisse parcourir plus de 200 km avec cette batterie de nouvelle génération. En outre, la batterie au lithium favoriserait un abaissement des coûts de consommation et gagnerait facilement de la sorte la faveur des acheteurs [20].

Le tableau (I.2) donne une comparaison de différentes technologies des batteries :

Tableau I. 2 comparatif des technologies des batteries.

Batterie	Plomb acide	Ni-Cd	Ni-Mh	Li-ion
Densité énergétique (Wh/kg)	30-50	45-80	60-120	160-200
Nombre de cycles (charge/décharge)	500 à 800	1000 à 2000	600 à 1500	400 à 1200
Temps de charge	6 à 12h	1 à 2h	2 à 4h	2 à 4h
Température de Fonctionnement	-20 à 60C	-40 à 60C	-20 à 60C	-20 à 60C

I.8.2.2 Les super condensateurs

Les super condensateurs (Figure I.19) stockent l'énergie sous forme électrostatique. Ils sont des systèmes de stockage d'énergie de faible densité d'énergie mais d'une densité de puissance importante. Par conséquent, ils sont utilisés dans les phases transitoires pour fournir les pics de puissance demandés, afin de réduire les sollicitations en courant, de diminuer la taille et d'augmenter la durée de vie de la source principale d'énergie (batteries ou pile à combustible) [6].



Figure I. 19 Exemple de super condensateur.

Le super condensateur se compose de deux collecteurs métalliques (Figure 1.20), chacun couplés à deux électrodes carbonées, poreuses et imprégnées d'électrolyte.

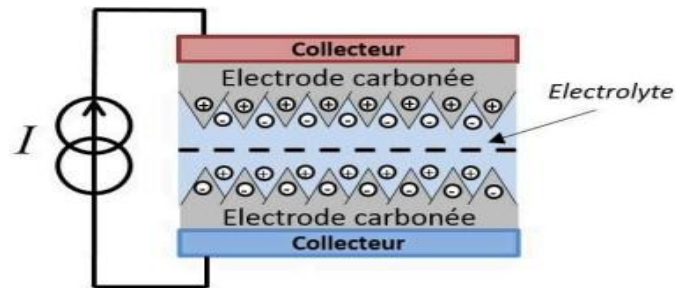


Figure I. 20 Composition d'un super condensateur.

Pour remédier aux problèmes de surdimensionnement des batteries dans les applications VEH, les super condensateurs présentent des propriétés très intéressantes. La cinétique du transfert de charge est plus rapide que dans le cas des batteries. Leur durée de vie est de l'ordre de quelques centaines de milliers de cycles de charge/décharge [23].

I.8.2.3 Les volants d'inertie

Les volants d'inertie stockent l'énergie électrique sous forme d'énergie cinétique. Ils sont soit totalement mécanique avec un système d'embrayage et un multiplicateur de vitesse (Figure 1.21b) soit le système est composé d'un volant entraîné par une machine électrique (Figure 1.21a). Les points positifs sont la durée de vie des éléments sous vide et la puissance massique. La sécurité est le problème majeur de cette technologie car le rotor tourne à très haute vitesse (jusqu'à 80 000tr/min) [20].

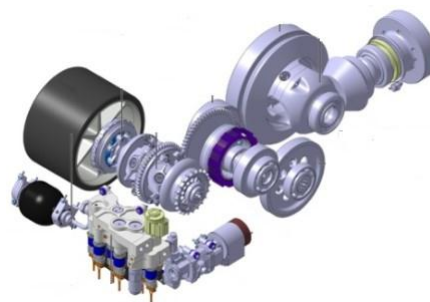
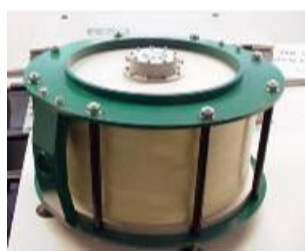


Figure I. 21 Les volants d'inertie.

Le couplage de ce volant avec un moto-générateur permet de transformer l'énergie cinétique sous forme électrique. Pour augmenter la densité d'énergie et pour minimiser le volume du système, on préfère augmenter la vitesse plutôt que le moment d'inertie.

Les volants d'inertie modernes à très haute vitesse utilisent un volant en matériaux composites capables de résister à la force centrifuge et surtout à de très grandes vitesses périphériques,

la limite étant à environ 800m/s [23].

Actuellement, l'utilisation d'un volant d'inertie n'est pas envisagée pour les véhicules légers et elle est limitée aux véhicules lourds car ils restent une procédure complexe qui conduit à un coût élevé [23].

I.8.3 Le moteur électrique

C'est un composant très simple au cœur de la voiture électrique, il joue sur les forces d'interactions (vecteurs forces) entre un électroaimant et un aimant permanent. Il est utilisé pour convertir l'énergie électrique qui provient de la source, en énergie mécanique utilisée pour propulser le véhicule durant les phases de traction, ou inversement l'énergie mécanique en énergie électrique lors des phases de freinage, pour permettre la récupération d'énergie (régénération). Lors du freinage, la chaîne mécanique devient en partie la source de puissance, et la source d'énergie principale (batterie) devient le récepteur [18].

I.8.3.1 Le moteur à courant continu (MCC)

La source d'énergie provenant de la batterie étant à courant continu, le choix d'un moteur à courant continu semble un choix évident. Historiquement, les entraînements utilisant des moteurs à courant continu ont été employés bien en avant dans les véhicules électriques parce qu'ils offrent un contrôle de vitesse simple. De plus, ce type de moteur dispose d'excellentes caractéristiques pour la propulsion électrique (courbe du couple très favorable à faible vitesse). En revanche, leur fabrication est onéreuse et nécessite l'entretien du système balais-collecteur. Leur vitesse est limitée et ayant une faible puissance massique avoisinant en générale, les 0,3 à 0,5 kW/kg, alors que celle des moteurs à essence est de l'ordre 0,75 à 1,1 kW/kg. Ce qui les rend moins fiables et non appropriés dans ce domaine d'application [7].

I.8.3.2 Le moteur asynchrone (MAS)

Le moteur asynchrone est formé d'un stator et d'un rotor :

- **Stator**

La partie fixe du moteur. Il comporte trois bobinages (ou enroulements) qui peuvent être couplés en étoile (Y) ou en triangle (Δ) selon le réseau d'alimentation.

- **Rotor**

La partie tournante du moteur. Cylindrique, il porte soit un bobinage (d'ordinaire triphasé comme le stator) accessible par trois bagues et trois balais, soit une cage d'écureuil non accessible, à base de barres conductrices en aluminium. Dans les deux cas, le circuit rotorique est mis en court-circuit (par des anneaux ou un rhéostat) [25].

La machine asynchrone, du part sa simplicité de fabrication et d'entretien est actuellement la machine la plus répandue dans le secteur industriel et présente de bien meilleures performances que les autres types de machines. Par ailleurs, ces machines possèdent un couple massique, un rendement et un facteur de puissance plus faible que les machines à aimants.

I.8.3.3 Le moteur synchrone

Bien que plus délicats à piloter, plus coûteux et potentiellement moins robuste, le choix dumoteur synchrone s'est imposé dans les véhicules électriques et hybrides. La machine synchrone offre le meilleur rendement en mode générateur et moteur. Le moteur synchrone se compose, comme le moteur asynchrone, d'un stator et d'un rotor séparés par un entrefer. La seule différence se situe au niveau de la conception du rotor [23].

Dans cette catégorie, on trouve plusieurs sortes de configurations dont nous citons deux types les plus fréquents dans la littérature :

I.8.3.3.1 Le moteur synchrone à aiment permanent (MSAP) :

C'est le moteur le plus populaire pour l'entraînement des véhicules électriques car, il offre des meilleures performances en termes de rendement, de couple et de puissance massique. De plus, il demande peu de maintenance et il est relativement facile à commander. Cependant le coût de production, dépendant essentiellement de la qualité des aimants, est parmi les plus élevés [6].

I.8.3.3.2 Le moteur synchrone à reluctance variable (MRV) :

Le rotor de ce type demoteur ne contient ni aimants, ni bobinage d'excitation. Le couple est créé seulement grâce à l'effet reluctance. Le stator est semblable à celui de la majorité des machines à courant alternatif.

Le rotor est construit de manière à ce que le rapport entre l'inductance dans l'axe direct et l'axe en quadrature (L_d/L_q) soit le plus important possible. La plage de fonctionnement en vitesse à puissance constante est directement liée à ce rapport. Il en est de même pour le facteur de puissance (plus ce rapport est élevé plus le facteur de puissance est grand). L'obtention d'un rapport (L_d/L_q) élevé induit des contraintes au niveau de la fabrication, qui se répercutent négativement sur le cout [16].

Chacun de ces moteurs a des avantages et des inconvénients, mais ce sont essentiellement les notions de coût et de difficulté de la commande qui s'affrontent.

Le tableau (I.3) résume les avantages et les inconvénients des principaux types de moteurs utilisés dans les véhicules électriques.

Tableau I. 3 Avantages et inconvénients des moteurs utilisées dans les VE[8]

	MCC	MAS	MSAP	MRV
Rendement maximale	Bon	Passable	Très bon	Moyen
Rendement moyen	Moyen	Bon	Très bon	Bon
Vitesse maximale	Passable	Bon	Bon	Bon
Coût électronique de puissance	Très bon	Passable	Moyen	Bon
Coût de moteur	Passable	Bon	Moyen	Très bon
Espace couple-vitesse	Moyen	Moyen	Très bon	Bon

Sur cette étude, nous optons pour le moteur synchrone à aimants permanents car c'est le plus favorisée en termes de critères technologiques (tel que le meilleur rendement en mode générateur et moteur), en plus il a un couple massique plus élevé.

Le véhicule électrique choisi dans tous ce qui suit est propulsé par deux roues motrices arrière. Les deux roues seront commandées par un moteur synchrone à aimants permanent à travers un réducteur de rapport fixe.

I.9 Avantages et inconvénient des véhicules électriques [26]

I.9.1 Avantages

Les véhicules électriques possèdent plusieurs avantages qui permettront aux consommateurs de faire à terme la différence entre les véhicules électriques et les véhicules thermiques :

- Les véhicules électriques sont dépourvus de pollution sonore puisqu'ils sont totalement silencieux.
- Les véhicules électriques sont agréables à conduire, avec un roulement qualifié de « doux » en raison d'une accélération continue et progressive car le moteur ne cale jamais (absence d'embrayage).
- L'architecture technique des véhicules électriques est simple il est composé de 6000 pièces de moins qu'une auto traditionnelle.
- Ces véhicules sont plus faciles d'entretien et leurs dépenses sont réduites de 30 à 40(par exemplele moteur électrique ne requiert pas de vidange). De plus, les occasions de pannes sont

3 fois moins nombreuses.

- Les véhicules électriques ne consomment pas d'énergie dans les embouteillages et les freinages (la voiture se recharge seule). Ils sont donc très adaptés au milieu urbain qui sera le principal mode d'habitat du futur (mégapole).

- Le moteur électrique a un rendement énergétique 3 fois plus élevé que celui d'un moteur thermique.

- Le démarrage est très rapide, il suffit d'appuyer sur un bouton pour quelle se mette en marche (mettre fin aux problèmes de démarrages pendant les temps froids d'hiver).

- Le principal avantage est l'indépendance vis-à-vis du pétrole.

I.9.2 Inconvénients

Les véhicules électriques possèdent aussi des inconvénients :

- Les véhicules électriques ont une faible autonomie.

- Sans oublier que la voiture se doit d'être la plus légère possible : plus la masse du véhicule augmente, plus il demande d'énergie, et donc moins il circule longtemps.

- Ils sont coûteux.

- La durée de recharge des batteries électriques est encore importante. De plus, lors de l'utilisation, le moteur électrique ne produit pas de chaleur. L'habitacle de la voiture n'est pas chauffé. Pour un meilleur confort (climatisation, radio, etc.), la décharge des batteries est accélérée.

- La durée de vie de la batterie et la puissance du moteur électrique ne sont pas encore très importantes.

I.10 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons fait une présentation générale des véhicules électriques (VE) puis nous avons exposé leurs évolutions à travers le temps, ensuite nous avons nommé leurs différents types ainsi que leurs classifications selon les sources d'énergie. Nous avons présenté aussi l'architecture des chaînes de tractions des VEs tout en se basant sur les différentes technologies utilisées pour ce type de véhicule, le travail de ce premier chapitre contient aussi la justification du choix de la solution d'entraînement indirecte (avec réducteur) à deux roues motrices arrières, ces dernières utilisent un moteur synchrone à aimants permanents pour la propulsion du véhicule. L'étude de la dynamique des véhicules électrique et la modélisation de la machine synchrone à aimants permanents qui sera alimentée par un onduleur triphasé commandé par la commande MLI sera le contenu du prochain chapitre.

Chapitre II
Modélisation d'un véhicule électrique

II.1 Introduction.

La modélisation de la dynamique des VE est critique, afin de comprendre les phénomènes qui régissent sur leur fonctionnement complexe, il est nécessaire d'étudier les sous-systèmes qui les composent. [38], nous étudierons dans cette partie la modélisation de la partie électrique et son couplage avec la partie mécanique.

On présentera dans ce chapitre la modélisation de la machine synchrone à aimants permanents (MSAP) dont le développement du modèle mathématique se fera dans le repère de PARK, et sera alimentée par un onduleur de tension, ce dernier sera commandé par la technique MLI.

II.2 Modélisation d'un véhicule électrique hybride.

II.2.1 Dynamique de véhicule

Dans le but d'étudier la commande du véhicule, il est nécessaire de disposer d'un modèle qui rend compte de la dynamique du véhicule à partir des efforts de traction développés par ses actionneurs et des forces de résistance au déplacement [9]. Le comportement d'un véhicule en mouvement le long de son sens de déplacement est déterminé par toutes les forces qui lui agissent dans cette direction. La Figure (I.1) montre les forces agissant sur un véhicule dans une pente.

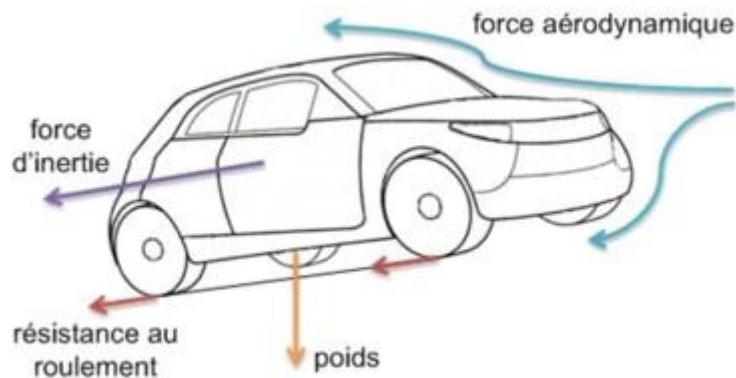


Figure II. 1 Bilan des forces agissant sur la véhicule

- L'appliquant de deuxième loi de Newton nous donne :

$$F_{tot} - F_{res} = M \frac{dV}{dt} \quad (II.1)$$

Où :

V : la vitesse du véhicule.

F_{tot} : l'effort de traction totale du véhicule

F_{res} : la résistance totale

M : la masse totale du véhicule.

- L'effort total de traction d'un véhicule peut se décomposer en :

$$F_{tot} = F_r + F_a + F_g + F_{acc} \quad (II.2)$$

Où :

F_r : force de résistance de roulement des roues.

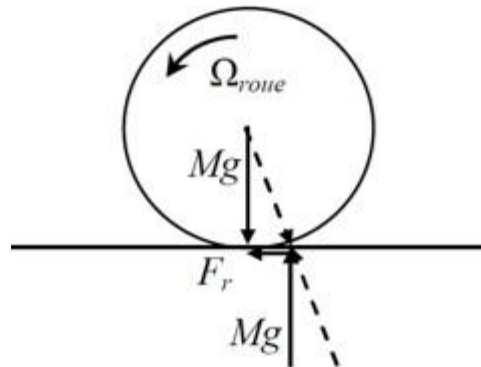
F_a : force aérodynamique.

F_g : force d'inclinaison.

F_{acc} : force d'accélération

II.2.2 Force de roulement

La force de résistance de roulement F_r est produite par le pneu au contact de la surface de la chaussée, elle est liée au coefficient de roulement des roues. Pratiquement ce coefficient de roulement C_{rr} vaut environ 0.01, il dépend de la largeur des pneus et du revêtement routier



[27][6].

Figure II. 2 La force de roulement sur la roue [28]

Si les pneus avant sont différents des pneus arrière, l'effort de résistance au roulement vaut :

$$F_r = (C_{rr} m_{av} + C_{rr} m_{ar})g \square M_g C_{rr} \quad (II.3)$$

Où :

m_{av} et m_{ar} : les masses portées par les roues avant et arrière.

M : La masse totale véhicule.

II.2.3 Force aérodynamique

La force aérodynamique est proportionnelle à la masse volumique de l'air, au carré de

la vitesse relative (compte tenu du vent) par rapport à l'air, à la section frontale du véhicule et à son coefficient de pénétration dans l'air C_x . Elle est exprimée par la relation suivante :

$$F_a = \frac{1}{2} \rho S_f C_x (V - V_{vent})^2 \quad (\text{II.4})$$

Avec :

ρ : densité volumique de l'air, en générale pris égal à 1,23(kg/m3).

S_f : section frontale du véhicule.

V : vitesse du véhicule.

V_{vent} : vitesse du vent.

Le coefficient C_x peut être estimé à [29] :

- 0.2 pour un véhicule ayant un très bon profil.
- 0.3 pour un véhicule ayant un bon profil.
- 0.5 pour un véhicule typique.
- 0.7 pour une camionnette.

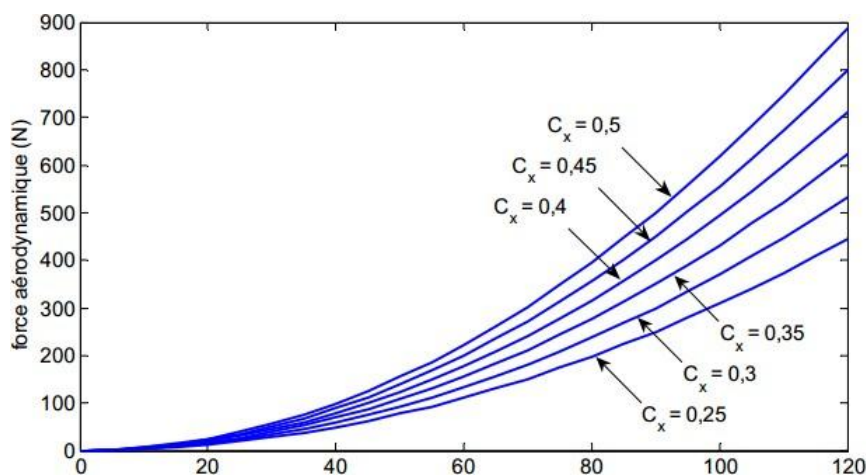


Figure II. 3 Force aérodynamique pour différentes valeurs de C_x . [30]

II.2.4 Force d'inclinaison

C'est la force de résistance due à la pente d'angle α_p à gravir (force liée au profil de la route). Pour caractériser le profil de la route sur un parcours donné, il faut cartographier la pente en fonction de la distance et déterminer ce qui permet de déduire la pente à chaque instant [27].

$$F_g = Mg \sin(\alpha_p) \quad (\text{II.5})$$

Où :

α_p : l'angle de la pente.

Pour simplifier les calculs, $\sin(\alpha_p)$ est souvent remplacé par la pente « p » pour $p < 20\%$:

$$F_g = M_{gp} \quad (\text{II.6})$$

La pente en (%) est définie comme l'élévation verticale en mètres pour une distance de 100mètres :

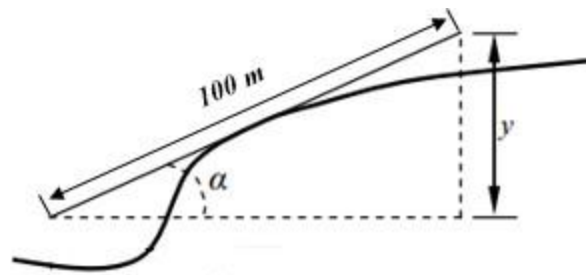


Figure II. 4 Pente sur la route.

Si y représente l'élévation verticale, la pente (%) est donnée par la relation suivante [4] :

$$p(\%) = \frac{y(m)}{100} 100(\%) \quad (\text{II.7})$$

II.2.5 Force d'accélération

La force due à l'accélération F_{acc} assure le comportement dynamique souhaité par le conducteur, cette force est obtenue par le produit entre la masse de véhicule et l'accélération imposée par le conducteur [27].

$$F_{acc} = M \frac{dV}{dt} = M \gamma \quad (\text{II.8})$$

γ : L'accélération de véhicule.

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

$$P = F_{tot} V \quad (\text{II.2.9})$$

Le couple de traction total est lié à la force de traction par la relation :

$$C_{tot} = F_{tot} R \quad (\text{II.10})$$

Où :

R : Rayon de la roue.

Le couple résistant appliqué au véhicule s'écrit :

$$C_r = F_R R \quad (\text{II.11})$$

Avec

$$F_R = F_r + F_a + F_g \quad (\text{II.12})$$

Où :

F_r : La force de résistance totale.

La vitesse angulaire des roues $\omega_{(roue)}$ est liée à la vitesse du véhicule V par la relation:

$$\omega_{(roue)} = \frac{V}{R} \quad (\text{II.13})$$

II.3 Modélisation de la MSAP

L'étude du comportement d'un moteur électrique est une tâche difficile et qui nécessite, avant tout, une bonne connaissance de son modèle dynamique afin de bien prédire, par voie de simulation, son comportement dans les différents modes de fonctionnement envisagé.

La modélisation de MSAP est identique à celle d'une machine synchrone classique sauf que l'excitation en courant continu attachée au rotor est remplacée par le flux de l'aimant. Donc, le modèle est issu du modèle de la machine synchrone classique [34].

II.3.1 Les équations de la MSAP dans le référentiel (a, b, c)

La représentation symbolique du (MSAP) est donnée sur la Figure (I.5).

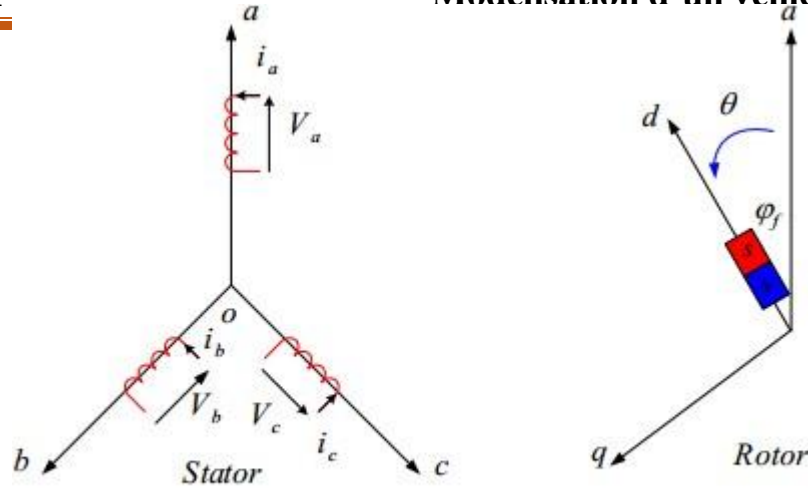


Figure II. 5 Schéma de la MSAP. [35]

Pour établir des relations simples entre les tensions d'alimentation du moteur et les courants, nous considérons le modèle de MSAP qui comprend trois types d'équations :

II.3.1.1 Équations électriques

Les équations triphasées des tensions :

$$[V_s] = [R_s] \cdot [i_s] + \frac{d[\phi_s]}{dt} \tag{II.14}$$

Où :

$$[V_s] = [V_{sa} \ V_{sb} \ V_{sc}]^T \quad : \text{Vecteur tension statorique.}$$

$$[i_s] = [i_{sa} \ i_{sb} \ i_{sc}]^T \quad : \text{Vecteur courant statorique.}$$

$$[\phi_{sa}] = [\phi_{sa} \ \phi_{sb} \ \phi_{sc}]^T \quad : \text{Vecteur flux statorique.}$$

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad : \text{Matrice résistance statorique.}$$

Pour l'ensemble des phases statoriques, on déduit les équations suivantes :

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{sa} \\ \phi_{sb} \\ \phi_{sc} \end{bmatrix} \tag{II.15}$$

Les équations triphasées des flux statoriques :

$$[\phi_s] = [L_s] \cdot [i_s] + [\phi_{sf}] \tag{II.16}$$

Où :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_a & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ab} & L_b & M_{bc} \\ M_{ac} & M_{bc} & L_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.17})$$

Où :

$[L_s]$: Matrice inductance de stator.

L_a, L_b, L_c : les inductances propres des trois phases a, b et c.

M_{ab}, M_{bc}, M_{ac} : les inductances mutuelles entre phases.

$[\phi_{sf}]$: Vecteur flux engendré par l'aimant définie par :

$$[\phi_{sf}] = \begin{bmatrix} \phi_{af} \\ \phi_{bf} \\ \phi_{cf} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \phi_f \cos p\theta \\ \phi_f \cos\left(p\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \phi_f \cos\left(p\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (\text{II.18})$$

ϕ_f : la valeur crête constante du flux crée par l'aimant lisse à travers les enroulements statoriques.

θ : Angle de charge désignant la position du rotor par rapport au stator définit par :

$$\theta(t) = \int_0^t \omega_r \cdot dt \quad (\text{II.19})$$

Sachant que :

$$\omega_r = \frac{\omega}{p} \quad (\text{II.20})$$

Avec :

ω_r : vitesse de rotation du rotor (rad/s).

ω : Pulsation des courants alternatifs (rad/s).

P : nombre de pair de pole.

II.3.1.2 Équation mécanique

L'application de la 2ème loi de Newton donne l'équation fondamentale de la mécanique décrivant la dynamique du rotor de la machine :

$$J_m \omega_r + f_m \omega_r = C_{em} - C_r \quad (\text{II.21})$$

Avec :

J_m : Moment d'inertie

f_m : Coefficient de frottement.

C_{em} : Couple électromagnétique.

C_r : Couple résistant.

II.3.1.3 Équations électromagnétiques

L'équation de couple électromagnétique prend la forme suivante :

$$C_{em} = [i_s]^T \left[\frac{1}{2} \frac{d[L_s]}{d\theta} [i_s] + \frac{1}{2} \frac{d[\phi_{sf}]}{d\theta} \right] \quad (\text{II.22})$$

L'étude analytique du comportement des équations (II.14) et (II.16) est relativement laborieuse, vu le grand nombre de coefficients variables. On utilise alors des transformations mathématiques qui permettent de décrire le comportement du moteur à l'aide d'équations différentielles à coefficients constants. L'une de ces transformations est la transformation de Park [34].

II.3.2 La transformation de Park

La transformation de Park (Figure II.6) est un outil mathématique qui consiste à transformer le système triphasé (a,b,c) en un système diphasé (d,q). Ce passage mathématique transforme trois bobines statoriques fixes déphasées de $2\pi/3$ en deux bobines fictives équivalentes déphasées de $\pi/2$ et situées sur le rotor, l'aimant se situe sur l'axe d [37][38].

Cette transformation rend les équations dynamiques des moteurs à courant alternatif plus simples ce qui facilite leurs études et leurs analyses

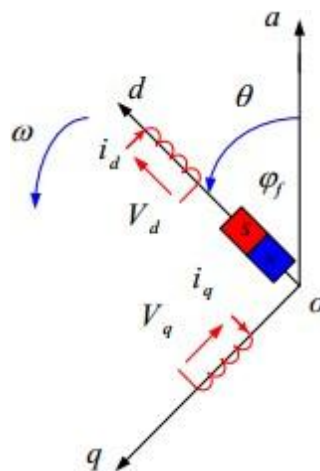


Figure II. 6 Représentation de la transformation de Park [32]

Le passage du système triphasé réel au système (d, q) lié au rotor se fait en utilisant les relations suivantes [28] :

$$\begin{cases} [V_{dqo}] = P(\theta) \cdot [V_{sabc}] \\ [i_{dqo}] = P(\theta) \cdot [i_{sabc}] \\ [\phi_{dqo}] = P(\theta) \cdot [\phi_{sabc}] \end{cases} \quad (\text{II.23})$$

$P(\theta)$: La matrice de transformation définit par :

$$P(\theta) = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{II.24})$$

La transformée de Park inverse est nécessaire pour revenir aux grandeurs triphasées, elle est définie par : [28]

$$P(\theta)^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 1 \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{II.25})$$

II.3.3 Les équations de la MSAP dans le référentiel (d,q)

II.3.3.1 Équations électrique

Le modèle de la machine après la transformation de Park est donné par :

$$\begin{cases} V_d = R_s i_d + \frac{d\phi_d}{dt} - \omega_r \phi_q \\ V_q = R_s i_q + \frac{d\phi_q}{dt} + \omega_r \phi_d \\ V_0 = R_s i_0 + \frac{d\phi_0}{dt} \end{cases} \quad (\text{II.26})$$

Avec :

V_d et V_q : Les tensions statoriques sur les axes axe d et q.

i_d et i_q : Les Courants statoriques sur les axes axe d et q.

V_0 : La composante homopolaire, elle est nulle pour un système équilibré.

ϕ_d et ϕ_q Les flux dans les enroulements d et q du système diphasé ont pour expressions :

$$\begin{cases} \phi_d = L_d i_d + \phi_f \\ \phi_q = L_q i_q \end{cases} \quad (\text{II.27})$$

Où :

L_d et L_q : Les inductances propres des enroulements d et q .

II.3.3.2 Équations mécanique

L'équation de mouvement reste toujours la même :

$$J_m \omega_r + f_m \omega_r = C_{em} - C_r \quad (\text{II.28})$$

II.3.3.3 Équations électromagnétique

La puissance instantanée absorbée par la machine dans le système équilibré représenté par l'expression suivante [34] :

$$P_a = V_a I_a + V_b I_b + V_c I_c \quad (\text{II.29})$$

Dans le plan de Park cette puissance s'écrit :

$$P_e = \frac{3}{2} (V_d i_d + V_q i_q) \quad (\text{II.30})$$

On remplaçant V_d et V_q par leurs expressions :

$$P_e = \frac{3}{2} \left[\left(R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega L_q i_q \right) i_d + \left(R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega L_d i_d + \omega \phi_f \right) i_q \right] \quad (\text{II.31})$$

$$\frac{3}{2} \left[P \omega \left((L_d - L_q) i_d i_q + \phi_f i_q \right) + R_s (i_d^2 + i_q^2) \left[L_d i_d \frac{di_d}{dt} + L_q i_q \frac{di_q}{dt} \right] i_d \right]$$

Cette puissance est composée de :

$$P_j = \frac{3}{2} R_s (i_d^2 + i_q^2) : \text{Les pertes Joule.}$$

$$P_{mag} = \frac{3}{2} \left(L_d i_d \frac{di_d}{dt} + L_q i_q \frac{di_q}{dt} \right) : \text{La variation d'énergie magnétique emmagasinée.}$$

$$P_{em} = \frac{3}{2} P \omega \left((L_d - L_q) i_d i_q + \phi_f i_q \right) : \text{la Puissance électronique.}$$

Le couple électromagnétique dans le référentiel (d, q) est donné par l'expression suivant : [33]

$$C_{em} = \frac{P_{em}}{\omega} = \frac{3}{2} P \left((L_d - L_q) i_d i_q + \phi_f i_q \right) \quad (\text{II.32})$$

II.3.3.4 Mise sous forme d'équation d'état

Généralement, pour présenter un modèle définir le vecteur d'état x , le vecteur d'entrée u et le vecteur de sortie y . Le vecteur d'entrée est composé des tensions statoriques. Le vecteur d'état est constitué des courants et la vitesse.

Donc le MASP peut être modélisé sous la forme suivant :

$$\begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \\ \dot{x}_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_q} \left(-R_s x_1 + p \frac{L_d}{L_q} x_2 x_3 - P \frac{\phi_f}{L_q} x_3 \right) \\ \frac{1}{L_d} \left(-R_s x_2 + P \frac{L_q}{L_d} x_1 x_3 \right) \\ \frac{1}{J_m} (C_{em} - f_m x_3) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_q} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{-1}{J_m} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_q \\ V_d \\ C_r \end{bmatrix} \quad (II.33)$$

A partir des expressions (II.28) et (II.33), le modèle de le MSAP dans le repère de Park est schématisé par la figure suivante :

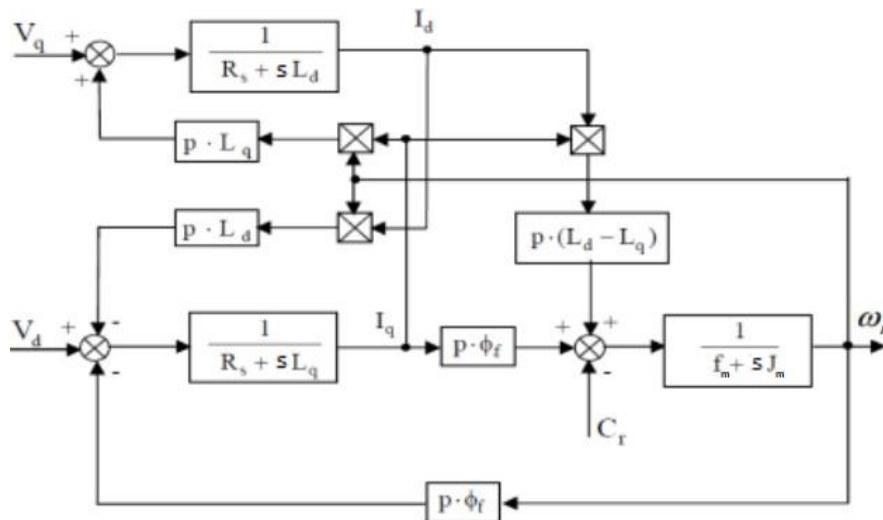


Figure II. 7 Modèle de la machine dans le repère de Park.

II.4 Modélisation de l'onduleur de tension

Après avoir présenté le modèle de la machine, on présentera le système d'entraînement complet où la machine synchrone est associée à un convertisseur DC/AC.

L'onduleur est un convertisseur statique assurant la conversion continu-alternatif, il permet d'imposer aux bornes de la machine des tensions d'amplitude et de fréquence réglable par la commande. [34][36][35] On distingue plusieurs types d'onduleurs :

- * Selon la source :
 - Onduleurs de tension.
 - Onduleurs de courant.

- * Selon le nombre de phases (monophasé, triphasé, etc...).
- * Selon le nombre de niveaux (2,3, etc...).

La figure suivante présente un schéma d'alimentation pour le MSAP avec un onduleur de tension à deux niveaux.

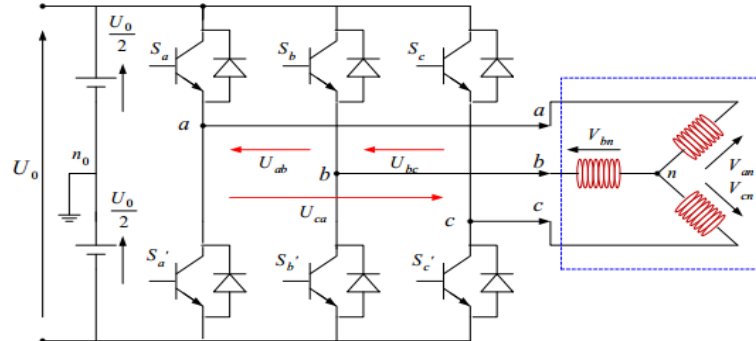


Figure II. 8 Schéma de l'onduleur de tension

Pour obtenir une tension alternative, la tension continue d'entrée doit être découper et appliquer à la charge tantôt dans un sens, tantôt dans l'autre sens. L'onduleur alimenté par une source de tension parfaite impose à sa sortie, grâce à l'ouverture et à la fermeture des interrupteurs, une tension alternative formée d'une succession de créneaux rectangulaires à deux niveaux. La fréquence de fonctionnement est fixée par la commande des interrupteurs [38].

Afin d'éviter le court-circuit de la source de tension continue, les commandes des interrupteurs d'un même bras sont complémentaires.

On considère un convertisseur idéal, d'où les hypothèses suivantes :

- la commutation des composants est instantanée.
- les chutes de tension à leurs bornes sont négligeables.
- la charge est triphasée équilibrée et couplée en étoile avec point neutre isolé.

Les tensions composées sont données par les relations suivantes :

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{an_0} - V_{bn_0} \\ U_{bc} = V_{bn_0} - V_{cn_0} \\ U_{ca} = V_{cn_0} - V_{an_0} \end{cases} \quad \text{II.34}$$

Au niveau de la charge, les relations donnant les tensions simples sont :

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{an} - V_{bn} \\ U_{bc} = V_{bn} - V_{cn} \\ U_{ca} = V_{cn} - V_{an} \end{cases} \quad \text{II.35}$$

Et en effectuant les différences membre à membre, on obtient :

$$\begin{cases} U_{ab} - U_{ca} = 2V_{an} - (V_{bn} + V_{cn}) \\ U_{bc} - U_{ab} = 2V_{bn} - (V_{an} + V_{cn}) \\ U_{ca} - U_{bc} = 2V_{cn} - (V_{an} + V_{bn}) \end{cases} \quad \text{II.36}$$

Sachant que les tensions (V_{an} , V_{bn} , V_{cn}) forment un système triphasé équilibré, on peut écrire :

$$\begin{cases} U_{ab} - U_{ca} = 3V_{an} \\ U_{bc} - U_{ab} = 3V_{bn} \\ U_{ca} - U_{bc} = 3V_{cn} \end{cases} \quad \text{II.37}$$

D'où les nouvelles expressions des tensions simples :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{1}{3}(U_{ab} - U_{ca}) \\ V_{bn} = \frac{1}{3}(U_{bc} - U_{ab}) \\ V_{cn} = \frac{1}{3}(U_{ca} - U_{bc}) \end{cases} \quad \text{(II.38)}$$

Les tensions simples en fonction des tensions mesurées entre les points a,b,c et le point milieu fictif n_0 sont alors donnée par :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{1}{3}(2V_{an_0} - V_{bn_0} - V_{cn_0}) \\ V_{bn} = \frac{1}{3}(2V_{bn_0} - V_{an_0} - V_{cn_0}) \\ V_{cn} = \frac{1}{3}(2V_{cn_0} - V_{an_0} - V_{bn_0}) \end{cases} \quad \text{(II.39)}$$

On obtient enfin sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{an_0} \\ V_{bn_0} \\ V_{cn_0} \end{bmatrix} \quad \text{(II.40)}$$

Pour un onduleur triphasé, les commandes des interrupteurs d'un bras sont complémentaires. Pour chaque bras il y a donc deux états indépendants. Ces deux états peuvent être considérés comme une grandeur booléenne telle que :

- $S_{a,b,c} = 1$: Interrupteur du demi-bras haut est fermé et du demi-bras bas ouvert.
- $S_{a,b,c} = 0$: Interrupteur du demi-bras haut est ouvert et du demi-bras bas fermé.

Ce qui nous permet d'écrire :

$$\begin{bmatrix} V_{an_0} \\ V_{bn_0} \\ V_{cn_0} \end{bmatrix} = U_0 \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \tag{II.41}$$

Enfin le convertisseur est modélisé par la matrice de connexion suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} U_0 \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \tag{II.42}$$

II.4.1 Commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI)

La M.L.I sinus-triangle est réalisée par comparaison d'une onde modulante basse fréquence (tension de référence) à une onde porteuse haute fréquence de forme triangulaire.

Les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersection entre la porteuse et la modulante. [32] Le schéma de principe de cette technique est donné par la Figure (II.9).

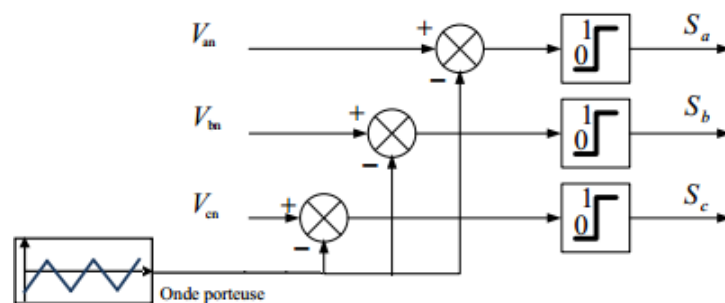


Figure II. 9 Schéma de principe de MLI sinus-triangle.

Cette technique repose sur la comparaison entre deux signaux :

- Le premier appelé signal de référence, représente l'image de la sinusoïde qu'on désire à la sortie de l'onduleur. Ce signal est modulable en amplitude et en fréquence.
- Le second appelé signal de la porteuse, définit la cadence de la commutation des interrupteurs statiques de l'onduleur. C'est un signal de haute fréquence f_p par rapport au signal de référence de fréquence f tel que : $f_p \gg f$.

L'intersection de ces signaux donne les instants de commutation des interrupteurs (Figure II.10).

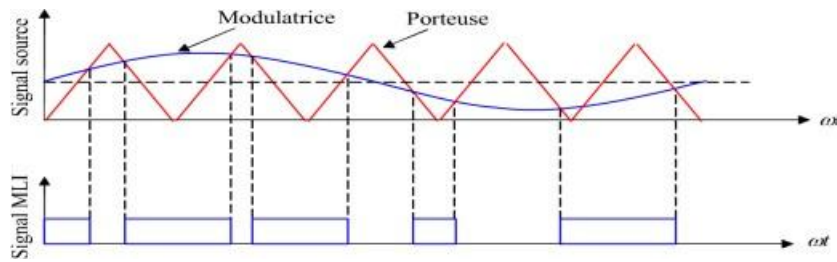


Figure II. 10 Principe de la commande MLI S-T

Cette technique est caractérisée par les deux paramètres suivants :

$$m = \frac{f_p}{f} \tag{II.43}$$

Avec :

m : L'indice de modulation qui définit le rapport entre la fréquence f_p de la porteuse et la fréquence f_r de la référence.

$$r = \frac{V_r}{V_p} \tag{II.44}$$

Où :

r : Le taux de modulation (ou coefficient de réglage) qui donne le rapport de l'amplitude de la modulante V_r à la valeur crête V_p de la porteuse.

II.5 Couplage entre deux modèles mécanique et électrique

La partie dynamique du véhicule à étudier est couplée à la motorisation électrique à travers un réducteur (Figure II.11).

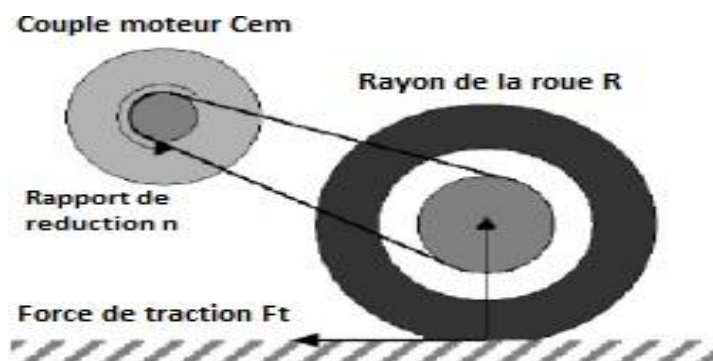


Figure II. 11 Mécanisme du réducteur. [6]

Ce réducteur doit être choisi de manière à ce que le couple transmissible soit toujours supérieur au couple résistant, il permet l'adaptation des vitesses de rotation et des couples entre l'arbre de la machine électrique et les roues.

L'équation dynamique du mouvement du véhicule est :

$$\begin{aligned} M.V &= F_{tot} - F_{res} \\ &= F_{fr} + F_{ar} - F_{res} \end{aligned} \quad (\text{II.45})$$

Où :

F_{fr} et F_{ar} : Les forces de traction longitudinales des roues frontales et arrières. Le véhicule est propulsé par les deux roues arrière, donc les forces frontales sont nulles ($F_{fr} = 0$).

La vitesse longitudinale véhicule est approximée par :

$$V = R.\omega_{(roue)} \quad (\text{II.46})$$

La relation entre la vitesse du moteur et la vitesse de roue est donnée par :

$$\omega_r = n.\omega_{(roue)} \quad (\text{II.47})$$

Avec :

n : Le rapport de réduction de vitesse.

Donc, l'accélération longitudinale est déduite comme suite :

$$V = \frac{R}{n} \omega_r \quad (\text{II.48})$$

Remplaçons (II.48) dans (II.45) :

$$M \frac{R}{n} \omega_r = F_{ar} - F_{res} \quad (\text{II.49})$$

De cette équation, la force de traction est exprimée :

$$F_{fr} = M \frac{R}{n} \omega_r - F_{res} \quad (\text{II.50})$$

L'équation dynamique de la rotation de roue motrice est donnée par :

$$J_{\omega} \omega_{(roue)} = C_t - R.F_{fr} \quad (\text{II.51})$$

Substituons (2.50) dans (2.51) :

$$J_{\omega} \omega_{(roue)} = C_t - R \left(M \frac{R}{n} \omega_r - F_{res} \right) \quad (\text{II.52})$$

De cette équation, on trouve le couple de traction de la roue :

$$C_t = \frac{J_\omega}{n} + R \left(M \frac{R}{n} \omega_r - F_{res} \right) \quad (\text{II.53})$$

L'équation de rotation de moteur est exprimée comme suite :

$$J_m \cdot \omega_r + f_m \omega_r = C_{em} - \frac{C_t}{n} \quad (\text{II.54})$$

Substituons (2.53) dans (2.54) :

$$J_m \omega_r + f_m \omega_r = C_{em} - \frac{J_\omega}{n^2} \omega_r - R \left(M \frac{R}{n^2} \omega_r + \frac{F_{res}}{n} \right) \quad (\text{II.55})$$

Donc :

$$\left(J_m + \frac{J_\omega}{n^2} + M \frac{R^2}{n^2} \right) \omega_r + f_m \cdot \omega_r = C_{em} - \frac{R}{n} F_{res} \quad (\text{II.56})$$

Enfin :

$$J_e \cdot \omega_r + f_e \cdot \omega_r = C_{em} - C_{r(roue)} \quad (\text{II.57})$$

Avec :

$$J_e = \left(J_m + \frac{J_\omega}{n^2} + M \frac{R^2}{n^2} \right), f_e = f_m, C_{r(mot)} = \frac{R}{n} \cdot F_{res}$$

En insérant les équations électriques de MSAP, le modèle global du véhicule s'écrit :

$$\left\{ \begin{array}{l} x_1 = -\frac{f_e}{J_e} x_1 = \frac{3}{2J_e} \left(p\phi_f x_3 + p(L_d - L_q) x_2 x_3 \right) - \frac{1}{J_e} C_{r(mot)} \\ x_2 = -\frac{R_s}{L_d} x_2 + p \frac{L_q}{L_d} x_3 x_1 + \frac{1}{L_d} V_d \\ x_3 = -\frac{R_s}{L_q} x_3 - p \frac{L_d}{L_q} x_2 x_1 - p\phi_f x_1 + \frac{1}{L_q} V_q \end{array} \right. \quad (\text{II.58})$$

Avec :

$$x_1 = \omega_r, \quad x_2 = i_d, \quad x_3 = i_q$$

II.6 Model de la batterie

Il existe plusieurs modèles de batterie au plomb et leur mise en œuvre n'est pas aisée du fait de la prise en compte de plusieurs paramètres. Suivant les applications et les contraintes auxquelles elles sont soumises, les batteries réagissent différemment, et donc on ne trouve pas de modèle unique qui soit exact dans toutes les circonstances.

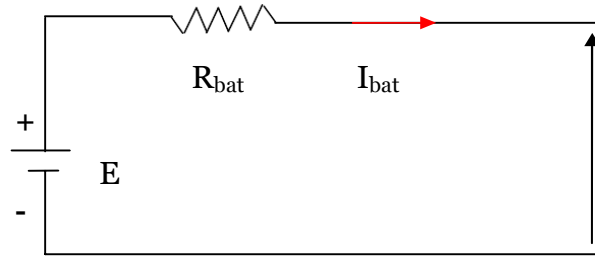


Figure II. 12 Modèle équivalent électrique d'une batterie

La tension en charge est déduite directement à partir de la tension à vide et de la chute de tension due à la résistance interne série :

$$V_{bat} = E - R_b I_b \tag{II.59}$$

L'état de charge SOC (State Of Charge) est estimé par intégration du courant :

$$C_{batt}(t) = C_{batt}(0) - \int_0^t \eta(SOC(t), sign(I_{batt}(t))) \cdot I_{batt}(t) \cdot dt \tag{II.60}$$

60)

$$SOC(t) = \frac{C_{batt}(t)}{C_{batt}(0)} \cdot 100$$

(II.61)

Par convention, un courant de batterie positive contribue à la décharge de celle-ci, et un courant négatif contribue à sa recharge.

Le model pendant la décharge ($i^* > 0$) :

$$f_1(i_t, i^*, i) = E_0 - K \cdot \frac{Q}{Q - i_t} \cdot i^* - K \cdot \frac{Q}{Q - i_t} \cdot i \cdot t - A \cdot e^{(-B \cdot i \cdot t)} \tag{II.62}$$

Le model pendant la recharge ($i^* < 0$) :

$$f_1(i_t, i^*, i) = E_0 - K \cdot \frac{Q}{i_t + 0.1Q} \cdot i^* - K \cdot \frac{Q}{Q - i_t} \cdot i \cdot t - A \cdot e^{(-B \cdot i \cdot t)} \tag{II.63}$$

La capacité de la batterie à l'instant t est donnée par l'équation III.64 :

$$C_b(t) = C_b(0) - \int_0^t \eta_b \cdot I_b \cdot dt \tag{II.64}$$

Le schéma représente la batterie utiliser pour la simulation est donnée dans la figure suivante :

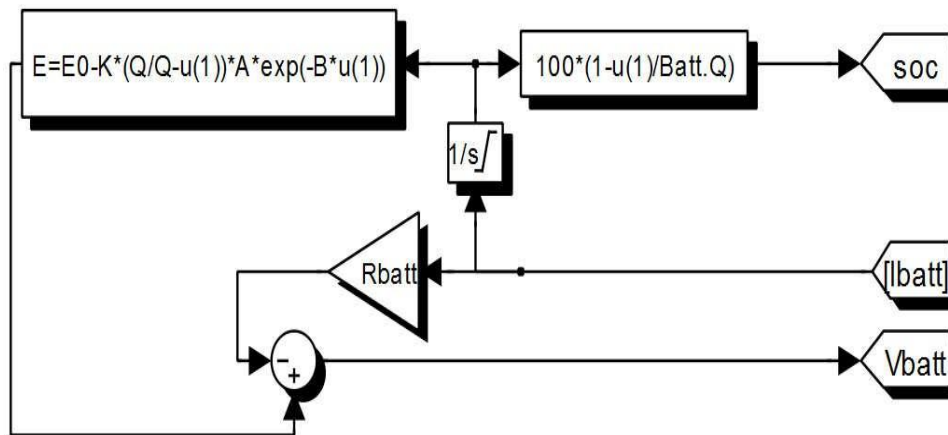


Figure II. 13 modèle de la batterie sous Matlab Simulink

II.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la modélisation de la dynamique longitudinale d'un VE à partir d'une étude dynamique, ainsi que le couplage entre les deux parties électrique et mécanique.

Nous avons repris la modélisation du moteur synchrone à aimants permanents, où on a utilisé la transformation de PARK pour présenter la machine triphasée dans un repère à deux axes afin de simplifier la résolution des équations électromagnétiques de la machine. On a également présenté la modélisation de l'onduleur de tension et de sa commande à MLI sinus triangle.

Chapitre III

Différentes techniques de commande d'un VE

III.1 Introduction

Ce chapitre est dédié à la commande directe du couple de la MSAP, où on va donner en premier lieu un aperçu sur le principe de la DTC. Ensuite, on s'intéressera à l'application de cette stratégie de contrôle sur la MSAP alimentée par un onduleur à deux niveaux de tension.

D'autre part, la technique de la logique floue sera notamment étudiée et utilisée pour l'amélioration des performances de la DTC classique. On présentera les concepts fondamentaux de cette technique, on remplacera les contrôleurs à hystérésis par des contrôleurs flous dans le but d'améliorer les performances de la DTC classique.

III.2 Commande Direct du Couple de la MSAP

La DTC venu de la nomination anglo-saxonne « Direct Torque Control », et basé sur l'orientation du flux statorique. Il a été développé par des chercheurs Allemands et Japonais en 1971 pour l'usage dans la commande de couple des servomoteurs de puissances élevées [42]. Récemment, il est de plus en plus utilisé dans l'industrie en remplaçant la stratégie de commande par orientation du flux. La DTC est une technique de commande exploitant la possibilité d'imposer un couple et un flux aux machines à courants alternatifs d'une manière découplée, une fois alimenté par un onduleur de tension sans régulation de courant faite par une boucle de retour, en atteignant l'exécution semblable à celui obtenu à partir d'une commande vectorielle [43]. Trois techniques des commandes ont été utilisées pour mettre en application des commandes DTC :

- Commande par une table de commutation ;
- Commande automatique directe (DSC : Direct Self Control), l'une des méthodes qui a été introduite par Depenbrock en 1987 ;
- Commande directe par modulation de vecteur (DVMC : Direct Vector Modulation Control).

Dans ce qui suit, On s'intéressera spécialement à la commande directe de couple et de flux (DTC). Pour étudier cette stratégie de commande, on commencera par présenter et mettre en œuvre une structure de commande du MSAP par DTC. Ensuite, des résultats de simulations et expérimentaux seront présentés et discutés, en absence et en présence d'une boucle de réglage de vitesse par un correcteur PI.

III.2.1 Principe de la commande DTC

L'objectif de la DTC est la régulation directe du couple de la machine, par l'application des différents vecteurs de tensions de l'onduleur, qui détermine son état. Les variables

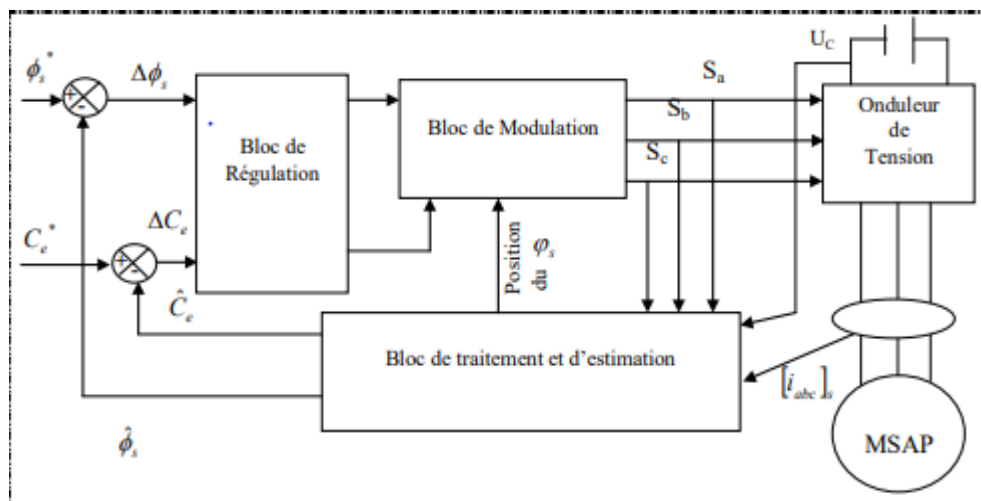
contrôlées sont : Le flux statorique et le couple électromagnétique qui sont habituellement commandées par des régulateurs à hystérésis. Il s'agit de maintenir les grandeurs de flux statorique et le couple électromagnétique à l'intérieur de ces bandes d'hystérésis. La sortie de ces régulateurs détermine le vecteur de tension de l'onduleur optimal à appliquer à chaque instant de commutation.

Le principe de la DTC est basé sur le choix direct des vecteurs de tension selon les différences entre les références du couple et du flux et leurs valeurs réelles [41]. Selon les erreurs de couple et de flux fournies par des comparateurs à hystérésis, un vecteur de tension est choisi parmi une table de vecteurs.

Les caractéristiques générales de la DTC sont :

- La commande directe du couple et du flux se fait à partir de la sélection des vecteurs optimaux de commutation de l'onduleur ;
- La commande des intensités et des tensions du stator de la machine est indirecte ;
- L'obtention des flux et des courants statoriques proches des formes sinusoïdales ;
- La réponse dynamique du couple de la machine est très rapide ;
- L'existence des oscillations de couple qui dépend de la largeur des bandes des comparateurs à hystérésis ;
- La fréquence de commutation de l'onduleur dépend aussi de la largeur des bandes d'hystérésis [45].

La commande DTC de la MSAP est basée sur la détermination directe de la séquence de commande appliquée aux interrupteurs d'un onduleur de tension. Un onduleur de tension permet d'atteindre sept positions distinctes dans le plan de phase, correspondant aux huit séquences du vecteur de tension à la sortie de l'onduleur. La commande par DTC de la



MSAP, peut être schématisée par la figure (III.1) :

Figure III. 1 Schéma structurel d'une commande DTC appliquée à la MSAP.

Cette méthode de commande a pour avantages [46], [47] :

- De ne pas nécessiter des calculs dans le repère rotorique (d, q) ;
- Il n'existe pas de bloc de calcul de modulation de tension MLI ;
- Il n'est pas nécessaire de faire un découplage des courants par rapport aux tensions comme dans le cas de la commande vectorielle ;
- De n'avoir qu'un seul régulateur, celui de la boucle externe de vitesse ;
- Il n'est pas nécessaire de connaître avec une grande précision l'angle de position rotorique, car seule l'information sur le secteur dans lequel se trouve le vecteur de flux statorique est nécessaire ;
- La réponse dynamique est très rapide.

Et pour inconvénients [47] :

- L'existence de problèmes à basse vitesse ;
- La nécessité de disposer des estimations de flux statorique et du couple ;
- L'existence des oscillations du couple ;
- La fréquence de commutation n'est pas constante (utilisation des régulateurs à hystérésis). Cela conduit à un contenu harmonique riche augmentant les pertes, les bruits acoustiques et les oscillations du couple qui peuvent exciter des résonances mécaniques.

III.2.2 Fonctionnement et séquences d'un onduleur de tension triphasé

À partir de la stratégie de base de la DTC proposée par Takahashi, plusieurs stratégies se sont développées, profitant des degrés de liberté offerts par la structure de l'onduleur de tension triphasé. Plusieurs tables de vérité définissant les états des interrupteurs de l'onduleur, sont présentées sous diverses formes [42], [48-49]. Dans le plan complexe constitué des axes (α , β), le vecteur de tension complexe représentant l'état d'un onduleur de tension triphasé ne peut avoir que huit positions distinctes du fait que chacun des trois bras de l'onduleur ne peut avoir que deux états possibles. Le vecteur de tension complexe est ainsi défini par la transformation suivante :

$$\bar{V}_S = V_{S\alpha} + jV_{S\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left[V_A + V_B e^{j\frac{2\pi}{3}} + V_C e^{j\frac{4\pi}{3}} \right] \quad (\text{III.1})$$

$[V_A V_B V_C]^T$ Est le vecteur de tensions simple à la sortie de l'onduleur qui dépend de l'état des interrupteurs. Cet état est représenté, théoriquement, par 3 grandeurs booléennes de

commande CKi (i=1, 2, 3), où CKi est l'état de l'interrupteur Ki, supposé parfait, tel que pour

le $i^{ème}$ bras de l'onduleur (i=1, 2, 3) :

- CKi =1 si l'interrupteur de haut est fermé et l'interrupteur de bas est ouvert ;
- CKi =0 si l'interrupteur de haut est ouvert et l'interrupteur de bas est fermé. Dans ces conditions on peut écrire :

$$\bar{V}_s = \sqrt{\frac{2}{3}} U_c \left[C_{K1} + C_{K2} e^{j\frac{2\pi}{3}} + C_{K3} e^{j\frac{4\pi}{3}} \right] \quad (III.2)$$

Uc : La tension du bus continu.

Pour simplifier l'étude, on supposera que :

- La commutation des interrupteurs est instantanée.
- La chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable.
- La charge triphasée est équilibrée, couplée en étoile avec neutre isolé.

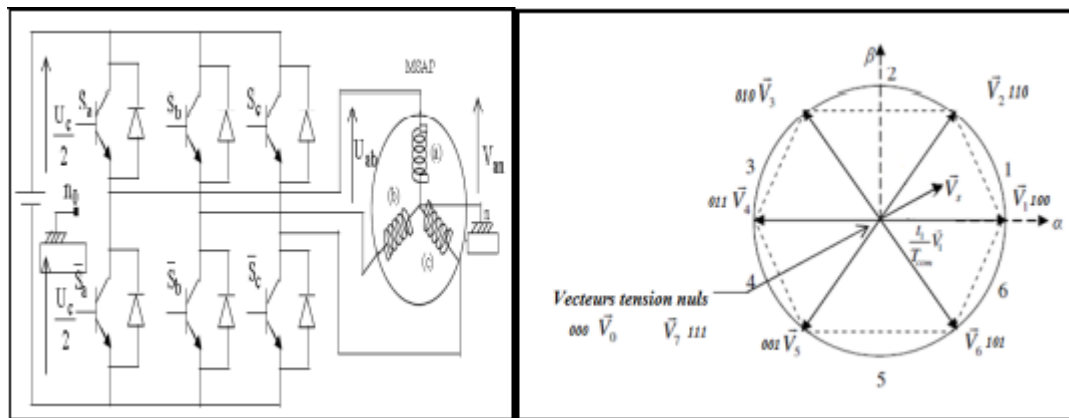


Figure III. 2 Onduleur de tension et élaboration des vecteurs tensions.

III.2.3 Stratégie de commande directe du couple et de flux

Dans cette technique Takahashi a proposé une stratégie de commande de couple et de flux (DTC) qui est basée sur l'algorithme suivant [42], [43], [48], [49-50] :

- Le domaine temporel est divisé en périodes de durée T_e réduites ($T_e \leq 50 \mu s$).
- Pour chaque coup d'horloge, on mesure les courants de ligne et les tensions par phase de la MSAP.

- On reconstitue les composantes du vecteur flux statorique, en utilisant les équations (III.7), (III.9) et (III.11).

- On estime le couple électromagnétique de la MSAP, en utilisant l'estimation du flux

statorique et la mesure des courants de lignes, en utilisant l'équation (III.12).

- On détermine la séquence de fonctionnement de l'onduleur pour commander le flux et le couple suivant une logique qu'on va présenter dans ce que suit

III.2.3.1 Contrôle du vecteur flux statorique

On se place dans le repère fixe (α, β) lié au stator de la machine. Le flux statorique de la MSAP est obtenu à partir de l'équation suivante. Dans le référentiel (α, β) lié au stator, on peut écrire [48]

$$\overline{\phi}_s - \overline{\phi}_{s0} = \int_0^t (\overline{V}_s - R_s \overline{I}_s) dt \tag{III.3}$$

Pendant une période d'échantillonnage T_e , le vecteur de tension appliqué au MSAP reste constant, on peut écrire alors :

$$\overline{\phi}_s(T_e) = \overline{\phi}_{s0} + \overline{V}_s T_e - \int_0^{T_e} R_s \overline{I}_s dt \tag{III.4}$$

Où $\overline{\phi}_{s0}$ est le vecteur flux à l'instant $t = 0$.

Dans cette étude nous allons considérer le terme $R_s \overline{I}_s$ négligeable devant le vecteur de tension V_s ce qui se vérifie lorsque la vitesse de rotation est suffisamment élevée. A partir de l'équation précédente on trouve :

$$\Delta \overline{\phi}_s \approx \overline{V}_s T_e \tag{III.5}$$

On constate que sur l'intervalle de temps $[0, T_e]$ l'extrémité du vecteur $\overline{\phi}_s$ se déplace sur une droite dont la direction est donnée par \overline{V}_s , figure (III.3)

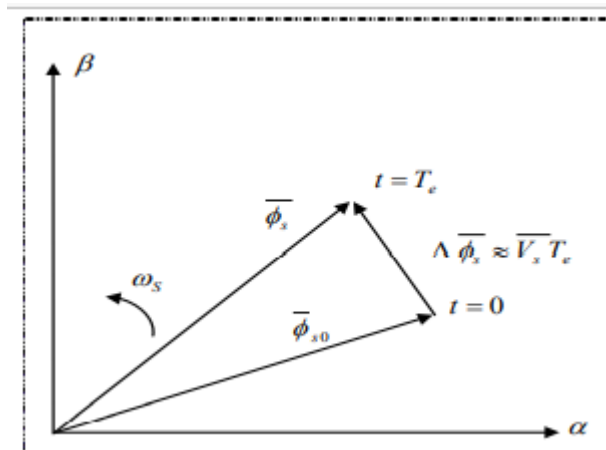


Figure III. 3 Evolution de l'extrémité de $\overline{\phi}_s$ pour $R_s \overline{I}_s$ négligeable.

En choisissant une séquence appropriée du vecteur \overline{V}_s sur des intervalles de temps successifs de durée T_e , on peut donc faire suivre à l'extrémité du vecteur $\overline{\phi}_s$ la trajectoire désirée. Il est alors possible de fonctionner avec un module du flux $\overline{\phi}_s$ pratiquement constante.

Pour cela, il suffit de faire suivre à l'extrémité de $\overline{\phi}_s$ une trajectoire presque circulaire, si la période T_e est très faible devant la période de rotation du flux statorique T_s [52],[48-53], [49].

Dans le cas de la MSAP, le flux statorique continue à changer même lorsque le vecteur de tension nul est appliqué parce que les aimants permanents tournent avec le rotor. Par conséquent l'application des vecteurs de tension nuls est à proscrire pour contrôler le flux statorique de la MSAP. En d'autres termes, le flux statorique doit être toujours en mouvement par rapport au flux rotorique [52], [44].

En supposant le terme $R_s \overline{I}_s$, négligeable, on montre que la dérivé du vecteur flux $\frac{d\overline{\phi}_s}{dt}$ qui représente la vitesse de déplacement de l'extrémité du vecteur flux est pratiquement égal au vecteur de tension \overline{V}_s . Le flux magnétique se déplace donc sur droit dans la direction de \overline{V}_s à une vitesse constante à $\sqrt{\frac{3}{2}}U_c$ [51]

Sur la figure (III.4), on représente trois directions possibles du vecteur flux $\overline{\phi}_s$. Ainsi on peut voir que, si la tension appliquée est perpendiculaire à la direction du flux, le déplacement de son extrémité et de son amplitude conserve sa valeur. Par contre, dans le cas où \overline{V}_s est décalée par rapport à la perpendiculaire du vecteur flux $\overline{\phi}_s$ on observe un ralentissement (respectivement, accélération) du déplacement de l'extrémité du flux et une diminution (respectivement, augmentation) de son amplitude.

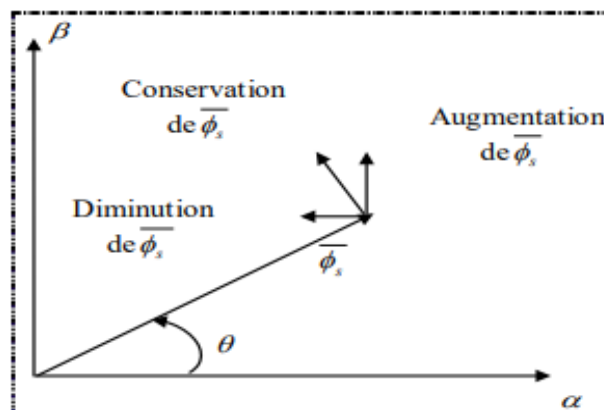


Figure III. 4 Comportement du flux statorique pour différents vecteurs tension \overline{V}_s

III.2.3.2 Contrôle du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique est proportionnel au produit vectoriel entre les vecteurs des flux statorique et rotorique de la façon suivante [50]:

$$C_e = k \left(\overline{\phi}_s \times \overline{\phi}'_s \right) = k \left\| \overline{\phi}_s \right\| \left\| \overline{\phi}'_s \right\| \sin(\delta) \quad (\text{III.6})$$

Tel que : $k = \frac{P}{L}$

Avec :

- $\overline{\phi}_s$ est le vecteur de flux statorique ;
- $\overline{\phi}'_s$ est le vecteur de flux rotorique ramené au stator ;
- Δ est l'angle entre les vecteurs des flux statorique et rotorique ;

le couple dépend donc de l'amplitude des deux vecteurs $\overline{\phi}_s$ et $\overline{\phi}'_s$ et de leur position relative.

Si l'on parvient à contrôler parfaitement le flux $\overline{\phi}_s$ (à partir de \overline{V}_s) en module et en position, on peut donc contrôler l'amplitude de $\overline{\phi}'_s$, et le couple électromagnétique de façon découplée.

III.2.4. Choix du vecteur tension

En sélectionnant un vecteur approprié, l'extrémité du flux peut être contrôlée et déplacée de manière à maintenir l'amplitude du vecteur flux à l'intérieur d'une certaine fourchette. Le choix de \overline{V}_s , dépend de la variation souhaitée pour le module du flux, mais également de l'évolution souhaitée pour sa vitesse de rotation et par conséquent pour le couple.

On délimite généralement l'espace d'évolution de $\overline{\phi}_s$ dans le référentiel fixe (stator), en décomposant en six zones symétriques par rapport aux directions des tensions non nulles [51], [54].

Lorsque le vecteur flux se trouve dans la zone numérotée k, les deux vecteurs \overline{V}_k et \overline{V}_{k+3} ont la composante de flux la plus importante. En plus, leur effet sur le couple dépend de la position du vecteur flux dans la zone. Ainsi ils ne sont jamais appliqués. Le contrôle du flux et du couple est assuré en sélectionnant un des quatre vecteurs non nuls ou un des deux vecteurs nuls. Le rôle du vecteur de tension sélectionné est décrit sur la figure (III.5) [43], [49].

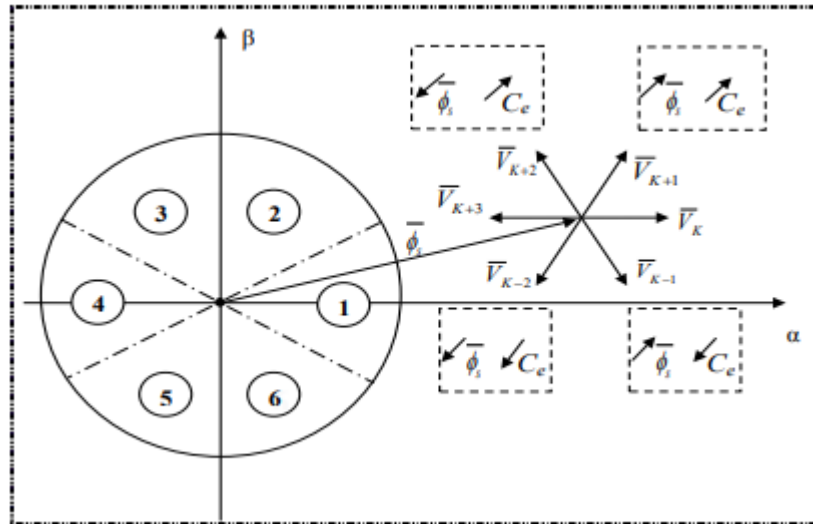


Figure III. 5 Sélection du vecteur de tension

- Si \bar{V}_{K+1} est sélectionné alors l'amplitude du flux croît et le couple croît.
- Si \bar{V}_{K+2} est sélectionné alors l'amplitude du flux décroît et le couple croît.
- Si \bar{V}_{K-1} est sélectionné alors l'amplitude du flux croît et le couple décroît.
- Si \bar{V}_{K-2} est sélectionné alors l'amplitude du flux décroît et le couple décroît.
- Si \bar{V}_0 ou \bar{V}_7 ou $\bar{V}_0\bar{V}_7\phi_s$ est arrêtée, d'où une décroissance du couple alors

que le module de flux $\bar{\phi}_s$ est arrêtée, d'où une décroissance du couple alors que le module de flux $\bar{\phi}_s$ reste inchangée.

Cependant le niveau d'efficacité de chaque vecteur dépend de la position du vecteur flux dans la zone k. En début de zone k, les vecteurs \bar{V}_{K+1} et \bar{V}_{K-2} sont perpendiculaires au vecteur flux. Par conséquent leur composante de flux est négligeable. Donc le changement du couple est très rapide et l'amplitude du flux ne change pas considérablement. A la même position les angles entre \bar{V}_{K-1} et \bar{V}_{K+2} et le vecteur flux sont de 150° et de 30° respectivement. Donc leur composante de couple est très petite. Les variations de flux après l'application de ces deux vecteurs tensions sont importantes et les changements de couple sont très faibles [49], [43], [53].

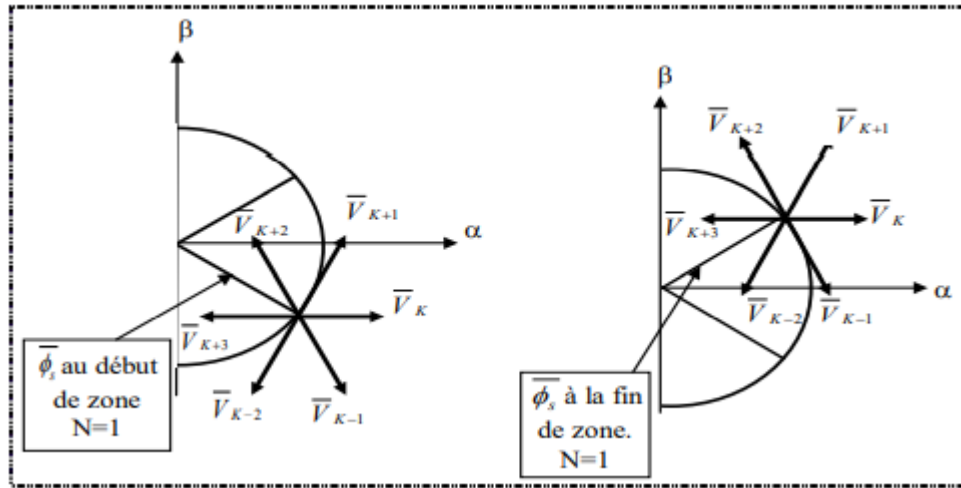


Figure III. 6 Différents effets des vecteurs tensions au début et à la fin de la zone

III.2.5 Estimation du Flux et du Couple

Les principes de la DTC ont été décrits dans leur ensemble. Cependant, les consignes d'entrée du système de contrôle sont le couple et l'amplitude du flux statorique. Les performances du système de contrôle dépendent de la précision dans l'estimation de ces valeurs [42], [55], [56], [53].

III.2.5.1 Estimation du flux statorique

L'amplitude du flux statorique est estimée à partir de ces composantes suivant les axes (α, β) à partir de l'équation suivante :

$$\bar{V} = R_s \bar{I}_s + \frac{d}{dt} \bar{\phi}_s \quad \text{(III.7)}$$

On obtient les tensions $V_{s\alpha}$ et $V_{s\beta}$, composantes de \bar{V}_s à partir de la tension d'entrée mesurée de l'onduleur U_C , des états de command (C_{K1}, C_{K2}, C_{K3}) et en utilisant la transformation de CONCORADIA, on obtient :

$$\bar{V}_s = V_{s\alpha} + jV_{s\beta} \quad \text{(III.8)}$$

Le calcul des flux statoriques se fait selon les expressions suivantes :

$$\begin{cases} \phi_{s\alpha} = \int_0^t (V_{s\alpha} - R_s I_{s\alpha}) dt \\ \phi_{s\beta} = \int_0^t (V_{s\beta} - R_s I_{s\beta}) dt \end{cases} \quad \text{(III.9)}$$

Le module du flux statorique s'écrit :

$$\angle \phi_s = \sqrt{\phi_{s\alpha}^2 + \phi_{s\beta}^2} \quad (\text{III.10})$$

La zone dans lequel se situe le vecteur $\overline{\phi_s}$ est déterminée à partir de composants $\phi_{s\alpha}$ et $\phi_{s\beta}$.

L'angle θ entre le référentiel et le vecteur ϕ_s est égal à :

$$\theta = \text{Arctg} \frac{\phi_{s\beta}}{\phi_{s\alpha}} \quad (\text{III.11})$$

Une fois les deux composantes de flux sont obtenues, le couple électromagnétique peut être estimé d'après sa formule rappelée ci-dessous :

$$C_e = \frac{3}{2} p \left[\phi_{s\alpha} I_{s\beta} - \phi_{s\beta} I_{s\alpha} \right] \quad (\text{III.12})$$

L'estimation du flux statorique et du couple électromagnétique nécessite la connaissance préalable des composantes du courant et celles de la tension statoriques. Elle est retenue dans le cas d'une commande non linéaire appliquée au MSAP en particulier et surtout la commande par DTC [42].

III.2.6 Elaboration du vecteur de commande pour la DTC :

III.2.6.1 Le correcteur du flux

Son but est de maintenir l'extrémité du vecteur $\overline{\phi_s}$ dans une couronne circulaire comme le montre la figure (I.7). La sortie du correcteur doit indiquer le sens d'évolution du module de $\overline{\phi_s}$, afin de sélectionner le vecteur de tension correspondant.

Pour cela un simple correcteur à hystérésis à deux niveaux convient parfaitement, et permet de plus d'obtenir de très bonnes performances dynamiques. La sortie du correcteur est représentée par une variable booléenne ($Cflx$) et indique directement si l'amplitude du flux doit être augmentée ($Cflx$) = 1 ou diminuée ($Cflx$) = 0 de façon à maintenir [40-50]:

$$\left| \phi_s^* - \phi_s \right| \leq \varepsilon_\phi \quad (\text{III.13})$$

Avec :

ϕ_s^* : La consigne de flux.

$\Delta\phi_s$: Largeur d'hystérésis du correcteur.

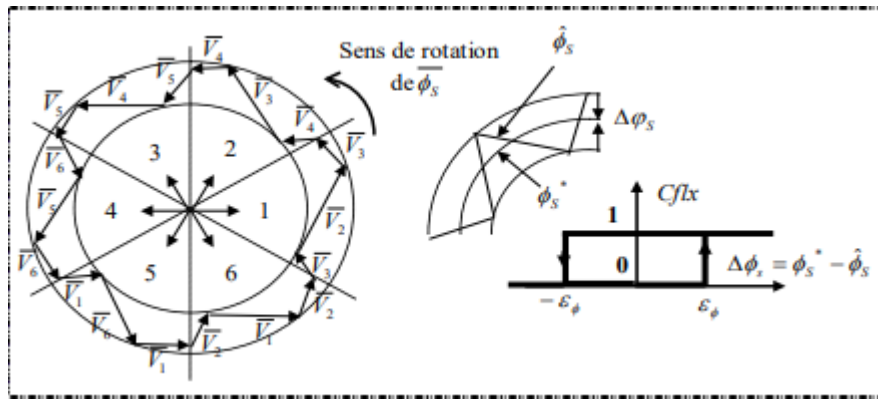


Figure III. 7 Correcteur de flux à hystérésis et sélection des vecteurs tensions.

On peut écrire ainsi :

$$\begin{cases} si & \Delta\phi_s > \varepsilon_\phi & & alor & Cflx=1 \\ si & 0 \leq \Delta\phi_s \leq \varepsilon_\phi & et & d\Delta\phi_s / dt > 0 & alor & Cflx=0 \\ si & 0 \leq \Delta\phi_s \leq \varepsilon_\phi & et & d\Delta\phi_s / dt < 0 & alor & Cflx=1 \\ si & \Delta\phi_s \leq -\varepsilon_\phi & & alor & Cflx=0 \end{cases}$$

(III.14)

En effet, si on introduit l'écart $\Delta\phi_s$ entre le flux de référence ϕ_s^* et le flux estimé ϕ_s dans un comparateur (correcteur) à hystérésis à deux niveaux, celui-ci génère à sa sortie la valeur ($Cflx = +1$) pour augmenter le flux et ($Cflx = 0$) pour le réduire; cela permet de plus d'obtenir une très bonne performance dynamique du flux. Ainsi, seul les vecteurs \bar{V}_{K+1} ou \bar{V}_{K+2} peuvent être sélectionnés pour faire évoluer le vecteur de flux statorique ϕ_s . Par contre, ce correcteur ne permet pas l'inversion du sens de rotation du vecteur de flux ϕ_s .

III.2.6.2. Le correcteur du couple

Le correcteur de couple a pour fonction de maintenir le couple dans les limites de façon à maintenir :

$$|C_e^* - C_e| \leq \varepsilon_{C_e}$$

(III.15)

Avec :

C_e^* : La consigne du couple.

Cependant une différence avec le contrôle du flux est que le couple peut être positif ou négatif selon le sens de rotation de la machine. Deux solutions peuvent être envisagées :

- un correcteur à hystérésis à deux niveaux.
- un correcteur à hystérésis à trois niveaux.

III.2.6.2.1. Le correcteur à deux niveaux

Ce correcteur est identique à celui utilisé pour le contrôle du module de $\bar{\phi}_s$. Il n'autorise le contrôle du couple que dans un seul sens de rotation. Ainsi seuls les vecteurs \bar{V}_{K+1} et \bar{V}_{K+2} , peuvent être sélectionnés pour faire évoluer le flux. Par conséquent, la diminution du couple est uniquement réalisée par la sélection des vecteurs nuls. Avec ce correcteur, pour inverser le sens de rotation de la machine il est nécessaire de croiser deux phases de la machine. Cependant ce correcteur est plus simple à implanter [39], [40].

III.2.6.2.2. Le correcteur à hystérésis à trois niveaux

Le correcteur à hystérésis à trois niveaux (-1, 0, 1) permet de contrôler le moteur dans les deux sens de rotation, soit pour un couple positif ou négatif [42]. Ce correcteur est modélisé par l'algorithme (III.15), tels que (Ccpl) représente l'état de sortie du comparateur et ϵ_{C_e} la limite de la bande d'hystérésis (voir figure III.8) :

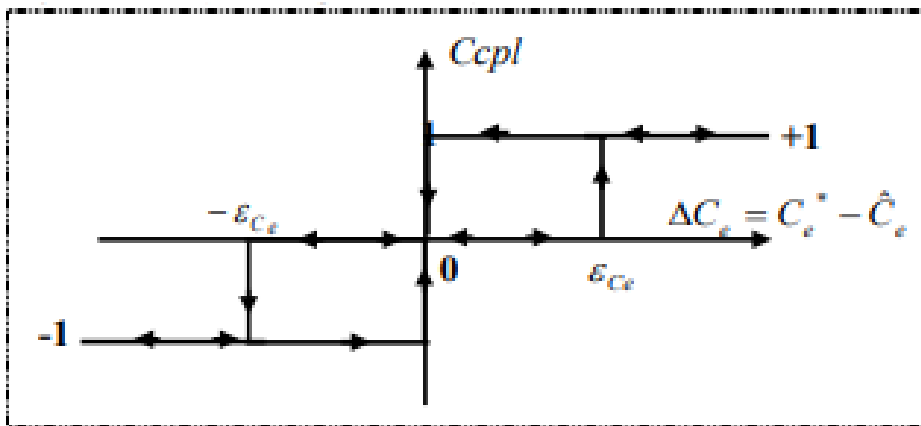


Figure III. 8 Comparateur à hystérésis à trois niveaux utilisés pour le réglage du couple Électromagnétique.

On peut écrire alors :

$$\begin{cases}
 \text{si } \Delta C_e > \epsilon_{C_e} & \text{alors } Ccpl = 1 \\
 \text{si } 0 \leq \Delta C_e \leq \epsilon_{C_e} & \text{et } d\Delta C_e / dt > 0 \text{ alors } Ccpl = 0 \\
 \text{si } 0 \leq \Delta C_e \leq \epsilon_{C_e} & \text{et } d\Delta C_e / dt < 0 \text{ alors } Ccpl = 1 \\
 \text{si } \Delta C_e < -\epsilon_{C_e} & \text{alors } Ccpl = -1 \\
 \text{si } -\epsilon_{C_e} < \Delta C_e < 0 & \text{et } d\Delta C_e / dt > 0 \text{ alors } Ccpl = 0 \\
 \text{si } -\epsilon_{C_e} < \Delta C_e < 0 & \text{et } d\Delta C_e / dt < 0 \text{ alors } Ccpl = -1
 \end{cases} \quad \text{(III.16)}$$

En Introduisant l'écart ΔC_e , entre couple électromagnétique de référence C_e^* et celui estimé C_e dans un comparateur à hystérésis à trois niveaux, celui-ci génère la valeur ($Ccpl=1$) pour augmenter le couple, ($Ccpl=-1$) pour le réduire et ($Ccpl=0$) pour le maintenir constant dans une bande ε_{C_e} autour de sa référence. Ce choix d'augmenter le nombre de niveaux est proposé afin de minimiser la fréquence de commutation moyenne des interrupteurs, car la dynamique du couple est généralement plus rapide que celle du flux. De plus, ce correcteur autorise une décroissance rapide du couple, en effet, pour diminuer la valeur de celui-ci, en plus des vecteurs nuls (arrêt de la rotation de $\bar{\phi}_s$), par exemple on peut appliquer les vecteurs \bar{V}_{K+1} et \bar{V}_{K+2} , si l'on choisit un sens de rotation positif (sens trigonométrique). Dans ce cas, le flux $\bar{\phi}_r$ rattrapera d'autant plus vite le flux $\bar{\phi}_s$ que ce dernier ne se contente pas seulement de "l'attendre : cas de l'application des vecteurs nuls" mais "va à sa rencontre : inversion du sens de rotation de $\bar{\phi}_s$ ".

III.2.7 Élaboration de la table de commutation

On élabore la table de vérité en se basant sur les erreurs du flux et du couple $\Delta\phi_s$ et ΔC_e et selon la position du vecteur de flux statorique ($N=1,\dots,6$). Le partage du plan complexe en six secteurs angulaires selon la figure (III.5) permet de déterminer, pour chaque secteur donné, la séquence de commande des interrupteurs de l'onduleur qui correspond aux différents états des grandeurs de contrôle $\Delta\phi_s$ et ΔC_e suivant la logique du comportement de flux et de couple vis-à-vis de l'application d'un vecteur de tension statorique [42].

Tableau III. 1 Table de commutation.

	AUGMENTATION	DIMINUTION
ϕ_s	$V_{K-1}, V_K \text{ et } V_{K+1}$	$V_{K+2}, V_{K+3} \text{ et } V_{K-2}$
C_e	$V_{K+1} \text{ et } V_{K+2}$	$V_{K-1} \text{ et } V_{K-2}$

Les tableaux ci-dessous résument, de façon générale, les séquences de tension actives à appliquer pour augmenter ou diminuer le module du flux statorique et le couple électromagnétique en fonction du secteur.

Tableau III. 2 Table de commande du flux.

	N = 1	N = 2	N = 3	N = 4	N = 5	N = 6
$\phi_s \uparrow$	V_6, V_1, V_2	V_1, V_2, V_3	V_2, V_3, V_4	V_3, V_4, V_5	V_4, V_5, V_6	V_5, V_6, V_1
$\phi_s \downarrow$	V_3, V_4, V_5	V_4, V_5, V_6	V_5, V_6, V_1	V_6, V_1, V_2	V_1, V_2, V_3	V_2, V_3, V_4

Tableau III. 3 Table de commande du couple.

	N = 1	N = 2	N = 3	N = 4	N = 5	N = 6
$C_e \uparrow$	V_2, V_3	V_3, V_4	V_4, V_5	V_5, V_6	V_6, V_1	V_1, V_2
$C_e \downarrow$	V_5, V_6	V_6, V_1	V_1, V_2	V_2, V_3	V_3, V_4	V_4, V_5

Finalement, la comparaison des tables de commande du module du flux statorique et du couple électromagnétique permet la synthèse finale d'une seule table de commande, mais on peut la décomposer en deux autres tables, la première avec vecteurs tension nuls et la deuxième avec vecteurs tension active

Tableau III. 4 Stratégie de contrôle avec comparateur à hystérésis à trois niveaux avec les vecteurs de tensions nuls.

Flux	Couple	N = 1	N = 2	N = 3	N = 4	N = 5	N = 6	Correcteur
	$C_{cpl}=1$	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2	2 Niveaux
$C_{flx}=0$	$C_{cpl}=0$	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	
	$C_{cpl}=-1$	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	3 Niveaux
	$C_{cpl}=1$	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	2 Niveaux
$C_{flx}=1$	$C_{cpl}=0$	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	
	$C_{cpl}=-1$	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5	3 Niveaux

En sélectionnant l'un des vecteurs nuls, la rotation du flux statorique est arrêté et entraîne aussi une décroissance du couple, nous choisissons V_0 ou V_7 de manière à minimiser le nombre de commutation d'un même interrupteur de l'onduleur.

III.2.8 Structure générale de la DTC appliquée à la MSAP

La Figure (III.9) représente la structure générale la commande directe du couple d'une machine synchrone à aimant permanent alimentée par un onduleur à deux niveaux de tension. A chaque période d'échantillonnage T_e on fait une estimation du flux statorique et du couple électromagnétique à partir de la mesure des courants statoriques et de la connaissance du vecteur tension imposée. La vitesse de rotation est mesurée par le capteur, comparée avec une référence, l'erreur de cette comparaison passe par un régulateur de type PI pour construire la référence du couple.

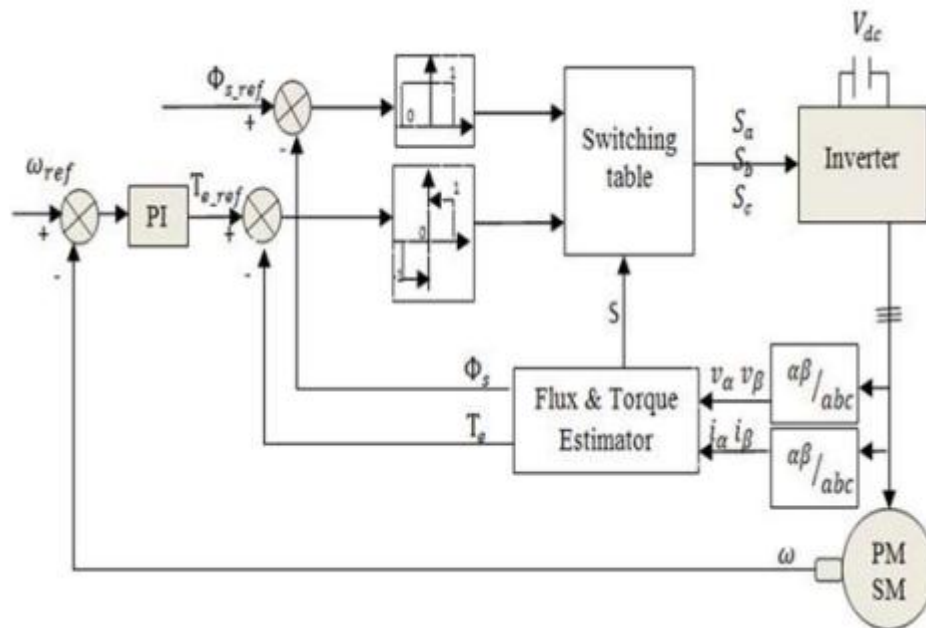


Figure III. 9 Schéma de la structure générale du contrôle direct du couple de la MSAP.

III.3 Logique floue

Au début des années 30, le logicien polonais Jan Lukasiewicz a développé le système logique avec trios valeurs puis l'a étendu à tous les nombres rationnels entre 0 et 1. Il a défini la logique floue comme une logique qui utilise la fonction générale de vérité qui peut prendre toutes les valeurs entre 0 (faux) et 1 (vrai).

Dans les années 30, Max Black a appliqué la logique floue aux ensembles d'éléments ou de symboles. Il a appelé imprécision l'incertitude de ces ensembles. Il a dessiné la première fonction d'appartenance d'un ensemble floue [39].

En 1965 Lotfi Zadeh a publié l'article "fuzzy sets" dans lequel il a développé la théorie des ensembles flous et introduit le terme fuzzy dans la littérature technique. C'est le début des tentatives de modélisation des systèmes par des relations floues. Les premières investigations de Zadeh étaient l'utilisation de la logique pour représenter une approche "système expert"

au réglage automatique, où la règle de commande est remplacée par des règles floues [39-41].

Les premiers résultats en commande floue ont été publiés par Mamdani et Assilian en 1975. Ce qui a encouragé différentes activités en Angleterre, au Danemark et en France.

Après 1980, les recherches s'arrêtent en Europe mais les japonais les reprennent. Leur industrie a lancé de nombreux produits basés sur la logique floue, notamment des appareils électroménagers et du matériel audio-visuel.

III.3.1 Principe

L'idée de base a pris naissance lorsqu'on a constaté la difficulté de programmer un automate en vue de la réalisation d'une tâche, cependant jugée simple à réaliser par un être humain. Le mode de raisonnement humain et le moyen de formaliser la connaissance humaine dans un langage accessible à une machine constituent, donc, les deux principaux sujets de réflexion qui ont mené à l'apparition de la logique floue [57] [58].

III.3.2 Définition

Le concept de logique floue vient de la constatation que la variable booléenne, qui ne peut prendre que deux valeurs (vraie ou fausse) est mal adaptée à la représentation de la plupart des phénomènes courants. En effet, cette logique classique considère qu'une proposition est soit vraie soit fausse. En revanche, la logique floue distingue une infinité de valeurs de vérité (entre 0 et 1).

III.3.3 Eléments de base de la logique floue

III.3.3.1 Ensemble ordinaire et ensemble flou

Soit un ensemble X continu ou non, fini ou infini, tel que « $x \in X$ » désigne un ensemble de X . A est un sous ensemble binaire ou ordinaire de X lorsque $A \in X$. L'ensemble ordinaire A est défini par sa fonction caractéristique (ou fonction d'appartenance) telle que :

$$\begin{aligned} \mu_A(x) : X &\rightarrow [0,1] \\ \mu_A(x) &: \begin{cases} 1; \text{ si } & x \in A \\ 0; \text{ si } & \text{non} \end{cases} \end{aligned} \quad (\text{III.17})$$

La notion d'ensemble flou permet des graduations dans l'appartenance d'un élément à une classe, c'est-à-dire autorise un élément à appartenir plus au moins fortement à cette classe. Soit un référentiel X dénombrable ou non et x un élément de X , alors un ensemble flou

A de X est un ensemble de couples tel que :

$$A = \{ (x, \mu_A(x)) / x \in X \} \quad (\text{III.18})$$

$\mu_A(x)$ est le degré d'appartenance de x à A . $\mu_A(x)$ est attribué à u par la fonction d'appartenance de A qui prend ses valeurs dans un ensemble totalement ordonné M . L'ensemble d'appartenance est pris généralement égal à l'intervalle $[0,1]$. La fonction d'appartenance d'un ensemble flou A est définie par

$$\begin{aligned} \mu_A : X &\rightarrow [0,1] \\ x &\rightarrow \mu_A(x) \end{aligned} \tag{III.19}$$

III.3.3.2 Différentes formes de fonction d'appartenance

Nous avons vu que chaque ensemble flou peut être représenté par sa fonction, d'appartenance. Si l'ensemble de référence est discret, les fonctions d'appartenance sont des valeurs discrètes de l'intervalle $[0, 1]$. Si l'univers du discours est un ensemble continu, nous pouvons représenter ces valeurs analytiquement comme fonction d'appartenance. Les fonctions d'appartenance peuvent avoir différentes formes :

- Monotones (croissantes ou décroissantes), comme montré sur la figure (III.10.a) et (3.10.b).
- Triangulaires : figure (III.10 c).
- Trapézoïdales : figure (III.10 d).
- En forme de cloche (Gaussiennes). Comme montré sur la figure (III.10 e).

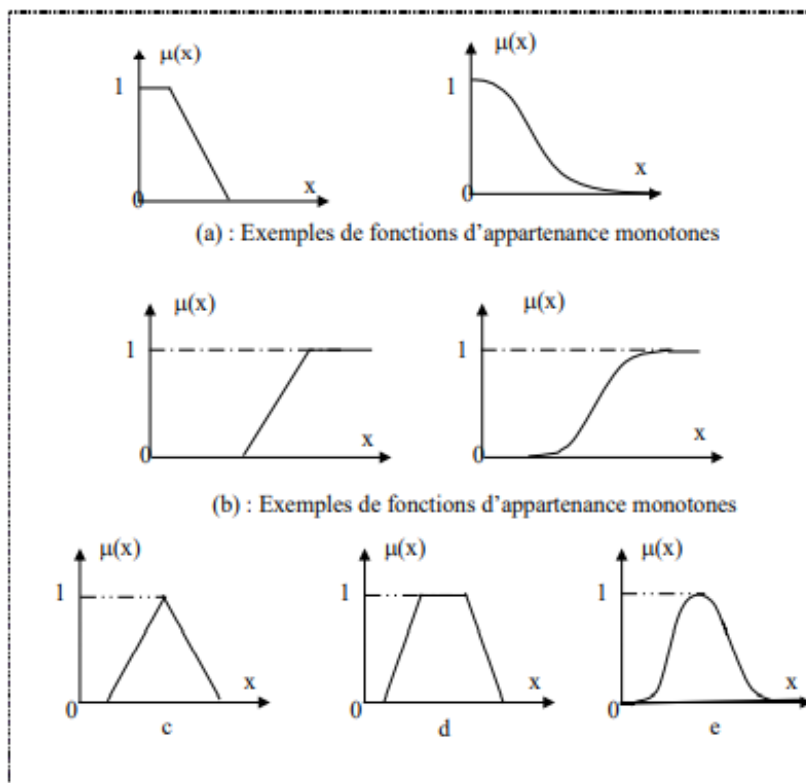


Figure III. 10 les fonctions d'appartenances usuelles.

III.3.4 Régulateur Flou

III.3.4.1 Principe

La commande floue est certainement le domaine d'application de la logique floue le plus utilisé. Son but est, comme en automatique classique de gérer un processus selon une consigne désirée, par action sur des grandeurs physiques. Sa particularité est de reproduire le comportement d'un opérateur humain, plutôt que de réaliser un modèle mathématique du système [59].

III.3.4.2 Constitution du contrôleur flou

Le contrôleur flou est composé [41] :

- D'une base des règles, qui contient les règles décrivant la conduite de l'expert ;
- D'une logique de prise de décision
- D'une interface de FUZZIFICATION, laquelle permet de transformer les grandeurs mesurées d'entrée en des grandeurs floues ;
- D'une interface de DEFUZZIFICATION à la sortie, laquelle détermine une action précise à partir des descriptions floues des variables de sortie.

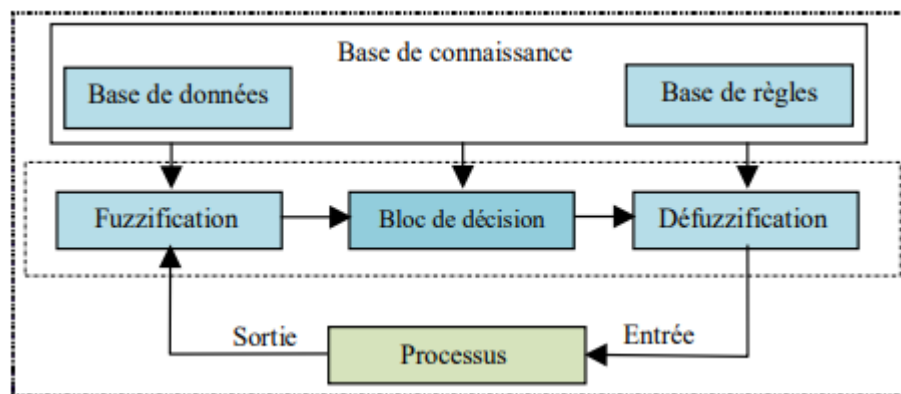


Figure III. 11 Structure d'un régulateur flou

III.3.4.2.1 Base des règles

Ces règles permettent de déterminer le signal de sortie du contrôleur en fonction des signaux d'entrée, elles sont exprimées sous la forme " SI-ALORS "[39].

Les règles floues représentent le cœur du régulateur, est permettent d'exprimer sous forme linguistique les variables d'entrée du régulateur aux variables de commande du système.

Un type de règle peut-être par exemple :

Si x_1 est "positif grand" et x_2 est "zéro environ" alors u est "négatif grand".

Où x_1 et x_2 représentent deux variables d'entrée du régulateur telles que : l'écart de réglage, sa variation et u la commande. L'expérience dans l'élaboration de ces règles joue un rôle important.

Une représentation graphique de l'ensemble des règles, appelée matrice d'inférence ou table des règles, permet de synthétiser le cœur de régulateur flou.

III.3.4.2.2 Logique de prise de décision (INFERENCE FLOUE)

La logique de prise de décision est le noyau du contrôleur flou, elle est capable de simuler la prise de décision de l'être humain en se basant sur les concepts flous et les règles d'inférence en logique floue. Pour le réglage par logique floue, il est utilisé en général une des méthodes suivantes :

- METHODE D'INFERENCE MAX-MIN (METHODE DE MAMDANI) : La méthode d'inférence min-max, utilise l'opérateur « ET » par la formulation du minimum. La conclusion dans chaque règle, introduite par « ALORS », qui est réalisé par la formation du minimum. Enfin l'opérateur « OU » lie les différentes règles, réalisé par la formation du maximum.

- METHODE D'INFERENCE MAX-PRODUIT (METHODE DE LARSEN) : La méthode d'inférence max-produit, réalise l'opérateur « ET » par la formulation du produit. La conclusion dans chaque règle, introduite par « ALORS », est réalisée par la formation du produit. L'opérateur « OU » qui lie les différentes règles est réalisé par la formation du maximum.

- METHODE DE SUGENO : L'opérateur « ET » est réalisé par la formulation du minimum, la conclusion de chaque règle floue a une forme polynomiale.

III.3.4.2.3 Interface de fuzzification

Les ensembles flous des variables d'entrée et leurs fonctions d'appartenance sont à définir en premier lieu. L'étape de fuzzification permet de fournir les degrés d'appartenance de la variable floue à ses ensembles flous en fonction de la valeur réelle de la variable d'entrée.

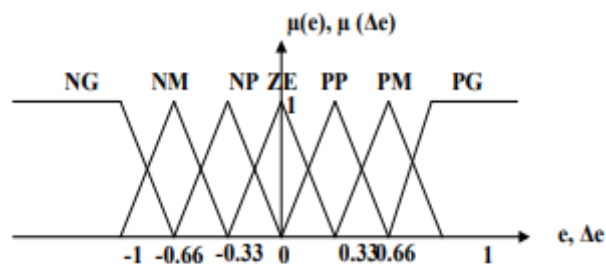
Le choix du nombre des ensembles flous, de la forme des fonctions d'appartenance, du recouvrement de ces fonctions et de leur répartition sur l'univers de discours n'est pas évident. Il y a cependant des facteurs qui sont plus importants que d'autres [60].

Les grandeurs physiques d'entrée X sont réduites à des grandeurs normalisées x dans une plage de variation, souvent $[-1 \ 1]$, appelé univers de discours, qui peut être soit discret, soit

continu. Bien souvent, cet univers de discours est borné, en appliquant une limitation sur la valeur numérique de $|x| \leq 1$, pour pallier le problème des grandes variations de X. Les gains de normalisation caractérisent des facteurs d'échelles d'entrée x et X.

Dans le cas d'un univers de discours continu, le nombre de valeur linguistique (négative petite, négative moyenne, positive grande, ...), représenté par des fonctions d'appartenance, pour une variable x_1 peut varier (par exemple trois, cinq ou sept). Un exemple de fuzzification continue est illustré (figure III.12) pour une seule variable de x, avec les fonctions d'appartenance triangulaire ; les valeurs linguistique correspondantes sont caractérisées par des symboles tel que :

- NG : Négative Grande.
- NM : Négative Moyenne.
- NP : Négative Petite.
- PP : Positive Petite.
- PM : Positive Moyenne.
- PG : Positive Grande.



- ZE : Zéro Environ.

Figure III. 12 Fonctions d'appartenances des variables

III.3.4.2.4 Interface de defuzzification

Par cette étape se fait le retour aux grandeurs de sortie réelles. Il s'agit de calculer, à partir des degrés d'appartenance à tous les ensembles flous de la variable de sortie, l'abscisse qui correspond à la valeur de cette sortie. Différentes méthodes sont utilisées : [39]

III.3.4.2.4.1 Méthode par valeur maximum

Cette méthode est beaucoup plus simple. La valeur de sortie est choisie comme l'abscisse de la valeur maximale de la fonction d'appartenance.

III.3.4.2.4.2 Méthode du centre de gravité

C'est la méthode de defuzzification la plus courante. L'abscisse du centre de gravité de la fonction d'appartenance résultant de l'inférence correspond à la valeur de sortie du régulateur.

$$x = \frac{\int x \cdot \mu_R(x) dx}{\int \mu_R(x) dx} \quad (\text{III.20})$$

Il apparaît que plus la fonction d'appartenance résultante est compliquée, plus le processus de defuzzification devient long et coûteux en temps de calcul.

III.3.4.2.4.3 Méthode des hauteurs pondérées

Elle correspond à la méthode de centre de gravité quand les fonctions d'appartenance ne se recouvrent pas.

$$x = \frac{\sum_{i=1}^n X_i \cdot \mu_{R_i}(x)}{\sum \mu_{R_i}(x)} \quad (\text{III.21})$$

Cette méthode est surtout utilisée quand les fonctions d'appartenance de la variable de sortie sont des barres (rectangles de largeurs étroites). Où μ_{R_i} est le degré de confiance ou d'activation de la règle

R_i et x est l'abscisse du centre de gravité de l'ensemble flou de la variable de sortie associée à la règle R_i .

III.3.5 La commande DTC associée à des régulateurs flous

III.3.5.1 Régulateur de type MAMDANI

MAMDANI a présenté pour la première fois, la technique de réglage par la logique floue et il a conçu le premier contrôleur flou. Ce contrôleur est construit autour d'un organe de décision manipulant des règles subjectives et imprécises. Pour les experts qui connaissent bien le système, l'obtention de ces règles est assez facile. MACVICAR ET WHELAN ont fait une analyse sur les bases des règles de MAMDANI et ont proposé une matrice des règles qui possède deux entrées, l'erreur et sa variation, en se basant sur les deux principes suivants [59] [61].

- Si la sortie à régler est égale à la valeur désirée et la variation de l'erreur est nulle, la commande sera maintenue constante.
- Si la sortie à régler diverge de la valeur désirée, l'action sera dépendante du signe et de la valeur de l'erreur et de sa variation.

La structure du régulateur flou proposé par MAMDANI pour un système simple a une

seule entrée et une seule sortie (Figure III.13).

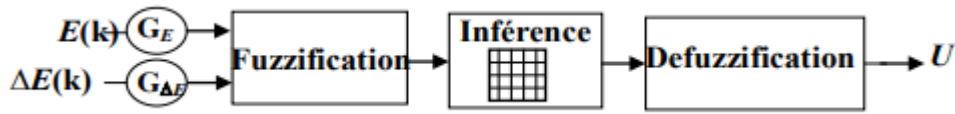


Figure III. 13 Synoptique d'un régulateur flou selon MAMDANI.

On retrouve en entrée et en sortie du contrôleur flou des gains dits "facteurs d'échelle ou de normalisation" qui permettent de changer la sensibilité du régulateur flou sans en changer la structure. L'erreur E et la variation de l'erreur ΔE sont normalisées comme suit :

$$\begin{cases} X_E = G_E \cdot E \\ X_{\Delta E} = G_{\Delta E} \cdot \Delta E \end{cases} \quad \text{III.22}$$

III.3.5.2 Régulateur de flux à deux ensembles

- **Fuzzification**

Les ensembles flous des variables d'entrée et leurs fonctions d'appartenance sont à définir en premier lieu. Dans ce régulateur, l'intervalle d'intérêt de chaque variable d'entrée, et de la variable de sortie est divisé en deux classes, comme c'est montré à la Figure III.14.

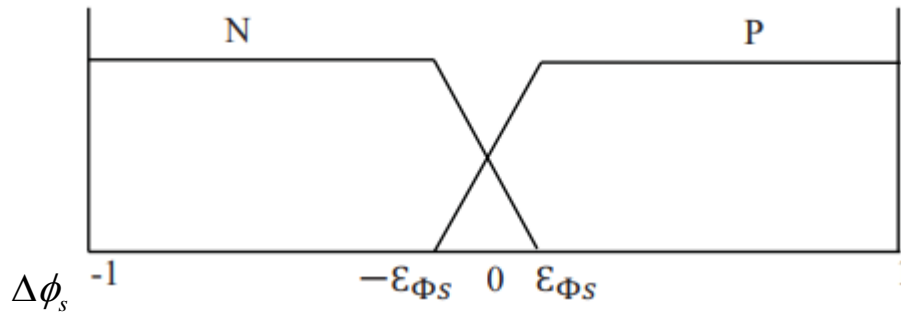


Figure III. 14 la fonction d'appartenance pour les variables d'entrée.

Les classes sont nommées : N pour Négative, Z pour Zéro ou nulle, et P pour Positif. Les intervalles de variation n'ont pas les mêmes dimensions pour les deux variables d'entrées.

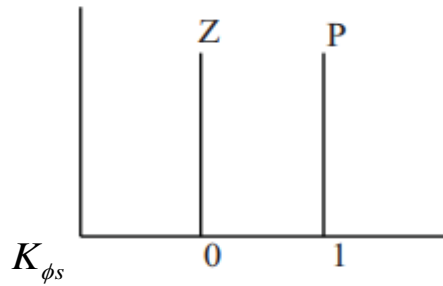


Figure III. 15 La fonction d'appartenance pour la variable de sortie.

Les règles floues permettent de déterminer le signal de sortie du régulateur en fonction des signaux d'entrée. Elles relient le signal de sortie aux signaux d'entrée par des conditions linguistiques prenant en compte l'expérience ou le savoir-faire prise par un opérateur humain [62-65].

- **La table des règles**

Dans cette table nous citons les règles floues provenant de la connaissance du processus par les experts. Dans notre cas pour le contrôle du flux par exemple :

$$\begin{cases} \text{si } \Delta\phi_s \text{ est } P \text{ alors } K_{\phi_s} = 1 \\ \text{si } \Delta\phi_s \text{ est } N \text{ alors } K_{\phi_s} = 0 \end{cases}$$

III.3.5.3 Régulateur de couple à cinq ensembles

- **Fuzzification**

Les ensembles flous des variables d'entrée, de sortie et leurs fonctions d'appartenancesont présentés comme suit :

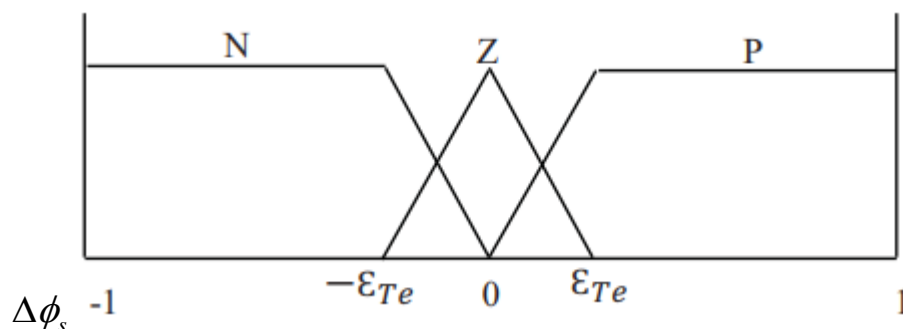


Figure III. 16 La fonction d'appartenance pour les variables d'entrée.

Les classes sont nommées : N pour Négative, Z pour Zéro ou nulle, P pour Positif.

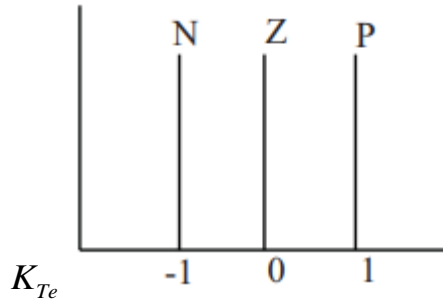
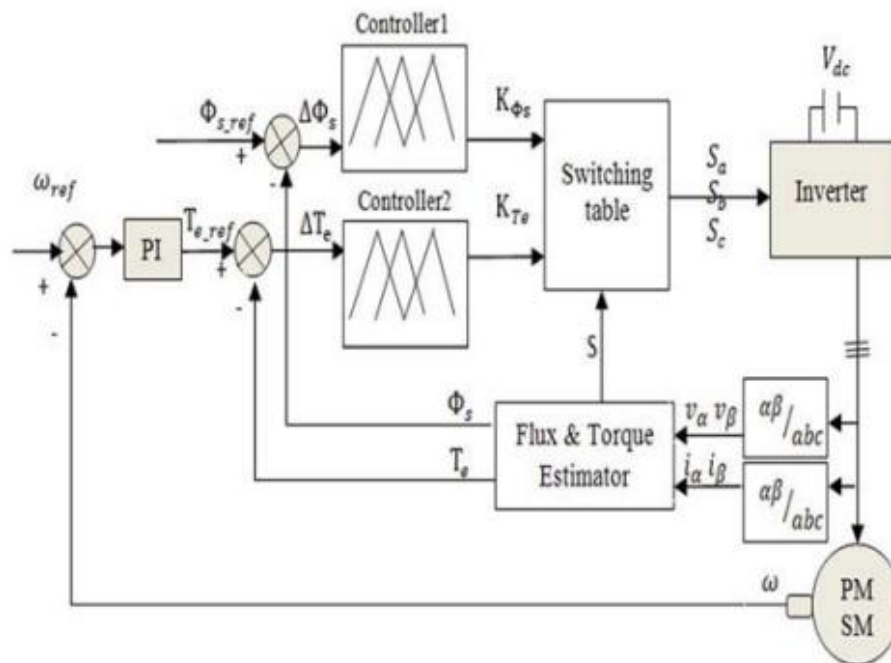


Figure III. 17 La fonction d'appartenance pour la variable de sortie.

• **Defuzzification**

Nous utilisons pour la defuzzification la méthode des hauteurs pondérées, cette méthode n'est rien d'autre qu'un cas particulier de la méthode du centre de gravité. Dans ce cas, nous choisissons des fonctions d'appartenance pour la variable de sortie des barres, et nous aboutissons à une simplification de la détermination de l'abscisse du centre de gravité. On utilise cette méthode pour les deux régulateurs du flux et du couple.



III.3.6 Schéma global de la commande DTC associée aux régulateurs flux

Figure III. 18 Structure de la DTC avec régulateurs flux.

III.4. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié la théorie de la commande directe du couple. Ce type de contrôle est basé sur la détermination directe des séquences de commande de l'onduleur à

partir d'un choix optimal des vecteurs tension basée sur une régulation des valeurs instantanées du couple électromagnétique et du flux statorique.

Par la suite, la technique de la logique floue a été exposée, en commençant par un rappel sur les concepts de base sur lesquels repose la théorie de la logique floue, Par la suite nous nous sommes intéressés aux étapes de conception d'un régulateur flou afin d'introduire ce dernier dans la commande directe du couple tout en remplaçant les contrôleurs à hystérésis par des contrôleurs flous dans le but d'améliorer les performances la DTC classique.

Le dernier chapitre est prévu pour montrer les résultats des simulations et comparer entre les différentes techniques de commandes à savoir la commande DTC et la commande FDTC.

Chapitre IV
Simulation et résultats

IV.1 Introduction

L’objectif de ce chapitre de ce chapitre est de tester les deux techniques de commande à savoir la commande directe du couple et la commande directe du couple par logique floue appliquée à la MSAP utilisées dans le système véhicule électrique. Les commandes seront testées et validées par des simulations numériques en utilisant l’environnement MATLAB-SIMULINK, selon un cycle de vitesse personnalisée. Ensuite, une étude comparative sera effectuée entre les deux techniques de commande afin de trouver la méthode la plus appropriée. Les résultats de simulations seront effectués dans les mêmes conditions pour la DTC classique et FDTC.

IV.2 Simulations et résultats

Le modèle est testé sur un cycle de 60 secondes pendant le fonctionnement à des vitesses différentes selon un profile personnalisé.

IV.2.1 Résultats de simulation sous la technique DTC

Dans cette sous-section, les performances du système VE ont été testées en utilisant la technique DTC.

La Figure (IV.1) montre l’allure de vitesse du véhicule et sa référence. On remarque que la vitesse du véhicule suit bien sa référence. Le zoom sur la figure mentionnée montre bien que l’erreur est admissible.

La Figure (IV.2) représente le couple électromagnétique de la machine et sa référence. Le zoom sur la même figure montre que le couple mesuré suit parfaitement le couple de référence même lorsque les trajectoires changent brusquement avec une bonne ondulation très importante.

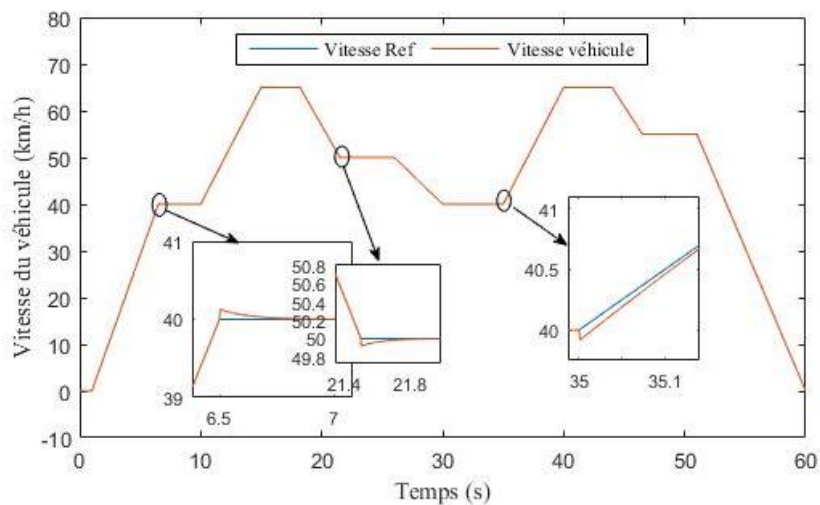


Figure IV. 1 Vitesse du VE avec sa référence sous la technique DTC

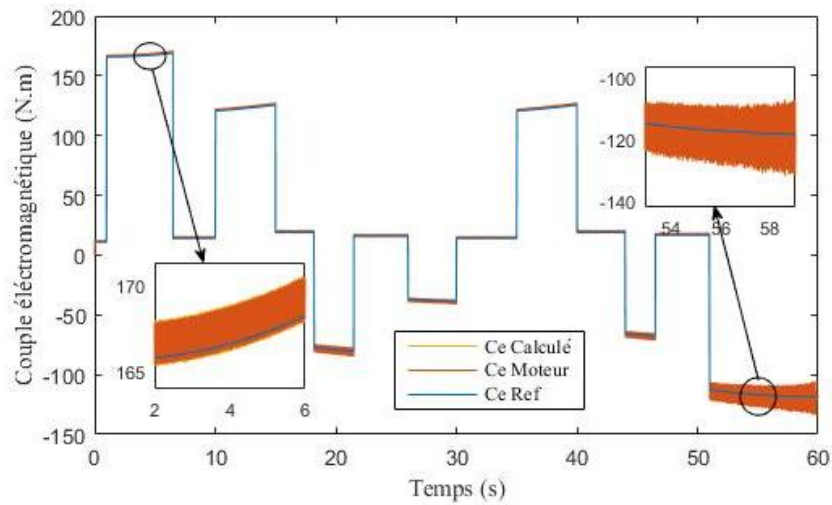


Figure IV. 2 Couple électromagnétique avec sa référence sous la DTC

La Figure (IV.3) représente le flux statorique, on peut voir que le flux statorique mesuré suit sa référence avec une bonne précision pendant toutes les trajectoires avec une ondulation importante.

Sur la Figure (IV.4) on remarque que la variation des courants statoriques correspond aux changements du couple de charge. Le zoom montre que les courants statoriques sont parfaitement sinusoïdaux.

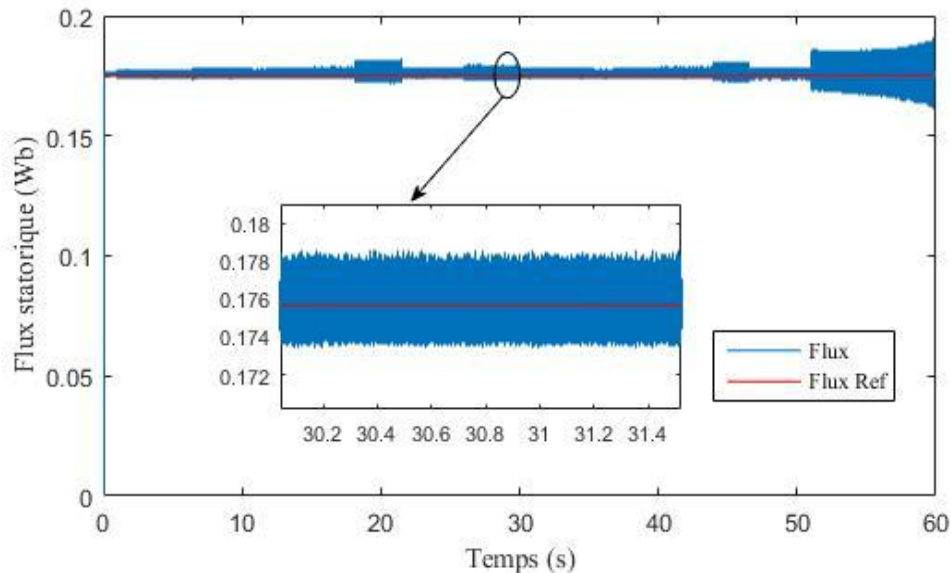
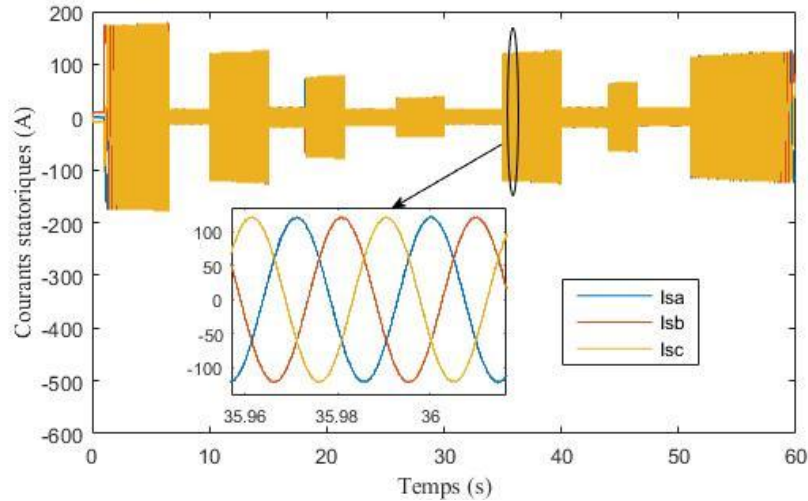


Figure IV. 3 Flux statorique avec sa référence sous la DTC



La Figure (IV.5) représente l'analyse spectrale du courant sous la technique DTC, ainsi sa valeur de THD (6.88%) qu'on peut considérer comme raisonnable.

La Figure (IV.6), illustre la trajectoire du vecteur flux circulaire dans le plan biphasé (α , β) obtenue par la technique DTC où on peut voir que la forme de sa projection est quasi circulaire avec des ondulations importantes.

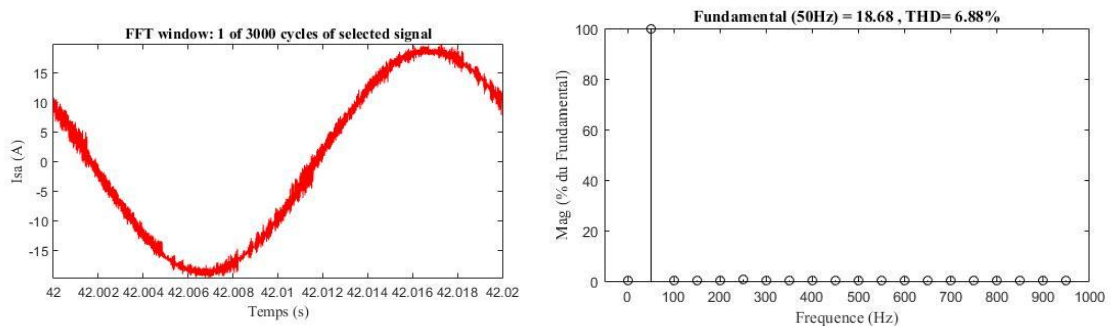


Figure IV. 5 Analyse FFT du courant de phase sous la DTC

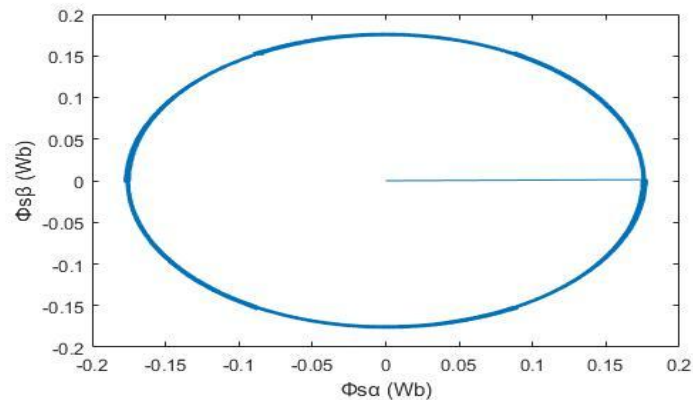


Figure IV. 6 Trajectoire du flux statorique dans le plan α - β sous la DTC

IV.2.2 Résultats de simulation sous la FDTC

Dans cette sous-section, les performances dynamiques du système VE ont été testées en utilisant la méthode FDTC.

La vitesse du VE obtenue sous la technique FDTC avait un petit écart par rapport à celle obtenue sous la technique DTC classique comme présenté dans la figure (IV.7).

La figure (IV.8) représente le couple électromagnétique de la MSAP. On peut voir clairement que le couple électromagnétique obtenu sous la technique FDTC suit bien sa référence avec une ondulation moins importante.

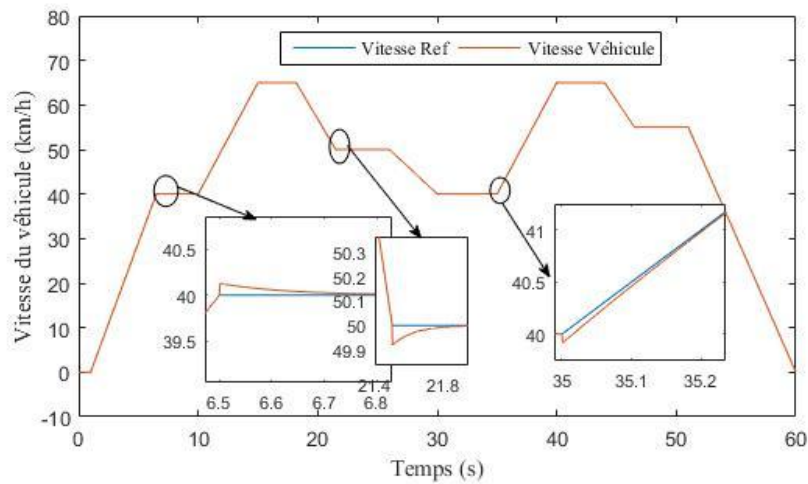


Figure IV. 7 Vitesse du VE avec sa référence sous la technique FDTC

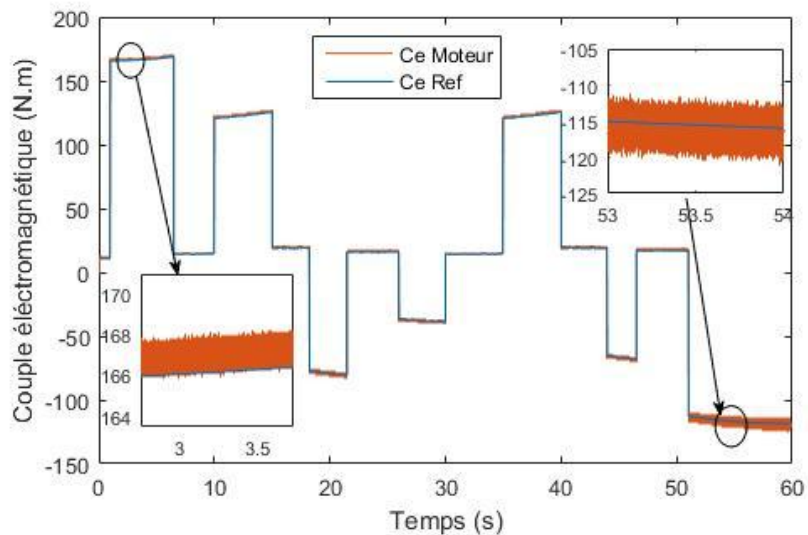


Figure IV. 8 Couple électromagnétique avec sa référence sous FDTC

Le flux statorique est illustré à la figure (IV.9). On remarque que le flux varie au voisinage de la valeur de référence avec un écart moins fable que celui obtenu sous la

technique DTC.

La Figure (IV.10) représente les courants statoriques. On peut voir sur cette figure que les courants sont parfaitement sinusoïdaux et répondent aussi bien aux variations de la charge.

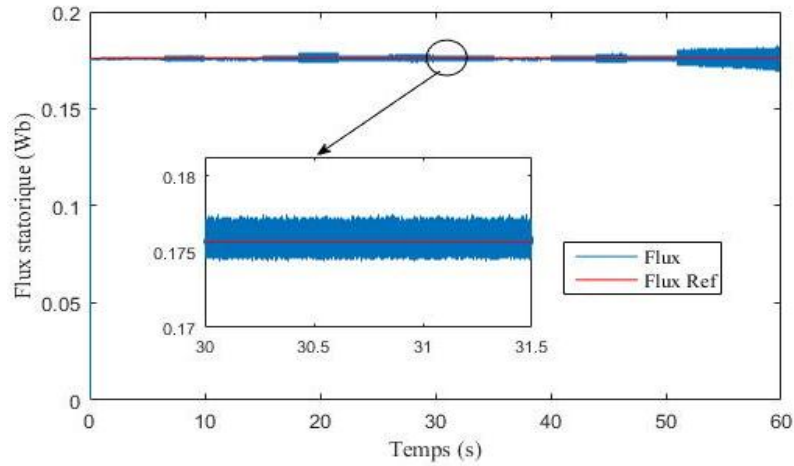


Figure IV. 9 Flux statorique avec sa référence sous FDTC

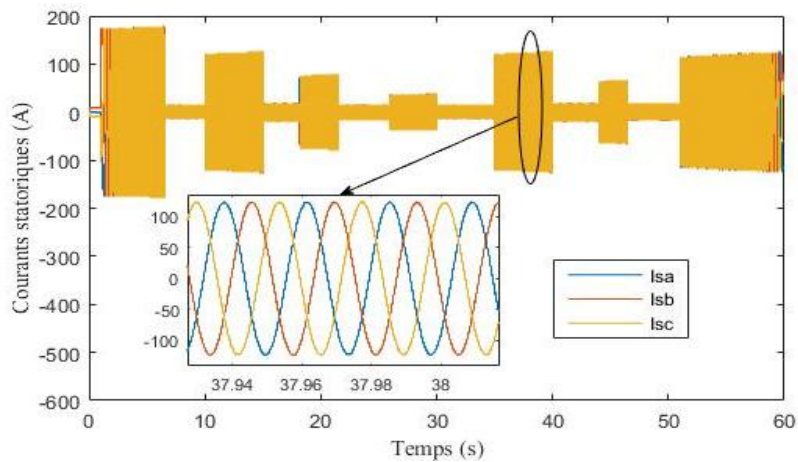


Figure IV. 10 Courants statoriques sous la technique FDTC

La Figure (IV.11) représente l'analyse des harmoniques du courant statorique I_{sa} . On remarque que le taux de distorsion harmonique THD égale à 4.07% au lieu de 6.08% dans le cas de la technique DTC. La réduction des ondulations du couple sous la technique FDTC a sin effet sur la qualité du courant statorique.

La Figure (IV.12), illustre la trajectoire du vecteur flux circulaire dans le plan biphasé (α, β) obtenue par la technique FDTC où on peut voir que la forme de sa projection est quasi circulaire avec moins d'ondulations.

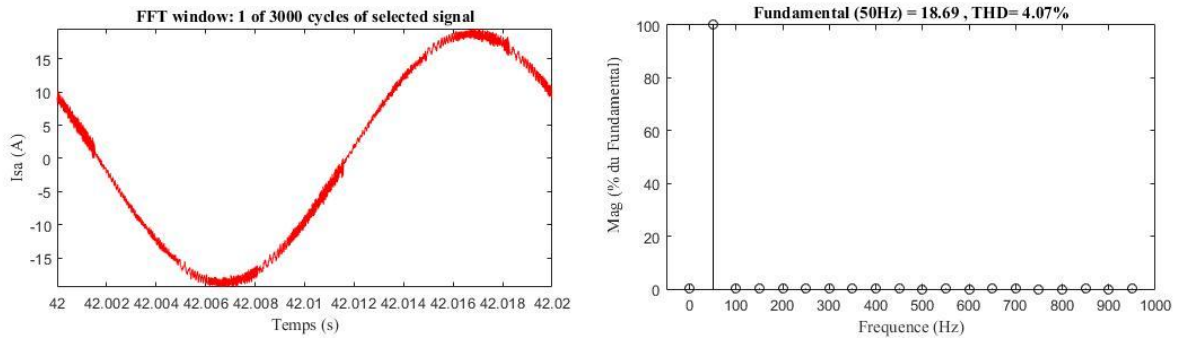


Figure IV. 11 Analyses FFT du courant de phase sous la FDTC.

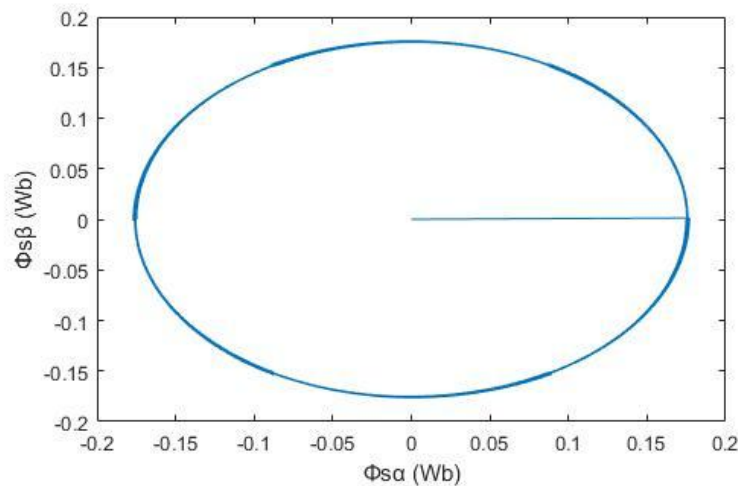


Figure IV. 12 Trajectoire du flux statorique dans le plan α - β sous la FDTC

IV.3 Comparaison entre les deux techniques de commande

Dans le but de connaître la meilleure technique de commande de la machine une étude comparative est indispensable entre les deux techniques de commande traitées précédemment.

La figure (IV.13) illustre la vitesse de VE en utilisant différentes méthodes de commande à savoir la DTC classique et FDTC, On peut observer une réponse dynamique plus rapide et un écart de vitesse minimal sous la technique FDTC que DTC.

Le couple électromagnétique est présenté dans la figure (IV.14). On peut voir clairement qu'une petite ondulation du couple a été obtenue sous la technique de commande FDTC. On constate une amélioration de 30,43% par rapport à la DTC classique.

La Figure (4.15), représente le flux statorique de PMSM dans le système VE sous différentes méthodes de commande. Une réduction de 46,15 % des ondulations de flux observée par rapport à la DTC conventionnel.

La Figure (IV.16), illustre la trajectoire du vecteur flux circulaire dans le plan biphasé (α , β), sous les deux méthodes de commande, indiquant que les meilleures performances ont été obtenues en utilisant la méthode FDTC.

Les résultats de simulation présentés dans le tableau IV.1 confirment que les performances de la technique FDTC sont supérieures à celles de la technique DTC conventionnel.

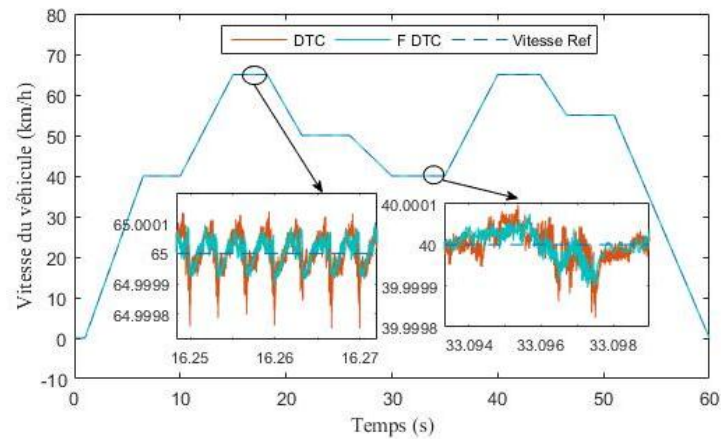


Figure IV. 13 Vitesse du VE sous les deux techniques de commande

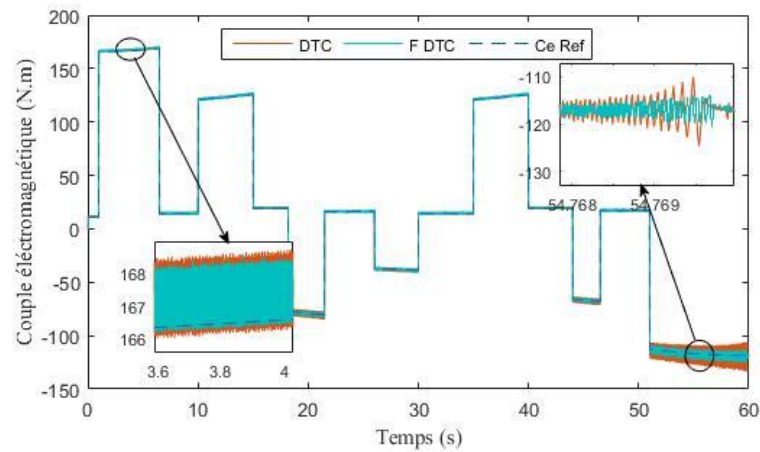


Figure IV. 14 Couple électromagnétique sous les deux techniques de commande

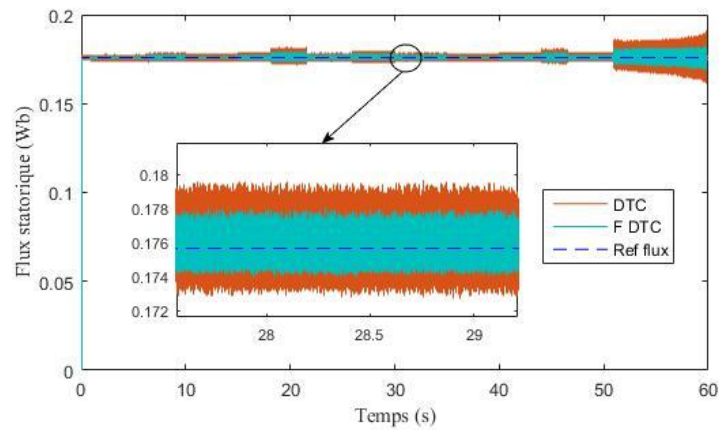


Figure IV. 15 Flux du stator sous différentes techniques de commande.

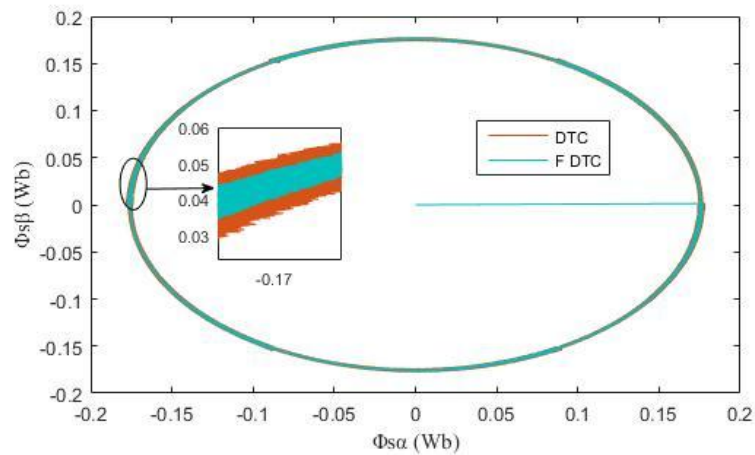


Figure IV. 16 Trajectoire du flux statorique dans le plan α - β sous les deux technique de commande

Tableau IV. 1 Résumé des résultats de la comparaison

Performances	Caractéristiques	DTC	FDTC	Améliorations (%)
T_e	Ondulation (Nm)	2.3	1.6	30.43
ϕ_s	Ondulation (Wb)	0.0065	0.0035	46.15
I_a	THD (%)	6.88	4.07	40.84

IV.4 Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre les résultats de simulations des deux techniques de commande à savoir la commande directe du couple et la commande directe du couple par logique floue appliquées à la MSAP utilisé dans un système EV. Une étude comparative a été faite entre ces méthodes de commande afin de définir la stratégie de commande la plus appropriée.

Les résultats obtenus montrent une bonne performance de l'ensemble du système, où la technique de commande FDTC minimise les ondulations de couple et de flux avec 30,43% et 46,15%, respectivement, par rapport à la technique DTC conventionnel et réduit le THD du courant de la MSAP avec 40,84%.

Conclusion générale

Conclusion générale

Nous avons tout d'abord consacré le premier chapitre à l'étude et à la présentation des véhicules électriques ainsi que leurs évolutions à travers l'histoire, en présentant des différentes architectures, des divers composants qui font partie de la chaîne de traction.

Ensuite dans le deuxième chapitre nous avons vu brièvement la modélisation de la MSAP. Nous avons utilisé la transformation de PARK pour présenter la machine triphasée dans un repère à deux axes afin de simplifier la résolution des équations électromagnétiques de la machine. Ensuite, nous avons modélisé l'onduleur de tension triphasé et sa commande à MLI sinus triangle. Enfin, nous avons présenté un modèle simple du véhicule électrique traduisant le mouvement longitudinal, où on a étudié sa modélisation en présentant le couplage entre les deux modèles mécanique et électrique.

Dans le troisième chapitre, nous avons présenté une étude théorique sur le principe du contrôle direct du couple (DTC) classique de la MSAP utilisé dans le système VE. Ensuite, dans la deuxième partie de ce chapitre, nous avons développé un algorithme de commande basé sur la DTC classique par logique floue. En effet, les contrôleurs à hystérésis ont été remplacés par des contrôleurs flous pour améliorer les performances de la commande de la MSAP.

Dans le quatrième chapitre, les résultats obtenus par la DTC classique sont comparés avec ceux obtenus par la FDTC. Les résultats obtenus montrent une bonne performance de l'ensemble du système, où la technique de commande FDTC minimise les ondulations de couple et de flux et réduit le THD du courant de la MSAP.

A l'issue de l'étude effectuée, nous envisageons les perspectives suivantes :

- Utilisation d'autres branches de l'intelligence artificielle autre que la logique floue ;
- Validation expérimentale des deux techniques de commande.

Références bibliographiques

Références bibliographiques

- [1] Kakouche, K., Rekioua, T., Mezani, S., Oubelaid, A., Rekioua, D., Blazek, V., ... & Ghoneim, S. S. (2022). Model Predictive Direct Torque Control and Fuzzy Logic Energy Management for Multi Power Source Electric Vehicles. *Sensors*, 22(15), 5669.
- [2] Hannan, M. A., Azidin, F. A., & Mohamed, A. (2014). Hybrid electric vehicles and their challenges: A review. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 29, 135-150.
- [3] Kempton, W., & Letendre, S. E. (1997). Electric vehicles as a new power source for electric utilities. *Transportation Research Part D: Transport and Environment*, 2(3), 157-175.
- [4] V. Mester, Conception optimale systémique des composants des chaînes de traction électrique, Thèse de doctorat, Ecole central de Lille, Mai 2007.
- [5] . Khoucha, A. Khoudiri, M. Benbouzid, A. Kheloui, Commande DTC d'une propulsion moteur asynchrone/onduleur multi niveaux asymétrique pour un véhicule électrique , *Européen Journal of Electrical Engineering* 14, 2-3 (2011) 237-254..
- [6] H. Benariba, Contribution à la commande d'un véhicule électrique, Thèse de doctorat. 2018
- [7] D. Benoudjit, Contribution à l'optimisation et à la commande d'un système de propulsion. Remili, A., Haddad, R., & Chelghoum, M. (2019). Véhicule électrique à base d'un moteur synchrone à aimants permanents double étoile (Doctoral dissertation, université Abderahmane Mira Bejaia).
- [9] A. Boucha , Réalisation et commande d'un véhicule électrique par dSpace embarqué , Mémoire de magister , Université des Sciences et de la Technologie d'Oran.
- [10] Meziani , A.Bourenane, Contrôle par logique floue d'une chaîne de traction d'un véhicule électrique basé sur une machine asynchrone à double alimentation, Mémoire de master, Université Abderahmane Mira Bejaia, 2013.
- [11] C. Espanet. Modélisation et conception optimale de moteurs sans balais à structure inversée- Application au moteur-roue, Thèse de doctorat, Université de Franche-Comté, Janvier 1999.
- [12] G. Malloy, M. Lachapelle, Essence, hybride ou électrique : ce qu'il faut savoir, Association Canadienne des Automobilistes.
- [13]. <https://www.transbus.org>.
- [14] R. Castermans , G. Saelens , T. Bréchet , Quelles sont les perspectives d'évolution des microgrid en Belgique ? Étude des apports de l'économie collaborative au secteur de

l'énergie.

[15] L. Angot, La mobilité électrique dans les systèmes de transport et de mobilité urbains : constats et perspectives. Comment développer une nouvelle offre de mobilité durable par le biais de l'électromobilité dans la métropole toulousaine ?. Géographie. 2014.

[16] G. . Henni, Modélisation et Commande d'un véhicule électrique hybride , Mémoire de Magister, Université Hassiba Ben Bouali de Chlef,2015

[17] M. Florence, L. Benoit , Mobilité urbaine et technologies de l'information et de la communication (TIC) : enjeux et perspectives pour le climat , Studies , 5 :56 , 2012.

[18] . Nouh, Contribution au développement d'un simulateur pour les véhicules électriques routiers, Thèse de doctorat, Université de technologie de Belfort-Montbéliard et par l'université de Franche-Comté, Mars 2008.

[19] S. Zaouzaou, S. Meziani , Etude et simulation des convertisseurs statiques existant dans unvéhicule électrique , Mémoire de Master , Université Abderrahmane Mira de Bejaia , 2017.

[20] B. Chauchat, Chargeur de batteries intégrée pour véhicule électrique, Thèse de doctorat, Novembre 1997.

[21] D. Sury, La voiture électrique : révolution ou fausse bonne idée?, Mémoire de master, Université Libre de Bruxelles, 2011.

[22] M. Ghellil, H. Didi, Établissement d'un modèle de véhicule électrique, Mémoire de master,

Université Abou-Bakr-Belkaid, Tlemcen, Octobre 2014.

[23] ajnef, Modélisation des supercondensateurs et évaluation de leur vieillissement en cyclage actif à forts niveaux de courant pour des applications véhicules électriques et hybrides,Thèse de doctorat, L'université Bordeaux 1, Décembre 2006

[24] S. Butterbach, Stockage d'énergie électrique par association de batteries au plomb et de super condensateurs pour véhicule lourd, Thèse de doctorat, Université de technologie de Compiègne, septembre 2012

[25] A. Daanoune, Contribution à l'Etude et à l'Optimisation d'une Machine Synchrone à Double Excitation pour Véhicules Hybrides, Thèse de doctorat, Université de Grenoble, Décembre 2012.

[26] M. Ikkiss, R. El Ferrare, Voitures solaires électriques , Mémoire de Master, Faculté multydisciplinaire de Ouarzazate, Mai 2013.

[27] B Mokhtari, DTC intelligente appliquée a la commande de la machine asynchrone, thèse doctorat, université Hadj lakhdar de Natna, septembre 2014.

[28] D. Lahouel, Commande Non Linéaire Adaptative D'une Machine Synchrone à Aimants

Permanents, Mémoire de magister, Université de Batna, Juillet 2009.

[29] S. Gwenaelle , Dimensionnement de la chaîne de traction d'un véhicule électrique hybride basé sur une modélisation stochastique de ses profils de mission , Thèse de doctorat , Université de Nantes , Juillet 2012.

[30] H. Karima, Contribution à l'Etude et à l'Optimisation d'une Machine Synchrone à Double Excitation pour Véhicules Hybrides, Thèse de doctorat, Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, Juin 2016.

[31] Metidji, B., Tazart, F., Azib, A., Taib, N., & Rekioua, T. (2011). A new fuzzy direct torque control strategy for induction machine based on indirect matrix converter. *International Journal of Research and Reviews in Computing Engineering*, 1(1), 18-22.

[32] N. Bounasla, Commande par Mode de Glissement d'Ordre Supérieur de la Machine Synchrone à Aimants Permanents, Mémoire de magister, Université Ferhat ABBAS Sétif - 1, 2014.

[33] A. Attou, Commande par mode glissant de la machine synchrone à aimants permanents, Mémoire de master, Université Djillali Liabes de Sidi Bel-Abbes, Juin 2011.

[34] N. Sanhadji , A. Chalabi, Commande du moteur synchrone a aimants permanents par Backstepping, Mémoire de master, Université Abou Bekr Belkaid - Tlemcen, Juin 2015.

[35] F. Boussekra, La commande non linéaire à régime glissant de la MSAP, Mémoire de magister, Université de Batna, Novembre 2011.

[36] M. Mahgoun, Application de la commande aux systèmes linéaires perturbés, Mémoire de magister, Université Ferhat Abbas de Setif, Octobre 2012.

[37] Allaoua Hakim, Allaoua Bilal « Contribution à la commande de la machine asynchrone par DTC et logique floue » Mémoire de fin de cycle, Université Abderrahmane Mira de Bejaia, 2013/2014.

[38] S. Guenidi, Modélisation, Commande Et Gestion De L'énergie D'un Véhicule Electrique Hybride, Mémoire de Magistère, Ecole Nationale Polytechnique d'Alger, 2011).

[39] Kheldoun Aissa, “ Amélioration des Performances d'un Variateur de Vitesse par Moteur Asynchrone Contrôlé par la Méthode à Flux Orienté ” , Thèse de Doctorat Boumerdès 2007.

[40] L. Baghli, “ Contribution a La Commande de la Machine Asynchrone, Utilisation de la Logique Floue, des Réseaux de Neurones et des Algorithmes Génétiques” , Thèse de Doctorat de l'Université Henri Poincaré, 1999.

[41] MINH TA CAO, ‘ ‘Commande Numérique De Machines Asynchrones Par Logique Floue’ ’ Thèse doctorat Université Laval QUÉBEC 1997 Canada.

- [42] C. Carlos, "Modélisation Contrôle Vectoriel et DTC, Commande des Moteurs Asynchrone 1", Edition Hermes Science Europe, 2000.
- [43] Ainseri Tarik, Bouhoui Lotfi « Commande DTC-prédicative d'un moteur asynchrone triphasé » Mémoire de fin d'étude, Université A. Mira-Bejaia, 2019/2020.
- [44] K. Bebmansour, "Contributions à l'application des commandes robustes et intelligentes à une MSAP et de la théorie des systèmes dynamiques hybrides à un convertisseur", Thèse de doctorat de l'ENP El-Harrach, 2006.
- [45] MOKRANI, Zahra, REKIOUA, Djamila, et REKIOUA, Toufik. Modeling, control and power management of hybrid photovoltaic fuel cells with battery bank supplying electric vehicle. *International Journal of Hydrogen Energy*, 2014, vol. 39, no 27, p. 15178-15187.
- [46] Heath Hofmann, Seth R. Sanders, "Speed-Sensorless Vector Torque Control of Induction Machines Using a Two-Time-Scale Approach", *IEEE Transactions On Industry Applications*, Vol. 34, No. 1, January/February 1998.
- [47] Casadei, D.; Profumo, F.; Serra, G.; Tani, A "FOC and DTC: Two Viable Schemes for Induction Motors Torque Control", *Power electronics, IEEE Transactions on* volume 17, issue 5, Sep 2002 page(s): 779 – 787.
- [48] P. A. Arias, "Improvements in Direct Torque Control of Induction Motors", Thèse de Doctorat, Université de Catalunya, Espagne, 2000.
- [49] M. F. Rahman, L. Zhong, and M E. Haque, "Voltage Switching Tables for DTC Controlled Interior Permanent Magnet Motor", *Journal of Electrical and Electronics Engineering, Special Issue on Power Engineering*, Vol. 20, No. 1, pp. 1-7, Australia, 2000.
- [50] L. Tang and M. F. Rahman, "A Matlab/Simulink Model Based on Power System Blockset –A New Direct Torque Control Strategy for Interior Permanent Magnet Synchronous Machine Drive System", In *Proceedings of AUPEC'01, Australian University, Power Engineering Conference, Perth, Australia*, pp. 281-286, 2001.
- [51] Z. Rabah, "Contrôle Direct du Couple d'une Machine Asynchrone Alimentée par des Onduleurs Multi-niveaux", Thèse de doctorat de l'ENP El-Harrach, 2007.
- [52] M. Staebler, "TMS320F240 DSP solution for obtaining resolver angular position and speed", Texas Instruments, Application report, Feb. 2000.
- [53] M. Kadjoudj, C. Ghennai, C. Bouchareb, and N. Golea, "Variable Band Hysteresis Controller for Direct Torque Control of PMSM Drive", In *Proceedings of MS'02 conference, Girona, Spain* 2002.
- [54] Lai, Yen-Shin and Jain-HO Chen, "A New Approach to Direct Torque Control of Induction Motor Drives for Constant Inverter Switching Frequency and Torque Ripple

- Reduction” , IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 16, No. 3, Sep. 2001, pp. 220-227.
- [55] M. F. Rahman, L. Zhong, and K. W. Lim, "A Direct Torque Controlled Interior Magnet Synchronous Motor Drive Incorporating Field Weakening", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 34, No. 6, pp. 1246-1253, November/December 1998.
- [56] J. Luukko, "Direct Torque Control of Permanent Magnet Synchronous Machine – Analysis and Implementation", Doctorate Thesis, Helsinki University of Technology, Finland, 2000.
- [57] SAYEED A. M, MALIK E. E, DONALD S. Z « Fuzzy implementation of direct selfcontrol of induction machines ». Industry Applications, IEEE Transactions. Vol 30, Issue 3, Page(s):729 – 735, May-June 1994.
- [58] ANTONI. A. P. « improvement in direct torque control of induction motors » thèses doctorat de l’université polytechnique de Catalunya Espagne, Novembre 2000.
- [59] LEONID. R « Fuzzy Controllers » Victoria University of Technology, Melbourne, Australia, A member of the Reed Elsevier plc group. First published 1997.
- [60] D. L Baghli, ‘‘Contribution a la commande de la machines asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques’’, Thèse de doctorat de l’UHP, Nancy-1, 1999.
- [61] TZAFESTAS. S, PAPANIKOLOPOULOS. N. P, ‘‘Incremental fuzzy expert PID control’’, IEEE Trans. On Indus. Elect. Vol.37, N°5, pp.365-371. October1990.
- [62] Miloudi Abdallah ‘‘ Etude Et Conception De Régulateurs Robustes Dans Différentes Stratégies De Commandes D’un Moteur Asynchrone’ ’ thèse Doctorat Es-Science UniversitéOran JUIN 2006.
- [63] Dan Sun Yikang He Zhu, J.G. , ‘‘ Sensorless Direct Torque Control for Permanent Magnet Synchronous Motor Based on Fuzzy Logic’’, Power Electronics and Motion Control Conference, IPEMC 2004. The 4th International.14-16Aug.2004. pp: 1286- 1291 Vol.3.
- [64] R. Toufouti and S.Meziane and H. Benalla, ‘‘Direct Torque Control for Induction Motor Using Fuzzy Logic’’, ICGST International Journal on Automatic Control and Systems Engineering, ACSE. Volume 6 - Issue 2 2006.

Annexes

Annexe A

Les paramètres du système sont donnés dans les tableaux ci-dessous :

Tableau A.1 Paramètres de MSAP

Paramètre	Valeur	Unité
Puissance nominale (Pn)	50	kW
Tension continue (Vdc)	500	V
Résistance statorique (Rs)	0.0065	Ω
Flux généré par les aimants (ϕ_f)	0.17566143	Wb
Nombre de pair de pôle (p)	4	-
Moment d'inertie (J)	0.089	kg.m ²
Coefficient de frottement (f)	0.005	N.m.s

Tableau A.2 les paramètre du véhicule

Paramètre	Valeur	Unité
Masse du véhicule	1325	kg
Densité de l'air	1.20	kg/ m ³
Surface frontale du véhicule (Af)	2.57	m ²
Rayon de la roue (r)	0.3	m
Coefficient de traînée aérodynamique (Cd)	0.3	-
Accélération due à la pesanteur	9.81	m.s ⁻²

Annexe B

Le système global modélisé sous MATLAB/Simulink :

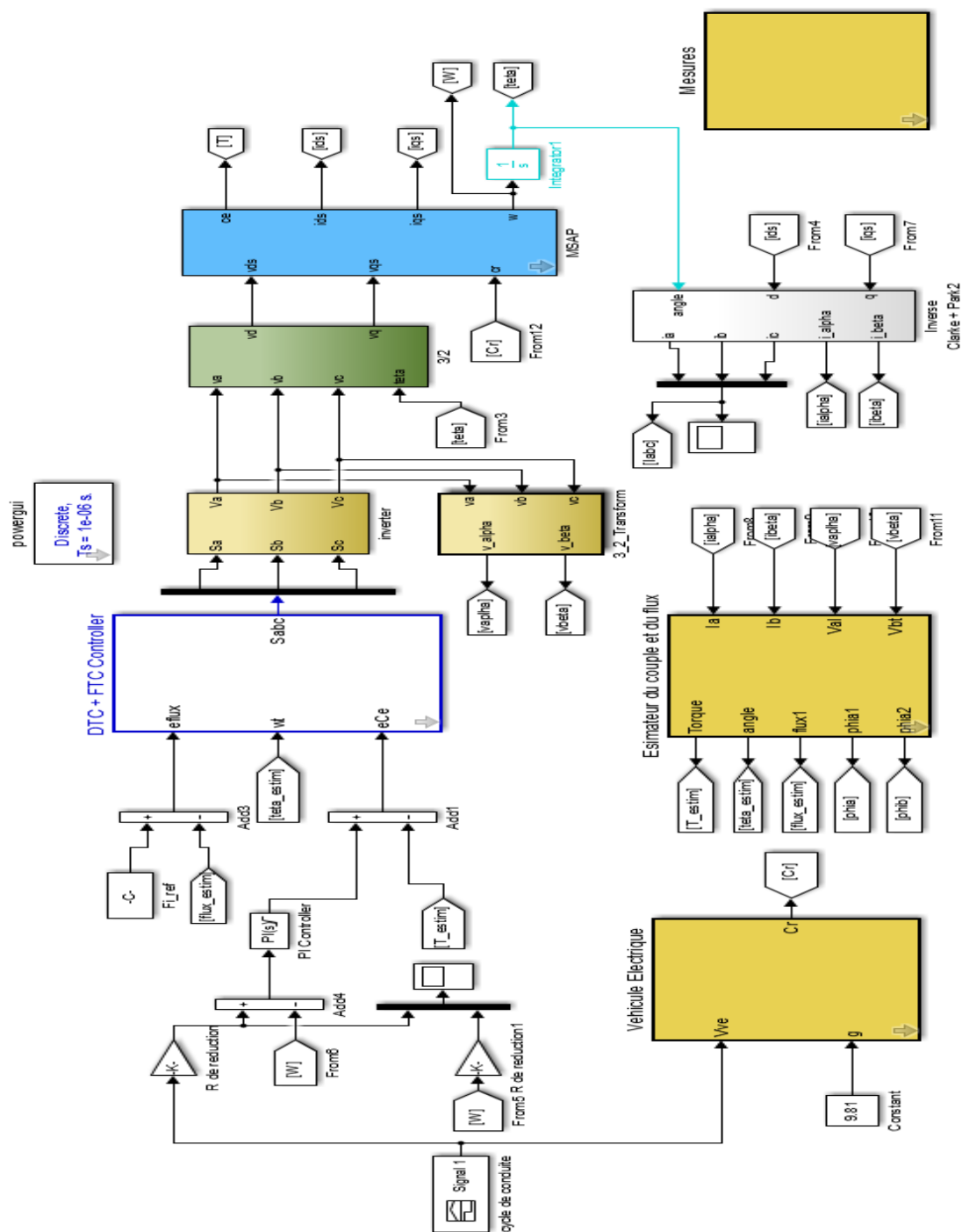


Figure B.1 Bloc de simulation du système étudié

Résumé :

Ce manuscrit présente une analyse détaillée et une étude comparative des techniques de contrôle du couple d'un moteur synchrone à aimant permanent (MSAP) pour les véhicules électriques (EV). L'étude porte sur les techniques de commande directe du couple (DTC) et de commande directe du couple par logique floue (FDTC). La commande vise à répondre aux exigences du véhicule, telle que les ondulations du couple et du flux minimales et une dynamique rapide de vitesse. Les modèles mathématiques complets du véhicule électrique et de son système d'entraînement moteur sont décrits de manière systématique. Les résultats obtenus montrent une bonne performance de l'ensemble du système, où la technique de commande FDTC minimise les ondulations de couple, de flux et réduit le THD du courant de la MSAP.

Mots-clés : Machine synchrone à aimants permanents, commande directe du couple, logique floue, véhicule électrique.

Abstract :

This thesis work, presents a detailed analysis and comparative study of torque control techniques of a permanent magnet synchronous motor (PMSM) for electric vehicles (EV). The study focuses on direct torque control (DTC) and fuzzy logic direct torque control (FDTC) techniques. The control aims to meet the requirements of the vehicle, such as minimal torque and flux ripples and fast speed dynamics. The complete mathematical models of the electric vehicle and its motor drive system are described in a systematic manner. The results obtained show a good performance of the overall system, where the FDTC control technique minimizes the torque and flux ripples and reduces the THD of the PMSM current.

Keywords: Permanent magnet synchronous machine, direct torque control, fuzzy logic, electric vehicle.