



UNIVERSITE ABDERRAHMANE
MIRA – BEJAIA
FACULTE DE TECHNOLOGIE
DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE



Mémoire De Fin D'étude

Pour l'obtention du diplôme de :

MASTER EN ÉLECTROTECHNIQUE

Option :

Machine Electrique

Electrotechnique Industrielle

Thème :

**Commande Robuste d'une Machine
Polyphasée pour Véhicule Electrique**

Présenté par :

M^r Ghellaf Okba

M^r Rebai Fouaad

Encadré par :

D^r A.AZIB

Soutenu le 04 juillet 2022 devant le jury composé de :

Mr Saou Rachid

Mr Taraft Saci

Session juillet 2022

Remerciement

A l'issue de cette fin d'étude, nous adressons nos sincères remerciements premièrement à dieu tout puissant qui nous a donné la santé, la volonté et la patience, ensuite à notre promoteur monsieur A.AZIB pour son dévouement incessant, ses orientations et surtout sa gentillesse afin de nous permettre l'accomplissement de ce travail.

Nos remerciements vont aussi à tous nos enseignants qui ont contribué à notre formation et à tous les membres du jury qui ont accepté de juger notre travail.

Et enfin, à tous ceux qui ont contribué d'une manière ou d'une autre à la réalisation de ce modeste travail de près ou de loin.

F.REBAI et O.GHELLAF

Dédicace

En premier lieu, je remercie DIEU, qui m'a donné le courage, la force et la volonté pour réaliser ce modeste travail.

Je dédie ce modeste travail :

➤ *À la lumière de ma vie, mes chers parents, exemple de courage et de sérieux qui m'ont tout donné pour me permettre de réaliser mes rêves .en ces quelques mots, je leurs exprime tout mon amour et mon respect pour tout ce qu'ils m'ont offert comme soutien, encouragement et aide .Je leurs souhaite une bonne sante, que Dieu me les garde.*

- *À mes chères sœurs*
- *À mon chère frère : fares*
- *À tout mes amis et mes cousins*
- *À mon cher binôme*

REBAI FOUAAD

DEDECACE

En premier lieu, je remerciée DIEU, qui m'a donné le courage, la force et la volonté pour réaliser ce modeste travail.

Je dédie ce modeste travail :

À la lumière de ma vie, mes chers parents, exemple de courage et de sérieux qui m'ont tout donné pour me permettre de réaliser mes rêves .en ces quelques mots, je leurs exprime tout mon amour et mon respect pour tout ce qu'ils m'ont offert comme Soutien, encouragement et aide.je leurs souhaite une bonne santé, que Dieu me les garde.

- *À mes sœur : houda, chahra*
- *À mes frères : Zakaria,Aimad et Hicham*
- *À ma grande mère nana Zoulikha*
 - *À toute ma famille*
- *À tous mes amis surtout Rahim*
 - *À mon cher binôme*

OKBA GHELLAF

SOMMAIRE

Introduction générale.....	1
Chapitre I : Généralités sur les véhicules électriques et les machines polyphasées	
I.1 Introduction.....	3
I.2 Historique.....	3
I.3 Définition.....	4
I.4 Architecture d'un véhicule électrique.....	5
I.5 stockage d'énergie.....	6
I.5.1 Les batteries.....	6
I.5.2 Les accumulateurs.....	6
I.5.3 Les Supers condensateurs.....	6
I.5.4 Le volant d'inertie.....	6
I.6 Profil de vitesse.....	6
I.7 Actualités des véhicules électriques.....	8
I.8 Avantages et inconvénients de la voiture électrique.....	8
I.8.1 Avantages.....	8
I.8.2 inconvénients.....	9
I.9 Motorisation des voitures électriques.....	9
I.10 Définition des machines asynchrones polyphasées.....	9
I.11 types de machines polyphasées.....	9
I.11.1 Machine multi-étoiles de « type1 ».....	10
I.11.2 Machine multi-étoiles de « type2 ».....	11
I.12 Applications des machines polyphasées.....	12
I.13 Avantages des machines polyphasées.....	12
I.13.1 Segmentation de la puissance.....	12
I.13.2 Fiabilité.....	12
I.13.3 Minimisation des ondulations du couple et pertes rotoriques.....	13
I.13.4 Elimination d'harmonique d'espace.....	13
I.14 Inconvénient des machines polyphasées.....	13
I.15 Choix du moteur électrique.....	13
I.16 Conclusion.....	13

Chapitre II : modélisation et simulation des éléments de la chaîne de traction d'un véhicule électrique

II.1 Introduction.....	15
II.2 Modélisation du véhicule électrique.....	15
II.3 Résultat de simulation de véhicule électrique.....	16
II.4 Modélisation de la machine asynchrone double étoile.....	18
II.5 Constitution de la machine asynchrone double étoile (MASDE).....	18
II.5.1 Stator.....	19
II.5.2 Rotor.....	19
II.6 Principe de fonctionnement de la machine asynchrone double.....	20
II.7 Hypothèses simplificatrices.....	21
II.8 Modèle de la machine asynchrone double étoile.....	21
II.8.1 Équation électriques.....	21
II.8.2 Equations magnétiques.....	23
II.8.3. Expression du couple électromagnétique.....	25
II.8.4 Equation mécanique.....	25
II.9 Modèle biphasé de la MASDE.....	25
II.9.1 Transformation de Park.....	25
II.9.2 Modèle de la MASDE selon le système d'axes (d, q).....	26
II.9.2.1 Choix du référentiel.....	26
II.9.3 Modèle biphasé de la MASDE lié au champ tournant.....	27
II.9.4 Puissance absorbée et couple électromagnétique.....	30
II.10 Simulation et interprétation des résultats.....	31
II.11 Alimentation de la MASDE par onduleurs de tension à commande MLI.....	34
II.11.1 Modélisation de l'onduleur MLI.....	34
II.12 conclusion.....	35

Chapitre III : Application de la commande DTC-SVM à la chaîne de traction

III.1 Introduction.....	36
III.2 schéma de la commande (DTC-SVM) appliqué à la chaîne de traction.....	36
III.3 Principe de la commande directe du couple.....	37
III.3.1 Réglage du flux statorique.....	38
III.3.2 Réglage du couple électromagnétique.....	40

III.4 Algorithme de la commande direct du couple.....	41
III.4.1 Estimation du flux statorique.....	41
III.4.2 Estimation du couple électromagnétique	43
III.5 Technique de la commande par MLI vectorielle (SVM).....	43
III.5.1 principe de la MLI vectorielle.....	44
III.5.2 Algorithme de la commande SVM.....	44
III.5.2.1 Les étapes de la réalisation d'une MLI vectorielle (SVM).....	44
III.5.2.2 Étape 1 Détermination des tensions de référence $V_{s\alpha}, V_{s\beta}, V_{ref}$	45
III.5.2.3 Étape 2 Détermination des secteurs (θ).....	46
III.5.2.4 Étape 3 calculs des tempes d'application T1, T2 et T0 des vecteurs adjacents pour chaque secteur.....	46
III.5.2.5 Étape 4 calculs des rapports cycliques de commutation pour chaque secteur.....	47
III.6 résultat de simulation.....	48
III.7 Conclusion.....	51
Conclusion générale.....	52

LISTE DES FIGURES

Liste des figures

Figure I.1 La première voiture électrique au monde.....	4
Figure I.2 Véhicule tout électrique.....	5
Figure I.3 Le nouveau profil de vitesse européen.....	7
Figure II.1 Représentation des forces agissant sur le véhicule.....	15
Figure II.2 Profil de vitesse appliqué.....	17
Figure II.3 Le couple de la VE.....	17
Figure II.4 Représentation des enroulements de la MASDE.....	18
Figure II.5 vue éclatée d'une machine asynchrone double étoile.....	18
Figure II.6 le stator de la machine asynchrone double étoile.....	19
Figure II.7 Vue du rotor à cage d'écureuil.....	20
Figure II.8 Représentation du modèle de la MASDE selon les axes (d, q)	26
Figure II.9 Évolution de la vitesse $\omega_r(rad/s)$	33
Figure II.10 Évolution du couple $C_{em}(N.m)$	33
Figure II.11 Allures des courants statoriques $i_{as1}, i_{as2}(A)$	33
Figure II.12 Tension et courant de la phase 1'étoile 1.....	33
Figure II.13 Flux rotorique directe $\varphi_{rd}(wb)$	33
Figure II.14 Flux rotorique quadratique $\varphi_{rq}(wb)$	33
Figure II.15 schéma d'un onduleur triphasé.....	35
FigureIII.1 Schéma bloc de la DTC-SVM appliquée à la MASDE.....	37
Figure III.2 application d'un vecteur tension statorique qui permet de diminuer le module du flux statorique.....	38
Figure III.3 application d'un vecteur tension statorique qui permet d'augmenter le module du flux statorique.....	39
Figure III.4 trajectoire du flux statorique.....	39

Figure III.5 l'évolution de l'extrémité de ϕ_s	40
Figure III.6 réglage du couple électromagnétique en agissant sur les vecteurs tension.....	41
Figure III.7 principe de la commande MLI vectorielle (SVM).....	44
Figure III.8 vecteur de référence comme combinaison des vecteurs adjacents au secteur 1....	47
Figure III.9 Vecteurs à appliquer pour chaque secteur.....	48
Figure III.10 allure des courants statoriques.....	49
Figure III.11 allure de couple électromagnétique et de couple de véhicule électrique.....	49
Figure III.12 Allure du flux estimé et le flux de référence.....	50
Figure III.13 Allure du flux statorique.....	50

LISTE DES TABLEAUX

Liste des tableaux

Tableau I.1 Actualités des véhicules électriques.....	8
Tableau I.2 : machine polyphasées dont le nombre de phases statoriques est un multiple de trois machines polyphasées de « type1 ».....	11
Tableau I.3 : Machine polyphasées dont le nombre de phases statoriques est impaire de trois machine polyphasées de « type 2 ».....	12
Table III.1 : tensions statoriques.....	45
Table III.2 : Détermination Du Secteur (1, 2, 3, 4, 5,6).....	46
Table III.3 : paramètres de simulation.....	49

LISTE DES SYMBOLES

Liste des symboles

q : Nombre de phases statoriques

α : Angle électrique de décalage entre les deux étoiles

€ : Monnaie de L'union Européenne

q_a : Nombre équivalent de phases

f_{ro} : La constante de la force de résistance due au déplacement

C_r : Le couple mécanique de véhicule électrique en (N.m)

r : Le rayon de la roue

G_r : Le gain de réducteur

m : La masse totale du véhicule électrique (Kg)

g : La gravité en (m/s^2)

ρ_{air} : La densité de l'air en (kg/m^3)

A_f : La surface frontale du véhicule (m^2)

C_d : Le coefficient de traînée aérodynamique

V_c : La vitesse du véhicule en (m/s)

β : L'angle de pente de la route en (rad)

θ_r : Angle entre le stator (1) et le rotor

a_r, a_{s1}, a_{s2} : Phases (1) du rotor, étoile (1), étoile (2), respectivement

ω_s : vitesse de synchronisme en (rad/s)

p : Nombre de pair de pole

ω_r : Pulsation électrique fondamentale des grandeurs rotorique en (rad/s)

g : Glissement

$v_{abcs1,2}$: Tensions triphasées statoriques (étoiles 1 et 2) en (V)

R_{s1} : Résistance d'une phase de l'étoile 1 en (Ω)

R_{s2} : Résistance d'une phase de l'étoile 2 en (Ω)

$\varphi_{abcs1,s2}$: Flux triphasés statoriques (étoiles 1 et 2) en (Wb)

$v_{a,b,cr}$: Tensions triphasées rotoriques en (V)

R_r : Résistance d'une phase rotorique en (Ω)

i_{abcr} : Courants triphasés rotoriques en (A)

φ_{abcr} : Flux triphasés rotoriques en (Wb)

$[V_{s1}], [V_{s2}], [V_r]$: Vecteurs de tensions d'étoile 1 et 2 et du rotor en (V)

$[R_1], [R_2], [R_r]$: Matrices des résistances statoriques et rotoriques en (Ω)

$[I_{s1}], [I_{s2}], [I_r]$: Vecteurs de courants de l'étoile 1, étoile 2 et du rotor en (A)

$[\varphi_{s1}], [\varphi_{s2}], [\varphi_r]$: Vecteur de flux de l'étoile 1, étoile 2 et du rotor en (Wb)

L_{s1}, L_{s2} : Représentent les valeurs maximales des coefficients d'inductances de fuite de l'étoile 1, l'étoile 2 en (H)

L_r : Représentent les valeurs maximales des coefficients d'inductances de fuite du rotor en (H)

L_{ms} : Représente la valeur maximale des coefficients d'inductances mutuelles statoriques en (H)

L_{mr} : La valeur maximale des coefficients d'inductances mutuelles rotoriques en (H)

L_m : Inductance mutuelle cyclique stator-rotor en (H)

C_{em} : le couple électromagnétique en (N.m)

θ_{geo} : Angle géométrique de rotation du rotor en (rad)

θ_{ele} : Angle électrique de rotation du rotor en (rad)

K_f : Coefficient de frottement en (N.m.s/rad)

J : Inertie totale des parties tournantes en (Kg.m²)

ω_{coor} : Vitesse angulaire de rotation du système d'axes biphasé en (rad/s)

$v_{ds1,qs1}$: Tensions de l'étoile 1 dans le référentiel de Park (d,q) en (V)

$v_{ds2,qs2}$: Tensions de l'étoile 2 dans le référentiel de Park (d,q) en (V)

$i_{ds1,qs1}$: Courants de l'étoile 1 dans le référentiel de Park (d,q) en (A)

$i_{ds2,qs2}$: Courants de l'étoile 2 dans le référentiel de Park (d,q) en (A)

$i_{dr,qr}$: Courants rotoriques dans le référentiel de Park (d,q) en (A)

$[P(\theta_r)]$: Matrice de transformation d'enroulement rotorique

$[P(\theta_{s1,s2})]$: Matrice de transformation du premier, deuxième enroulement statorique (étoile1, étoile 2) respectivement

p : Opérateur de la place

$\varphi_{dr,qr}$: Flux rotoriques dans le référentiel de Park (d,q) en (Wb)

$\varphi_{ds1,qs1}$: Flux de l'étoile 1 dans le référentiel de Park (d,q) en (Wb)

$\varphi_{ds2,qs2}$: Flux de l'étoile 2 dans le référentiel de Park (d,q) en (Wb)

$[I]$: Vecteur d'état

P_a : La puissance absorbée par la MASDE en (W)

$i_{dr,qr}$: Courants rotoriques dans le référentiel de Park (d,q) en (A)

$v_{a,b,cr}$: Tensions triphasées rotoriques en (V)

T_e : Période d'échantillonnage en (S)

γ : Gain correctif

LISTE DES ABRÉVIATIONS

Liste des abréviations

VE : Véhicule Electrique

NEDC : Nouveau Cycle Européen De Conduite

FTP-75 : la procédure de test fédérale

CO2 : Dioxyde De Carbone

MASDE : Machine Asynchrone Double Etoile

DTC-SVM : La Commande Directe du Couple par Modulation Vectorielle

MLI : Modulation de la Largeur d'Impulsion

SVM : Space Vector Modulation

DTC : la commande directe du couple

PI : Proportionnel Intégral

IGBT: Insulate Gate Bipolar Transistor

INTRODUCTION GÉNÉRALE

Introduction générale

L'humanité fait face à une pollution frappante menaçant l'équilibre du globe terrestre tout entier. Plusieurs secteurs sont responsables de cette problématique, mais les secteurs de l'industrie et de transport sont les plus visés, c'est pour cela que pour ce dernier, par exemple, une solution ingénieuse a ressurgi depuis un passé lointain remontant au 18^{ème} siècle, c'est l'électrification des chaînes de traction d'une façon partielle ou complète. [1]

Poussés par le besoin de concevoir de nouveaux moyens de transports intégrant des types de motorisation plus propres, les chercheurs aboutissent sur le véhicule électrique ; avancé par tous les acteurs du domaine de l'automobile comme étant l'une des solutions de transport les plus propres et écologiques. [2]

Parmi les moteurs électriques utilisés, on cite les machines polyphasées due aux avantages suivants : Segmentation de la puissance, fiabilité, minimisation des ondulations du couple et pertes rotoriques élimination d'harmonique d'espace.

Dans le domaine de la commande des machines électriques, les travaux de recherche s'orientent de plus en plus vers l'application des techniques de contrôle avancées. Ces techniques évoluent d'une façon vertigineuse avec l'évolution des calculateurs numériques et de l'électronique de puissance. Ceci permet d'aboutir à des processus industriels de hautes performances. On cite à titre d'exemple la commande adaptative, la commande directe du couple, la commande directe du couple par modulation vectorielle. L'intérêt récent accordé à ces dernières est dû essentiellement à la disponibilité des interrupteurs à fréquence de commutation élevée et des microprocesseurs de plus en plus performants. [2]

Notre travail aura donc pour objectif l'étude et l'application de la commande directe du couple par modulation vectorielle (DTC-SVM) à la chaîne de traction.

Dans le premier chapitre introductif, nous présenterons des généralités sur les véhicules électriques et les machines polyphasées, ainsi, nous commencerons par l'historique du développement de la voiture électrique, sa définition, architecture du véhicule électrique, le stockage de l'énergie, le profil de vitesse, les avantages et les inconvénients et l'actualité du véhicule, puis, on va présenter aussi les machines polyphasées : définition, type des machines polyphasées, leurs applications, les avantages et les inconvénients des machines polyphasées et le choix de la machine électrique pour notre chaîne de traction.

Dans le second chapitre, nous étudierons la modélisation des différents éléments de la chaîne de traction, à savoir le véhicule électrique, la machine asynchrone double étoile et l'onduleur de tension triphasé accompagné par une simulation sous Matlab-simulink.

Le troisième chapitre sera consacré à la présentation des fondements de base de la commande directe de couple par modulation vectorielle (DTC-SVM) pour contrôler les éléments de la chaîne de traction alimentés par un onduleur de tension à deux niveaux.

On terminera par une conclusion générale.

**CHAPITRE I : GÉNÉRALITÉS SUR
LES VÉHICULES ÉLECTRIQUES ET
LES MACHINES POLYPHASÉES**

I.1 Introduction

Un véhicule électrique peut être motorisé de différentes façons selon le degré de simplification mécanique souhaité de la chaîne de traction. Ce concept englobe un large domaine à caractère pluridisciplinaire. Il fait appel à des connaissances en électrotechnique, électronique, mécanique, automatique, chimie, et informatique. La configuration classique d'une chaîne de traction électrique repose sur la commande d'une machine à courant continu ou à courant alternatif. En ce qui concerne la traction, une consigne de couple est appliquée. La chaîne doit comporter une source d'énergie, un ou des convertisseurs d'énergie, et une ou des machines électriques. [3]

L'objectif de ce premier chapitre est de présenter un bref historique, quelques généralités sur les véhicules électriques, (actualité, définition, système de stockage d'énergie, profile de vitesse des VE ainsi que leur avantages et inconvénients).

Dans la deuxième partie on présentera les machines polyphasées, leurs types ainsi que leurs applications, avantages et inconvénients.

I.2 Historique

L'idée d'utiliser l'énergie électrique pour mouvoir des véhicules est loin d'être nouvelle. Depuis fort longtemps, les premières voitures sans chevaux ont été propulsées en grande partie par des moteurs électriques. En effet, c'est en 1835 que **SITRANDUS STRAITINGH** a mis au point une voiture électrique expérimentale [4].

En 1880 les ingénieurs **CHARLES JEANTAUD**, **CAMILLE FAURE**, **GUSTAVE TROUVE** et **NICOLAS RAFFARD** réalisent les premiers véhicules électriques. Cette prouesse technologique est rendue possible grâce à l'invention, vingt et un ans plus tôt, et à l'amélioration durant la même période de l'accumulateur au plomb par Gaston Planté et **GASTON PLANTE** [4].

En 1896, **LOUIS KRIEGER**, un autre ingénieur français, créa un « fiacre » électrique qui participa avec succès au premier concours de parcours en ville : 12 jours de circulation et 50 km par jour. Mais c'est en mai 1899 que la viabilité de la voiture électrique éclate aux yeux du monde entier. En effet, la Jamais Contente (Figure I.1), pilotée par le Belge **CAMILLE JENATZY**, dépassa les 105 km/h [4].

Quelques années plus tard, en 1901, de nouveau Krieger, avec une voiture électrique emportant trois voyageurs, portait le rayon d'action à 307 km en reliant Paris à Châtellerault, sans recharge, à une moyenne horaire de 40 km/h [4].

En 1903 déjà l'électro mobile, muni d'une remorque de batteries, disposait, d'une autonomie de 375 km. Cependant, ces performances ne donnaient pas la mesure réelle de la voiture électrique parce qu'elles étaient réalisées avec des matériaux spéciaux et sans souci de ménager les batteries d'accumulateurs [4].

Lorsqu'on passa aux applications pratiques, on s'aperçut que l'on était limité à la fois par la vitesse moyenne et par le rayon d'action, les accumulateurs devant être normalement rechargés tous les 100 à 150 km. En outre, le rapport poids/puissance qui détermine en partie la valeur des accélérations était trop élevé. La figure I.1 illustre la première VE à atteindre 105 km/h [4].



Figure I.1 La première voiture électrique au monde [5].

I.3 Définition

Une voiture électrique, ne contient pas de réservoir à carburant car elle n'a pas de moteur à combustion mais plutôt un moteur électrique piloté par un contrôleur électronique et associé à une batterie. Plus ou moins grande, celle-ci permet de parcourir de 100 à plusieurs centaines de kilomètres selon les modèles et se recharge directement sur le réseau électrique, chez soi ou sur une borne de recharge publique [3].

Un véhicule électrique est défini comme étant une automobile entraînée par un ou plusieurs moteurs électriques fonctionnant exclusivement avec une source d'énergie électrique embarquée qui est généralement une batterie d'accumulateur [7].

I.4 Architecture d'un véhicule électrique

La solution la plus simple pour réaliser un véhicule électrique est de la construire à base d'un véhicule thermique, en remplaçant le moteur thermique par un moteur électrique [8].

L'architecture mécanique du véhicule électrique est conservée car les contraintes de dimensionnement en couple et en vitesse sont les mêmes que celles du moteur thermique [9].

Les moteurs électriques utilisés pour la traction ont un meilleur comportement à faible vitesse de rotation et délivrent une puissance plus importante. La capacité des moteurs électriques, démarre à couple élevé et fonctionne sur une large plage de vitesse, rend possible l'élimination de l'embrayage, voir même de la boîte de vitesse [10].

Comme le couple est une grandeur dimensionnante, l'absence de la boîte de vitesse implique un moteur plus lourd, plus encombrant et donc plus coûteux. Aussi, pour réduire la masse embraquée, les véhicules électriques peuvent être avec un réducteur qui permet au moteur électrique de travailler à grande vitesse. Ce réducteur permet de réduire la taille du moteur grâce à la réduction du couple demandé. Cette chaîne de traction centrée autour d'un seul moteur de traction couplé à un réducteur fixe représente la solution dite classique pour l'architecture des véhicules électriques [10].

La structure est donnée par la figure suivante :

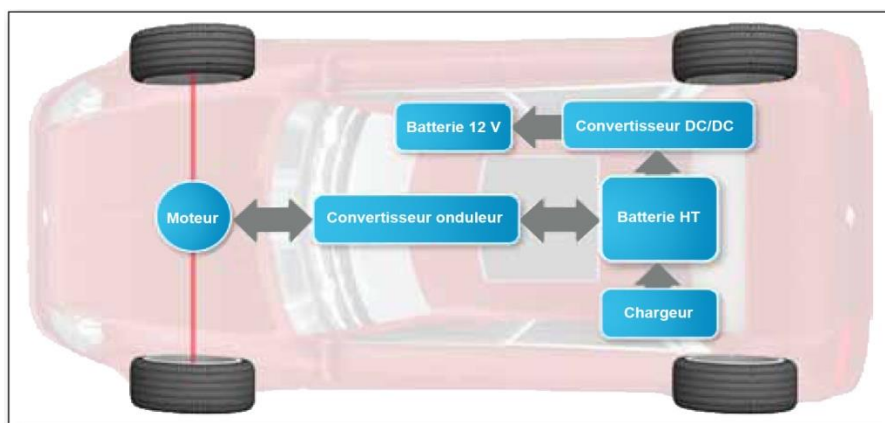


Figure I.2 Véhicule tout électrique

I.5 stockage d'énergie

I.5.1 Les batteries

Permet de stocker l'énergie pour l'utiliser plus tard. Elle se compose de plusieurs éléments formés chacun d'une anode, une cathode, un séparateur convenable pour isoler électriquement les électrodes à l'intérieur, un électrolyte et d'un récipient. Le major problème de cette dernière c'est la durée de vie qui n'est pas très grande, et le temps important qu'elle prend pour se charger [11].

I.5.2 Les accumulateurs :

Ils stockent l'énergie par transformation de l'énergie chimique. Les accumulateurs sont constitués de deux couples électrochimiques composés de deux électrodes, immergées dans un électrolyte. Dès qu'interviennent des réactions d'oxydation ou de réduction qui échangent des électrons, les ions générés circulent dans l'électrolyte. Pour disposer d'une grande énergie stockée, il faut d'une part un nombre important d'électrons échangés, une réaction associant, un élément très oxydant et un élément très réducteur et d'autre part, il faut une parfaite réversibilité des processus électrochimiques ainsi que des matériaux de faible masse ou volume molaire [12].

I.5.3 Les Supers condensateurs

Pour remédier aux problèmes de surdimensionnement des batteries dans les applications VE, les super condensateurs présentent des propriétés très intéressantes. En effet, le stockage de l'énergie électrique est de nature électrostatique, la cinétique du transfert de charge est plus rapide que dans le cas des batteries. De plus, les réactions d'oxydoréduction irréversibles qui peuvent contribuer au vieillissement des éléments sont inexistantes. Les éléments actuellement disponibles présentent des fortes capacités qui atteignent quelques milliers de Farads et des résistances séries très faibles (1mΩ) [13].

I.5.4 Le volant d'inertie

Transforme l'énergie cinétique en énergie électrique

I.6 Profil de vitesse

Un cycle de conduite représente en général un ensemble de points de vitesse véhicule en fonction du temps. Il est utilisé pour évaluer la consommation de l'énergie et les émissions de polluants d'un véhicule d'une manière normalisée, de sorte que les différents véhicules puissent être comparés entre eux.

Il existe deux types de cycles de conduite, les cycles modaux comme le cycle Européen Nouveau Cycle Européen De Conduite (NEDC) ou Le Japonais “10-15 mode” et les cycles transitoires comme le FTP-75 ou le cycle Artemis. La différence principale est que les cycles modaux sont une compilation d’accélération linéaire et de périodes à vitesse constante et ne sont pas représentatifs du comportement d’un vrai conducteur, alors que les cycles transitoires comportent de nombreuses variations de vitesse, typiques des conditions de conduite sur route [14].

Le NEDC par exemple est un cycle de conduite automobile consistant en une simulation d’une durée de 20 minutes (19 min et 40 secondes pour être précis) sur un trajet de 11 km. Il se divise en 2 parties urbaine et extra-urbaine composées chacune d’accélération et de décélérations ainsi que de paliers de vitesse constante. (Figure I.3)

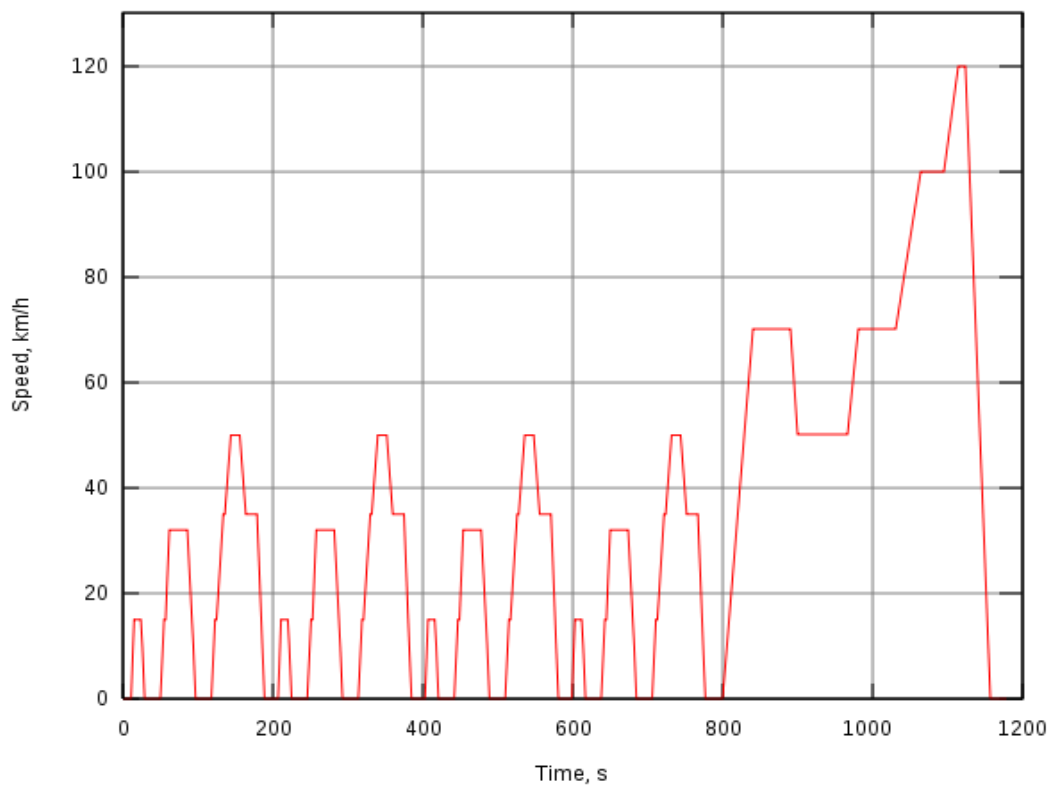


Figure I.3 Le nouveau profil de vitesse européen [14].

I.7 Actualités des véhicules électriques

Modèle	Autonomie	Vitesse Max	Batterie	Prix avec batterie
 Tesla-Model X	413 Km	250 Km/h	Lithium-ion	81 000 €
 Volkswagen-e-Up 2017	160 Km	135 km/h	Lithium-ion	21 600 €
 BMW-i3	285 Km	150 Km/h	Lithium-ion	33 950 €
 Tesla-Model S	455 à 557 Km	225 à 250 Km/h	Lithium-ion	71 200 €

Tableau I.1 Actualités des véhicules électriques [6]

I.8 Avantages et inconvénients de la voiture électrique

I.8.1 Avantages

De nos jours la voiture électrique nous a permis d'avoir beaucoup d'avantages [15]

- Pas d'émission de CO₂, donc pas de pollution (zéro émission).
- Silencieuse.
- La facilité de contrôle du véhicule grâce à l'absence d'embrayage et la boîte à vitesse.
- Capacité de démarrer à des couples élevés contrairement au véhicule thermique.

- Moins d'entretien, pas de vidange ni des filtres à changer.
- Longévité supérieure des organes de traction.
- Capacité de l'auto-alimentation des systèmes d'alimentation du véhicule grâce à la récupération de l'énergie cinétique.

I.8.2 inconvénients

- L'impact de ses batteries souvent en lithium ion, ce matériau reste rare et très polluant pour l'extraire. [15]
- L'autonomie, le plein d'un véhicule thermique qui peut aller jusqu'à 1100 km avec un temps de recharge de 5 min max (cela varie tout dépend de type de véhicule et sa motorisation), contraient aux véhicules électrique qui est de 350 km voir plus pour quelques modèles tel que tesla S avec un temps de charge de 6 h à 8 h.
- Elle coûte cher à l'achat.
- La durée de vie des batteries qui est limité par le nombre de cycle de vie indiqué par le constructeur.

I.9 Motorisation des voitures électriques

La machine électrique est l'élément essentiel de la voiture électrique, son but est d'assurer la conversion électromécanique d'énergie [16].

- Mode moteur l'énergie électrique est convertie en une énergie mécanique.
- Mode générateur ou dynamo, l'énergie mécanique est convertie en énergie électrique

I.10 Définition des machines asynchrones polyphasées :

Ce sont des moteurs à inductions polyphasées dont le stator contient plusieurs enroulements individuels sur chaque pôle du moteur et que ce dernier est entraîné par une onde sinusoïdale qui se déplace dans le temps [17].

I.11 types de machines polyphasées

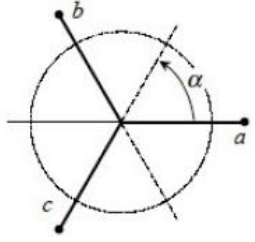
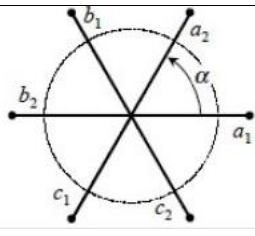
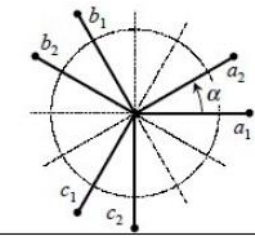
On distingue habituellement deux types de machine polyphasées, suivant le nombre de phases statoriques qui est ou non un multiple de trois. On peut ainsi les classer en deux groupes, que l'on nommera « machines polyphasées de type 1 » et « machines polyphasées de types 2 ». De plus, on considère rarement les cas où le nombre de phases est un nombre pair, sauf si celui-ci est un multiple de trois [18].

I.11.1 Machines multi-étoiles de « type 1 »

Les machines multi-étoiles de « type 1 » sont des machines, dont le nombre de phases statoriques q est un multiple de trois, de sorte que l'on puisse les grouper en η étoiles triphasées $q = 3\eta$ ($\eta = 1, 2, 3, 4 \dots$), ces machines sont aussi appelées « machines multi-étoiles ». Remarquons que il en générale est préférable, en fonctionnement normale, d'avoir autant de neutres que d'étoiles, c'est-à-dire η neutres isolés. Or pour un nombre donné de phases, il peut y avoir plusieurs configurations possibles suivant le décalage angulaire entre deux bobines adjacentes (ceci correspondant au décalage entre étoiles).

En effet, une machine double étoile ($q=6$) dont les étoiles sont décalées de ($\alpha = \pi/6$) a des caractéristiques différents de celles d'une machine dont les étoiles sont décalées de ($\alpha = \pi/3$). Pour différents de configurations possibles, on peut introduire un « nombre équivalent de phases », note q_α , dont la définition est $q_\alpha = \pi/\alpha$.

Le tableau I.2 donne des détails sur quelques exemples de « machine polyphasées de type 1 » ou « machines multi-étoiles ».

Nombre de phases (q)	Nombre équivalent de phases (q_α)	Décalage Angulaire (α)	Représentation schématique, positions des phases
3	3	$\pi/3$	
6	3	$\pi/3$	
6	6	$\pi/6$	

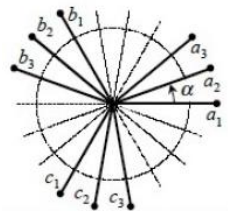
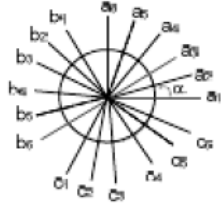
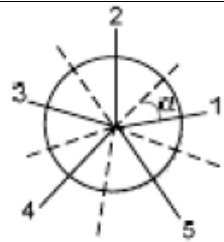
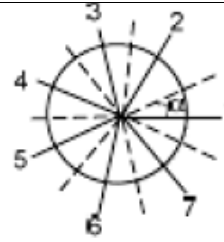
9	9	$\pi/9$	
18	9	$\pi/9$	

Tableau I.2 : machines multi-étoiles dont le nombre de phases statoriques est un multiple de trois machines polyphasées de « type1 ».

I.11.2 Machines multi-étoiles de de « type2 »

Les machines multi-étoiles de « type2 » sont des machines, dont le nombre de phases statoriques q est un nombre impair. Si α désigne le décalage entre deux bobines adjacents, les q phases sont alors régulièrement décalées de $\frac{2\pi}{q} = 2\alpha$. On a donc toujours $q = q_\alpha = \frac{q}{\alpha}$.

Le tableau I.3 présente quelques exemples de machines multi-étoiles de type 2.

Nombre de phases (q)	Nombre équivalent de phases (q_α)	Décalage angulaire (α)	Représentation schématique, position des phases
5	5	$\pi/5$	
7	7	$\pi/7$	


9	9	$\pi/9$	
---	---	---------	---

Tableau I.3 : Machine multi-étoiles dont le nombre de phases statoriques est impaire de trois machine polyphasées de « type 2 ».

I.12 Applications des machines polyphasées

Les machines polyphasées sont utilisées beaucoup plus dans les applications de puissance élevées, par exemple les véhicule électrique, les navires, les trains, alternateurs synchrones pour générer une puissance élevée par rapport aux alternateurs conventionnels etc [19].

I.13 Avantages des machines polyphasées

I.13.1 Segmentation de la puissance

A puissance donnée, lorsque l'on augmente le nombre de phases, on diminue le courant par phase sans augmenter la tension par phases (où l'inverse). La puissance est donc répartie sur un nombre important de phases, la puissance par chacune d'elles est alors réduite. Ainsi l'alimentation de la machine par onduleur peut se faire avec des composants de puissance de calibre inférieur, pouvant fonctionner à des fréquences de commutation plus élevées. Cela permet de minimiser les ondulations de courants et de couple.

La segmentation de la puissance est l'avantage des machines polyphasées que l'on met le plus en avant de nos jours, surtout pour les applications de forte puissance [20].

I.13.2 Fiabilité

Lorsqu'une machine triphasée est alimentée par un onduleur, il se peut qu'elle entre en régime dégradé (perte de l'une des phases par défection des éléments semi-conducteurs de l'onduleur qui alimente la machine), la machine fonctionne alors uniquement sur deux phases ce qui produit une perte de control ainsi que des ondulations du couple de fortes amplitudes. Avec les machines polyphasées, cette contrainte peut être évitée tant qu'au moins trois phases restent actives, on peut avoir jusqu'à $(q-3)$ phases ouvertes, sans que la connexion du neutre soit nécessaire [21].

I.13.3 Minimisation des ondulations du couple et pertes rotoriques

Dans les machines triphasées, l'ondulation du couple électromagnétique dont la fréquence est six fois celle du fondamental, est principalement créée par les harmoniques cinq et sept de temps. Dans une machine double étoile, par exemple, ces harmoniques ne créent pas de fmm, l'harmonique du couple de rang six est donc naturellement éliminé. De plus puisque certains harmoniques du courant statorique ne créent pas de fmm, les courants pouvant être induits au rotor n'existent pas pour ces harmoniques par conséquent, une machine polyphasée aura pratiquement toujours moins de pertes rotoriques qu'une machine triphasée [20].

I.13.4 Elimination d'harmonique d'espace

La possibilité d'éliminer des harmoniques d'espace est un réel avantage des machines polyphasées. Ainsi, à un nombre d'encoches donné, plus le nombre de phases augmente, plus le nombre d'encoches par pôle et par phase diminue. Ceci augmente le facteur de distribution pour le fondamental. A courant donné, on augmente donc l'amplitude du fondamental de la fmm comparé au cas de la machine triphasée [20].

I.14 Inconvénient des machines polyphasées

Le coût : car l'augmentation de nombre de phases implique l'augmentation de semi-conducteurs, ce qui peut éventuellement augmenter le coût de l'ensemble convertisseur-machine.

Le nombre de semi-conducteur élevé complique évidemment le système de commande utilisé. Il est nécessaire de développer des techniques de commande rapprochées pour les convertisseurs statiques spécifiques et adaptés pour les machines polyphasées de (type2), puisque les méthodes élaborées pour les systèmes triphasés ne peuvent pas directement être appliquées aux systèmes à nombre de phases impaires [22].

I.15 Choix du moteur électrique

La machine asynchrone double étoile est très appréciée dans les applications industrielles par sa grande robustesse électromagnétique, son faible coût et sa très bonne standardisation.

I.16 Conclusion

Les véhicules électriques, étant écologiques et propres, vont certainement être le nouveau moyen de transport qui va prendre une place de plus en plus importante au marché dans un

avenir proche, et vont donc remplacer dans les prochaines années les voitures thermiques qui sont beaucoup trop polluantes, et surtout non éternelles.

Ce premier chapitre est consacré pour l'historique et généralités sur les véhicules électriques. Après avoir exposé la définition, le stockage d'énergie, profile de vitesses, actualité sur le marché, avantage et inconvénient et la motorisation des véhicules électriques.

Nous avons aussi présenté dans ce chapitre les machines polyphasées leurs type, leurs applications, avantages et inconvénient et pourquoi on a choisi la machine asynchrone double étoile pour notre étude.

Donc le prochain chapitre sera consacré pour la modélisation et simulation des différents éléments de la chaine de traction.

**CHAPITRE II : MODÉLISATION ET
SIMULATION DES ÉLÉMENTS DE LA
CHAÎNE DE TRACTION D'UN VÉHICULE
ÉLECTRIQUE**

II.1 Introduction

Le comportement électrique et dynamique d'un système quelconque ne peut être étudié que s'il est possible de le définir par un modèle mathématique c'est ce qu'on appelle modélisation. La modélisation c'est une transformation de système en équations mathématiques. Comme tout système, l'étude des machines électriques s'appuie sur un modèle de représentation. Cette modélisation est très importante pour l'étude, l'analyse et la simulation de la commande des machines [23].

L'objectif de ce chapitre est de présenter les modèles mathématiques des éléments de la chaîne de traction du véhicule électrique (véhicule électrique, onduleur, machine asynchrone double étoile).

II.2 Modélisation du véhicule électrique

Le véhicule électrique est un système complexe constitué de composant très variées de nature différentes (mécanique, électrique, électromagnétique...) en interaction son comportement est donc sensible à toute variation des caractéristiques de l'un des composants à travers ces interactions. Afin de pouvoir modéliser le véhicule électrique, il faut déterminer le bilan des efforts appliqué au véhicule. A partir de la figure (**Figure II.1**), on distingue les forces suivantes [2] :

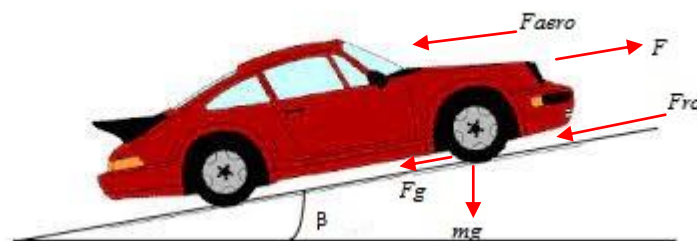


Figure II.1 Représentation des forces agissant sur le véhicule

- a) Force de résistance au roulement (F_{ro}) due principalement la friction des pneus du véhicule sur la route. Cette force agit dans le sens du déplacement du véhicule. Elle est donnée par l'équation :

$$F_{ro} = mg * f_{ro} * \cos(\beta) \quad (\text{II.1})$$

b) Force résistante à la pénétration dans l'air F_{aero} engendrée par le frottement de l'air du l'ensemble de la carcasse du véhicule en se déplaçant. son expression est :

$$F_{aero} = \frac{1}{2} * \rho_{air} * A_f * C_d * V_c^2 \quad (II.2)$$

c) Force résistante due à la pente à gravir (F_g) qui est proportionnelle à la masse m du véhicule et dépend de la pente de la route. Son expression est :

$$F_g = mg * \sin(\beta) \quad (II.3)$$

La force résistive totale est donnée par l'équation suivante :

$$F_r = F_g + F_{aero} + F_{ro} \quad (II.4)$$

L'équation du mouvement est donnée par :

$$m \frac{dv_e}{dt} = F - F_r \quad (II.5)$$

Dont F est la force de traction du véhicule électrique, elle est assuré par le moteur.

- Si $F - F_r > 0$ le véhicule accélère
- Si $F - F_r < 0$ le véhicule décélère

Le couple mécanique du véhicule électrique est donné par l'expression suivante :

$$C_r = F_r \frac{r}{G_r} \quad (\text{N.m}) \quad (II.6)$$

r : C 'est le rayon de la roue et G_r le gain du réducteur qui relie le moteur à l'axe de rotation.

II.3 Résultat de simulation de véhicule électrique

Dans cette partie du travail, un profil de vitesse est appliqué au système global du VE, sur une durée de 10s. Un profil qui montre les scénarios de traction (accélération, décélération et arrêt)

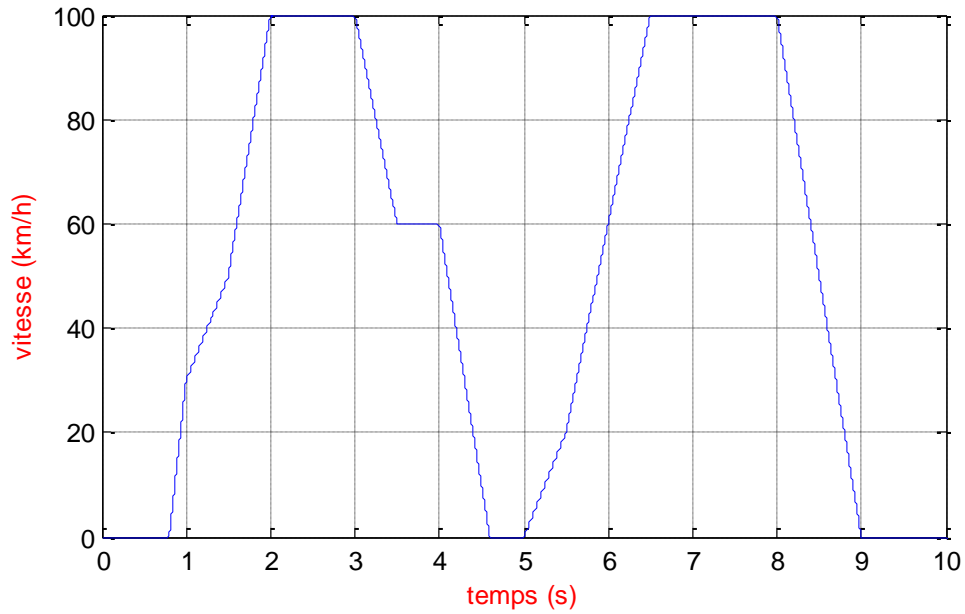


Figure II.2 Profil de vitesse appliqué

Le principe de ce cycle est un « scénario » constitué d'accélération, de décélération et de paliers à vitesse constante sur une durée. La vitesse à tout moment doit être maintenue dans un certain écart de tolérance autour de la consigne.

L'allure de couple de véhicule est présentée dans la figure ci-dessous :

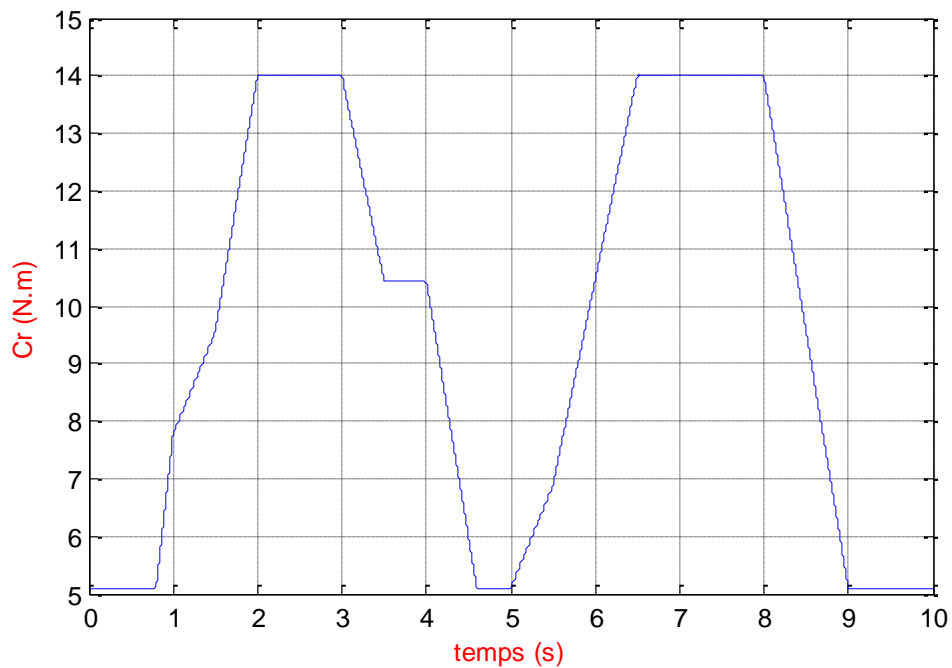


Figure II.3 Le couple de la VE

On remarque que le couple de charge varie et suit l'allure de la vitesse imposée.

II.4 Modélisation de la machine asynchrone double étoile

La machine MASDE se compose d'un stator portant deux enroulements triphasés identiques et décalés d'un angle électrique $\alpha = 30^\circ$ et d'un rotor à cage d'écureuil. La figure (II.4) représente schématiquement les enroulements de la MASDE. Les angles θ_r et $(\theta_r - \alpha)$ représente respectivement la position du rotor (phase a_r) par rapport à l'étoile 1 (phases a_{s1}) et à l'étoile 2 (phases a_{s2}). Les grandeurs relatives aux deux étoiles (1 et 2) seront notées respectivement par l'indice 1 et 2 [24].

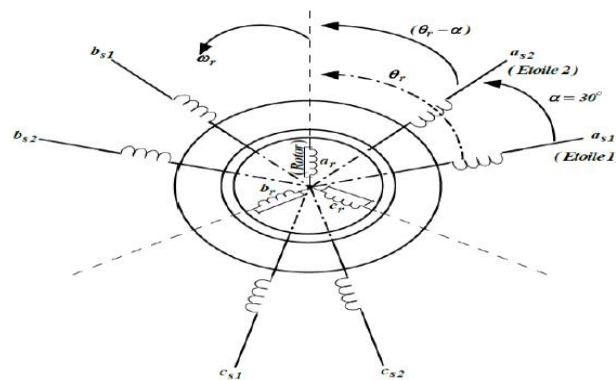


Figure II.4 Représentation des enroulements de la MASDE

II.5 Constitution de la machine asynchrone double étoile (MASDE)

La machine asynchrone double étoile est composée d'une partie fixe appelée stator et d'une partie tournante appelée rotor, contrairement aux machines asynchrones triphasés elle possède plus de 3 phases au stator (2x3 phases), et contrairement aux machines synchrones et à courant continu, seuls les enroulements statoriques sont couplés à un réseau d'alimentation, les enroulements rotoriques sont raccordés sur eux-mêmes [25].

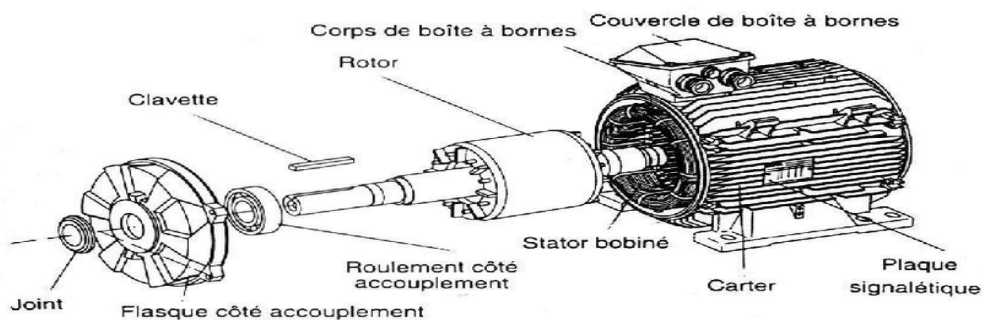


Figure II.5 vue éclatée d'une machine asynchrone double étoile

II.5.1 Stator

Le stator est constitué d'un certain nombre de bobines réparties dans des encoches qui constituent 6 bobinages indépendants, composent deux groupes de trois phases qu'on appelle les étoiles, chaque étoile est décalée par rapport à l'autre par un angle électrique (α) et alimentée par un réseau triphasé équilibré, elles sont destinées à créer un champ magnétique tournant lorsqu'on les alimente par des systèmes de tensions ou de courants triphasés [25].



Figure II.6 le stator de la machine asynchrone double étoile

II.5.2 Rotor

Le rotor présente deux configurations dont le choix dépend de l'utilisation de la machine, nous distinguons le rotor bobiné qui supporte trois bobinages similaires à celui du stator, où ces trois bobinages sont couplés en étoile et court-circuités sur eux même, La deuxième configuration qui est la plus usitée dans l'industrie et qui est également celle utilisée au niveau des différents axes de recherche concernant la machine asynchrone est le rotor à cage d'écureuil. Dans le rotor à cage, les anneaux de court-circuit permettent la circulation des courants d'un Conducteur d'encoche (barres rotoriques) à l'autre. Ces barres conductrices sont régulièrement réparties, et constituent le circuit du rotor (figure II.7), Cette cage est insérée à l'intérieur d'un circuit magnétique constitué de disques en tôles empilés sur l'arbre de la machine analogue à celui du moteur à rotor bobiné [25].



Figure II.7 Vue du rotor à cage d'écureuil.

Dans le cas de rotor à cage d'écureuil, les conducteurs sont réalisés par coulage d'un alliage d'aluminium, ou par des barres massives de cuivre préformées et frettées dans les tôles du rotor, Il n'y a généralement pas, ou très peu, d'isolation entre les barres rotoriques et les tôles magnétiques, mais leur résistance est suffisamment faible pour que les courants de fuite dans les tôles soient négligeables, sauf lorsqu'il y a une rupture de barre. Le moteur à cage d'écureuil est beaucoup plus simple à construire que le moteur à rotor bobiné et, de ce fait, son prix de revient est inférieur, de plus, il dispose d'une plus grande robustesse. Son inconvénient majeur est qu'il a au démarrage, de mauvaises performances (courant élevé et faible couple). C'est pour remédier à cette situation qu'ont été développées deux autres types de cages (rotor à double cage et rotor à encoches profondes). [25]

II.6 Principe de fonctionnement de la machine asynchrone double étoile

Les courant statoriques créent un champ magnétique tournant dans les deux stators l'étoile 1 alimente par des courants triphasés et l'étoile 2 alimente par les mêmes courants triphasés mais décalés d'un angle (α). La fréquence de rotation de ce champ est imposée par la fréquence des courants statoriques « f_s », c'est-à-dire que sa vitesse de rotation est proportionnelle à la fréquence de l'alimentation électrique, la vitesse de ce champ tournant est appelée vitesse de synchronisme « ω_s ». [24] Elle est définie comme suit :

$$\Omega_s = \frac{f_s}{p} [\text{rad/s}] \quad (\text{II.7})$$

Ces deux champs tournants produits par les deux enroulements statoriques vont induire des courants dans les conducteurs du rotor. Générant ainsi des forces électromotrices qui feront

tourner le rotor à une vitesse « ω_r » inférieure à celle du synchronisme ($\omega_r < \omega_s$), ainsi les effets de l'induction statoriques sur les courants induits rotoriques se manifestent par l'élaboration d'un couple de forces électromagnétique sur le rotor tel que l'écart des vitesses soit réduit. La différence de vitesse entre le rotor et le champ statorique est dite vitesse relative :

$$\omega = \omega_s - \omega_r \quad (\text{II.8})$$

On dira alors que ces deux champs glissent par rapport au rotor et on définit ce glissement par le rapport :

$$g = \frac{\omega}{\omega_s} = \frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_s} \quad (\text{II.9})$$

II.7 Hypothèses simplificatrices

Pour l'établissement du modèle de la machine asynchrone double étoile, on a adopté les hypothèses simplificatrices suivantes : [26]

- Le circuit magnétique est non saturé.
- Les pertes par hystérésis et courant de Foucault sont négligées.
- Répartition sinusoïdale des forces magnétomotrices.
- Effet de peau négligée.
- La machine est de constitution symétrique.

II.8 Modèle de la machine asynchrone double étoile.

II.8.1 Équation électriques

Les équations des tensions de la machine asynchrone double étoile représentent pour chaque enroulement la somme de la chute ohmique et de la chute inductive due au flux [27].

Pour l'étoile 1 :

$$\begin{cases} v_{as1} = R_{s1} i_{as1} + \frac{d\varphi_{as1}}{dt} \\ v_{bs1} = R_{s1} i_{bs1} + \frac{d\varphi_{bs1}}{dt} \\ v_{cs1} = R_{s1} i_{cs1} + \frac{d\varphi_{cs1}}{dt} \end{cases} \quad (\text{II.10})$$

Pour l'étoile 2 :

$$\begin{cases} v_{as2} = R_{s2} i_{as2} + \frac{d\varphi_{as2}}{dt} \\ v_{bs2} = R_{s2} i_{bs2} + \frac{d\varphi_{bs2}}{dt} \\ v_{cs2} = R_{s2} i_{cs2} + \frac{d\varphi_{cs2}}{dt} \end{cases} \quad (\text{II.11})$$

Pour le rotor :

$$\begin{cases} v_{ar} = R_r i_{ar} + \frac{d\varphi_{ar}}{dt} = 0 \\ v_{br} = R_r i_{br} + \frac{d\varphi_{br}}{dt} = 0 \\ v_{cr} = R_r i_{cr} + \frac{d\varphi_{cr}}{dt} = 0 \end{cases} \quad (\text{II.12})$$

La forme matricielle est suivante :

Pour l'étoile 1 : $[v_{s1}] = [R_{s1}][i_{s1}] + \frac{d}{dt}[\varphi_{s1}]$;

Pour l'étoile 2 : $[v_{s2}] = [R_{s2}][i_{s2}] + \frac{d}{dt}[\varphi_{s2}]$;

Pour le rotor : $[0] = [v_r][R_r][i_r] + \frac{d}{dt}[\varphi_r]$;

Avec :

$$[v_{s1}] = \begin{bmatrix} v_{as1} \\ v_{bs1} \\ v_{cs1} \end{bmatrix}; [v_{s2}] = \begin{bmatrix} v_{as2} \\ v_{bs2} \\ v_{cs2} \end{bmatrix}; [v_r] = \begin{bmatrix} v_{ar} \\ v_{br} \\ v_{cr} \end{bmatrix}$$

$[v_{s1}]$: Vecteur de tensions de l'étoile 1.

$[v_{s2}]$: Vecteur de tensions de l'étoile 2.

$$[i_{s1}] = \begin{bmatrix} i_{as1} \\ i_{bs1} \\ i_{cs1} \end{bmatrix}; [i_{s2}] = \begin{bmatrix} i_{as2} \\ i_{bs2} \\ i_{cs2} \end{bmatrix}; [i_r] = \begin{bmatrix} i_{ar} \\ i_{br} \\ i_{cr} \end{bmatrix}$$

$[i_{s1}]$: Vecteur de courants de l'étoile 1.

$[i_{s2}]$: Vecteur de courants de l'étoile 2.

$[i_r]$: Vecteur de courants rotorique.

$$[R_{s1}] = \begin{bmatrix} R_{as1} & 0 & 0 \\ 0 & R_{bs1} & 0 \\ 0 & 0 & R_{cs1} \end{bmatrix}; [R_{s2}] = \begin{bmatrix} R_{as2} & 0 & 0 \\ 0 & R_{bs2} & 0 \\ 0 & 0 & R_{cs2} \end{bmatrix}$$

$$[R_r] = \begin{bmatrix} R_{ar} & 0 & 0 \\ 0 & R_{br} & 0 \\ 0 & 0 & R_{cr} \end{bmatrix}$$

Avec :

R_{s1} : Résistance d'une phase de l'étoile 1.

R_{s2} : Résistance d'une phase de l'étoile 2.

R_r : Résistance d'une phase rotorique.

$[R_{s1}], [R_{s2}], [R_r]$: Matrices des résistances statoriques et rotoriques.

$$R_{as1} = R_{bs1} = R_{cs1} = R_{s1}; R_{as2} = R_{bs2} = R_{cs2} = R_{s2}; R_{ar} = R_{br} = R_{cr} = R_r$$

$$[\varphi_{s1}] = \begin{bmatrix} \varphi_{as1} \\ \varphi_{bs1} \\ \varphi_{cs1} \end{bmatrix}; [\varphi_{s2}] = \begin{bmatrix} \varphi_{as2} \\ \varphi_{bs2} \\ \varphi_{cs2} \end{bmatrix}; [\varphi_r] = \begin{bmatrix} \varphi_{ar} \\ \varphi_{br} \\ \varphi_{cr} \end{bmatrix}$$

$[\varphi_{s1}]$: Vecteur de flux l'étoile 1.

$[\varphi_{s2}]$: Vecteur de flux l'étoile 2.

$[\varphi_r]$: Vecteur de flux rotorique.

II.8.2 Equations magnétiques

Les équations des flux statoriques (étoile 1 et 2) et rotoriques en fonction des courants sous forme matricielle sont données par :

$$\begin{bmatrix} [\varphi_{s1}] \\ [\varphi_{s2}] \\ [\varphi_r] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_{s1.s1}] & [L_{s1.s2}] & [L_{s1.r}] \\ [L_{s2.s1}] & [L_{s2.s2}] & [L_{s2.r}] \\ [L_{r.s1}] & [L_{r.s2}] & [L_{r.r}] \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} [i_{s1}] \\ [i_{s2}] \\ [i_r] \end{bmatrix} \quad (\text{II.13})$$

Les sous matrices de la matrice des inductances sont :

$$[L_{s1.s1}] = \begin{bmatrix} (L_{s1} + L_{ms}) & L_{ms} \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) & L_{ms} \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) \\ L_{ms} \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) & (L_{s1} + L_{ms}) & L_{ms} \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) \\ L_{ms} \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) & L_{ms} \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) & (L_{s1} + L_{ms}) \end{bmatrix}$$

$$[L_{s2.s2}] = \begin{bmatrix} (L_{s2} + L_{ms}) & L_{ms} \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) & L_{ms} \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) \\ L_{ms} \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) & (L_{s2} + L_{ms}) & L_{ms} \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) \\ L_{ms} \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) & L_{ms} \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) & (L_{s2} + L_{ms}) \end{bmatrix}$$

$$[L_{r.r}] = \begin{bmatrix} (L_r + L_{mr}) & L_{mr} \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) & L_{mr} \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) \\ L_{mr} \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) & (L_r + L_{mr}) & L_{mr} \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) \\ L_{mr} \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) & L_{mr} \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) & (L_r + L_{mr}) \end{bmatrix}$$

$$[L_{s1.s2}] = \begin{bmatrix} L_{ms} \cos(\alpha) & L_{ms} \cos\left(\alpha + \frac{2\pi}{3}\right) & L_{ms} \cos\left(\alpha + \frac{4\pi}{3}\right) \\ L_{ms} \cos\left(\alpha - \frac{2\pi}{3}\right) & L_{ms} \cos(\alpha) & L_{ms} \cos\left(\alpha + \frac{2\pi}{3}\right) \\ L_{ms} \cos\left(\alpha - \frac{4\pi}{3}\right) & L_{ms} \cos\left(\alpha - \frac{2\pi}{3}\right) & L_{ms} \cos(\alpha) \end{bmatrix}$$

$$[L_{s1.r}] = \begin{bmatrix} L_{sr} \cos(\theta_r) & L_{sr} \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & L_{sr} \cos\left(\theta_r + \frac{4\pi}{3}\right) \\ L_{sr} \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & L_{sr} \cos(\theta_r) & L_{sr} \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ L_{sr} \cos\left(\theta_r - \frac{4\pi}{3}\right) & L_{sr} \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & L_{sr} \cos(\theta_r) \end{bmatrix}$$

$$[L_{s2.r}] = \begin{bmatrix} L_{sr} \cos(\theta_r - \alpha) & L_{sr} \cos\left(\theta_r - \alpha + \frac{2\pi}{3}\right) & L_{sr} \cos\left(\theta_r - \alpha + \frac{4\pi}{3}\right) \\ L_{sr} \cos\left(\theta_r - \alpha - \frac{2\pi}{3}\right) & L_{sr} \cos(\theta_r - \alpha) & L_{sr} \cos\left(\theta_r - \alpha + \frac{2\pi}{3}\right) \\ L_{sr} \cos\left(\theta_r - \alpha - \frac{4\pi}{3}\right) & L_{sr} \cos\left(\theta_r - \alpha - \frac{2\pi}{3}\right) & L_{sr} \cos(\theta_r - \alpha) \end{bmatrix}$$

Les sous matrices $[L_{s2.s1}] = [L_{s1.s2}]^t$, $[L_{r.s1}] = [L_{s1.r}]^t$ et $[L_{r.s2}] = [L_{s2.r}]^t$

Avec : $L_{ms} = L_{mr} = L_{sr} = \frac{2}{3}L_m$

L_{s1}, L_{s2}, L_r : représentent les valeurs maximales des coefficients d'inductances mutuelles de fuite de l'étoile 1, l'étoile 2 et le rotor.

L_{ms} : représente la valeur maximale des coefficients d'inductances mutuelles statoriques.

L_{mr} : représente la valeur maximale des coefficients d'inductances mutuelles rotoriques.

L_{sr} : représente la valeur maximale des coefficients d'inductances mutuelles stator-rotor.

L_m : Inductance mutuelle cyclique stator-rotor.

II.8.3 Expression du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique s'exprime par la dérivée partielle d'énergie électromagnétique stockée par rapport à l'angle géométrique de rotation du rotor.

$$c_{em} = \frac{\partial \omega}{\partial \theta_{geo}} = p \frac{\partial \omega}{\partial \theta_{ele}} \quad (II.14)$$

Avec :

$$\omega = \frac{1}{2}([i_{s1}]^t[\varphi_{s1}] + [i_{s2}]^t[\varphi_{s2}] + [i_r]^t[\varphi_r]) \quad (II.15)$$

Le couple électromagnétique est donné par l'expression suivante :

$$C_{em} = \frac{p}{2}([i_{s1}] \frac{d}{d\theta_r} [L_{s1.r}][i_r]^t + [i_{s2}] \frac{d}{d\theta_r} [L_{s2.r}][i_r]^t) \quad (II.16)$$

II.8.4 Équation mécanique

L'équation fondamentale du mouvement de la machine est donnée par [27] :

$$c_{em} - c_r = J \frac{d\Omega}{dt} + k_f \Omega \quad (II.17)$$

Avec :

$$\Omega = \frac{\omega_r}{p} \quad (II.18)$$

$$\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt} \quad (II.19)$$

J : Moment d'inertie et k_f : Coefficient de frottement.

II.9 Modèle biphasé de la MASDE

II.9.1 Transformation de Park

Le principe de la transformation de Park consiste à remplacer les grandeurs (courant, tension et flux) d'indices réelles a, b, c par des grandeurs d'indices d, q, o (direct, en quadrature et homopolaire) à l'aide de la matrice de Park $[P(\theta)]$.

- Matrice de Park de l'étoile 1

$$[P(\theta_{s1})] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (II.20)$$

- La matrice de Park pour l'étoile 2

$$[P(\theta_{s2})] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \alpha) & \cos(\theta - \alpha - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \alpha + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta - \alpha) & -\sin(\theta - \alpha - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \alpha + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.21})$$

- Matrice de Park du rotor

$$[P(\theta_r)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \theta_r) & \cos(\theta - \theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta - \theta_r) & -\sin(\theta - \theta_r - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.22})$$

II.9.2 Modèle de la MASDE selon le système d'axes (d, q)

La figure II.5 représente le modèle de la MASDE selon le système d'axes (d, q) tournant à la vitesse ω_{coor} .

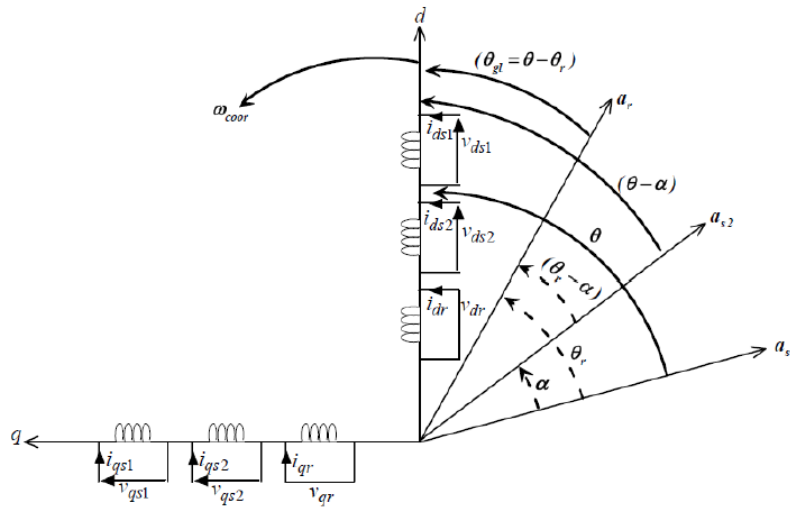


Figure II.8 Représentation du modèle de la MASDE selon les axes (d, q)

II.9.2.1 Choix du référentiel

L'utilisateur peut disposer de trois référentiels selon la vitesse attribuée au repère « d-q » tel que :

- Référentiel lié au stator**

Dans ce référentiel, on a :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = 0 \text{ or } \theta_s = \theta_r + \theta$$

$$\frac{d\theta_s}{dt} = 0 = \frac{d\theta_r}{dt} + \frac{d\theta}{dt}$$

Dou :

$$\frac{d\theta_r}{dt} = -\frac{d\theta}{dt} = -p\Omega$$

Ce référentiel est utilisé dans le régime transitoire avec une variation importante de la vitesse de rotation considérée constante.

b) référentiel lié au rotor

Dans ce référentiel, on a :

$$\frac{d\theta_r}{dt} = 0$$

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \frac{d\theta}{dt} = p\Omega$$

Ce référentiel est utilisé dans le régime transitoire où la vitesse de rotation est considérée constante.

II.9.3 Modèle biphasé de la MASDE lié au champ tournant

L'écriture du modèle de la machine asynchrone double étoile dans un repère biphasé lié au champ tournant est obtenu en utilisant les transformations normées Park permettant la conservation de la puissance. En appliquant ces transformations aux tensions ainsi qu'aux flux statoriques, nous obtenons le modèle électrique classique suivant :

$$\begin{cases} v_{ds1} = R_{s1} i_{ds1} + \frac{d}{dt} \varphi_{ds1} - \omega_s \varphi_{qs1} \\ v_{qs1} = R_{s1} i_{qs1} + \frac{d}{dt} \varphi_{qs1} + \omega_s \varphi_{ds1} \\ v_{ds2} = R_{s2} i_{ds2} + \frac{d}{dt} \varphi_{ds2} - \omega_s \varphi_{qs2} \\ v_{qs2} = R_{s2} i_{qs2} + \frac{d}{dt} \varphi_{qs2} + \omega_s \varphi_{ds2} \\ v_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \varphi_{dr} - \omega_{gl} \varphi_{qr} \\ v_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d}{dt} \varphi_{qr} + \omega_{gl} \varphi_{dr} \end{cases} \quad (\text{II.23})$$

Où : $\omega_{gl} = \omega_s - \omega_r$

Les composantes des flux statoriques et rotoriques s'expriment comme suit :

$$\begin{cases} \varphi_{ds1} = L_{s1} i_{ds1} + L_m (i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \varphi_{qs1} = L_{s1} i_{qs1} + L_m (i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \\ \varphi_{ds2} = L_{s2} i_{ds2} + L_m (i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \varphi_{qs2} = L_{s2} i_{qs2} + L_m (i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \\ \varphi_{dr} = L_r i_{dr} + L_m (i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \varphi_{qr} = L_r i_{qr} + L_m (i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \end{cases} \quad (\text{II.24})$$

Avec

$$\begin{aligned} \omega_s &= \frac{d\theta}{dt} \\ \omega_r &= \frac{d\theta_r}{dt} \\ p\Omega &= \frac{d\theta}{dt} - \frac{d\theta_r}{dt} = \omega_s - \omega_r \end{aligned}$$

$(L_{s1} + L_m) (L_r + L_m)$: Inductance propre cyclique des étoiles 1 et 2.

$(L_r + L_m)$: Inductance propre cyclique du rotor.

En introduisant le système d'équations (II.24) dans (II.23) et en mettant tout sous forme compacte, on aura :

$$[B][U] = [L][I] - \omega_s [D][I] + \omega_{gl} [C][I] + [R][I] \quad (\text{II.25})$$

Où :

$[U] = [v_{ds1}, v_{qs1}, v_{ds2}, v_{qs2}, v_{dr}, v_{qr}]^t$: Vecteur de commande.

$$[I] = [i_{ds1}, i_{qs1}, i_{ds2}, i_{qs2}, i_{dr}, i_{qr}]^t : \text{Vecteur d'état, et } [i] = \frac{d}{dt} [I]$$

$$[B] = \text{diag}[1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 0 \ 0].$$

$$[R] = \text{diag}[R_{s1}, R_{s1}, R_{s2}, R_{s2}, R_r, R_r]$$

$$[L] = \begin{bmatrix} (L_{s1} + L_m) & 0 & L_m & 0 & L_m & 0 \\ 0 & (L_{s1} + L_m) & 0 & L_m & 0 & L_m \\ L_m & 0 & (L_{s2} + L_m) & 0 & L_m & 0 \\ 0 & L_m & 0 & (L_{s2} + L_m) & 0 & L_m \\ L_m & 0 & L_m & 0 & (L_r + L_m) & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L_m & 0 & (L_r + L_m) \end{bmatrix}$$

$$[C] = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_m & 0 & L_m & 0 & (L_r + L_m) \\ -L_m & 0 & -L_m & 0 & -(L_r + L_m) & 0 \end{bmatrix}$$

$$[D] = \begin{bmatrix} R_{s1} & (L_{s1} + L_m) & 0 & L_m & 0 & L_m \\ -(L_{s1} + L_m) & 0 & -L_m & 0 & -L_m & 0 \\ 0 & L_m & 0 & (L_{s2} + L_m) & 0 & L_m \\ -L_m & 0 & -(L_{s2} + L_m) & 0 & -L_m & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

En mettant le système (II.25) sous forme d'état, on trouve :

$$[i] = [L]^{-1}([B][U] + \omega_{gl}[C][I] - [R][I] + \omega_s[D][I]) \quad (\text{II.26})$$

II.9.4 Puissance absorbée et couple électromagnétique

La puissance absorbée par la MASDE dans le système d'axe (d, q), tout en négligeant les composantes homopolaires est exprimée par :

$$P_a = v_{ds1}i_{ds1} + v_{qs1}i_{qs1} + v_{ds2}i_{ds2} + v_{qs2}i_{qs2} \quad (\text{II.27})$$

En remplaçant les tensions (v_{ds1} , v_{qs1} , v_{ds2} , v_{qs2}) par leurs expressions dans (II.27), on obtient :

$$P_a = \underbrace{[R_{s1}i_{ds1}^2 + R_{s1}i_{qs1}^2 + R_{s2}i_{ds2}^2 + R_{s2}i_{qs2}^2]}$$

1^{er} Terme

$$+ \underbrace{[\frac{d\varphi_{ds1}}{dt}i_{ds1} + \frac{d\varphi_{qs1}}{dt}i_{qs1} + \frac{d\varphi_{ds2}}{dt}i_{ds2} + \frac{d\varphi_{qs2}}{dt}i_{qs2}]}$$

2^{ème} Terme

$$+ \underbrace{\omega_s[\varphi_{ds1}i_{ds1} - \varphi_{qs1}i_{qs1} + \varphi_{ds2}i_{ds2} - \varphi_{qs2}i_{qs2}]}$$

3^{ème} Terme

Cette expression se compose de trois termes :

- Le premier terme correspond aux pertes par effet Joule ;
- Le second terme représente la puissance électrique transformée en puissance mécanique (les pertes fer sont supposées négligeables) ;
- Le dernier terme est la puissance électromagnétique P_{em} .

Sachant que :

$$C_{em} = \frac{p_{em}}{\Omega_s} = p \frac{p_{em}}{\omega_s} \quad (\text{II.28})$$

L'expression du couple électromagnétique est égale à :

$$C_{em} = p(\varphi_{ds1}i_{ds1} - \varphi_{qs1}i_{qs1} + \varphi_{ds2}i_{ds2} - \varphi_{qs2}i_{qs2}) \quad (\text{II.29})$$

En remplaçant les flux (φ_{ds1} , φ_{qs1} , φ_{ds2} , φ_{qs2}) donnés par (II. 24) dans (II. 29) on aura :

$$C_{em} = PL_m[(i_{qs1} + i_{qs2})i_{dr} - (i_{ds1} + i_{ds2})i_{qr}] \quad (\text{II.30})$$

A partir des équations des flux rotoriques $(\varphi_{dr}, \varphi_{qr})$ exprimées par (II. 24), on tire :

$$i_{dr} = \frac{1}{L_m + L_r} [\varphi_{dr} - L_m(i_{ds1} + i_{ds2})] \quad (\text{II.31})$$

$$i_{qr} = \frac{1}{L_m + L_r} [\varphi_{qr} - L_m(i_{qs1} + i_{qs2})] \quad (\text{II.32})$$

En remplaçant (II. 31) et (II. 32) dans l'équation (II. 30), on aura la relation du couple électromagnétique exprimé en fonction des courants statoriques et des flux rotoriques dans le repère de Park (d, q) suivante :

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_m + L_r} [(i_{qs1} + i_{qs2})\varphi_{dr} - (i_{ds1} + i_{ds2})\varphi_{qr}] \quad (\text{II.33})$$

II.10 Simulation et interprétation des résultats

La simulation consiste à implanter le modèle électromécanique de la MASDE sous l'environnement Matlab/Simulink. Cette machine est alimentée par deux sources de tension purement sinusoïdales équilibrées, exprimées comme suit :

Pour la première étoile :

$$\begin{cases} V_{as1} = V_m \sin(\omega_s t) \\ V_{bs1} = V_m \sin(\omega_s t - \frac{2\pi}{3}) \\ V_{cs1} = V_m \sin(\omega_s t + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (\text{II.34})$$

Pour la deuxième étoile :

$$\begin{cases} V_{as1} = V_m \sin(\omega_s t - \frac{\pi}{6}) \\ V_{bs1} = V_m \sin(\omega_s t - \frac{2\pi}{3} - \frac{\pi}{6}) \\ V_{cs1} = V_m \sin(\omega_s t + \frac{2\pi}{3} - \frac{\pi}{6}) \end{cases} \quad (\text{II.35})$$

Avec :

La tension d'alimentation : $V_m = \sqrt{2}V_{eff}$ tel que $V_{eff} = 220V$

La vitesse de synchronisme : $\omega_s = 100 * \pi = 314 \text{rad/s}$

Les paramètres de la machine asynchrone à double étoile sont mentionnés à l'Annexe Pour le rotor, les tensions v_{ar}, v_{br}, v_{cr} sont nulles (rotor à cage d'écureuil).

Les figures suivantes représentent les performances de la machine asynchrone double étoile lors de l'application d'une charge $C_r = 14 \text{ N.m}$ dans l'intervalle $[2,4] \text{ s}$.

- On voit que la vitesse de rotation passe par un régime transitoire, elle augmente presque d'une façon linéaire, et elle atteint 313.69 (rad/s) , presque égale à la vitesse de synchronisme. Mais pendant l'intervalle $[2, 4] \text{ s}$ on applique un couple résistant 14 N.m la vitesse de rotation diminue jusqu'à atteindre la valeur de 296.62 (rad/s) (figure II.9).
- Le couple électromagnétique : au démarrage et pendant le régime transitoire, il atteint sa valeur maximale de 57 (N.m) et des oscillations qui disparaissent après ce régime, le couple diminue d'une façon linéaire et se stabilise à sa valeur minimale de 0.28 (N.m) , qui est due aux frottements. Mais dans l'intervalle $[2,4] \text{ s}$ où on applique la charge 14 (N.m) le couple électromagnétique compense le couple de charge et les pertes par frottement il atteint une valeur constante de 14.28 (N.m) , puis il revient à sa valeur minimale (figure II.10).
- La tension $v_{as1} \text{ (V)}$ et le courant statorique $i_{as1} \text{ (A)}$: d'après le fonctionnement de cette machine on remarque que la tension d'alimentation v_{as1} et le courant statorique i_{as1} sont presque en phase de même signe, ce qui signifie que le sens de transition de la puissance est positif, c'est-à-dire la machine absorbe de l'énergie active et réactive (nécessaire pour la charge et pour sa magnétisation) de la source (réseau d'alimentation). Le déphasage en arrière des courants par rapport à la tension est dû à l'effet inductif de la machine (figure II.12).
- En appliquant une charge à l'instant 2 s , on remarque que la vitesse chute jusqu'à atteindre la valeur 288 rd/s , le couple électromagnétique compense le couple de charge et bien sûr les pertes par frottement. Il atteint une valeur constante de 14.28 (N.m) à l'insertion de la charge, le courant i_{as1} , i_{as1} (figure II.11) et le flux rotorique direct (figure II.14) et quadrature (figure II.14) augmentent et atteignent respectivement les valeurs 5.6064 A , 5.6 A , -1.067 Wb et 0.186 Wb . Par contre, après l'enlèvement de la charge au-delà de l'instant $t = 4 \text{ s}$, les performances de la machine asynchrone double étoile sont les mêmes que les performances en fonctionnement à vide (avant l'application de la charge).

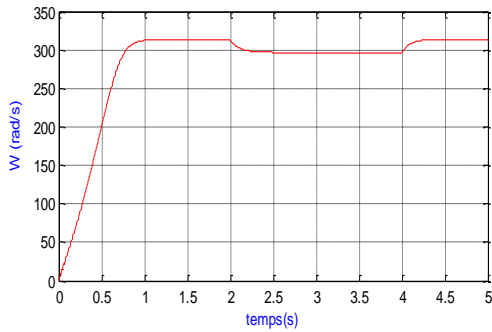


Figure II.9 Évolution de la vitesse ω_r (rad/s)

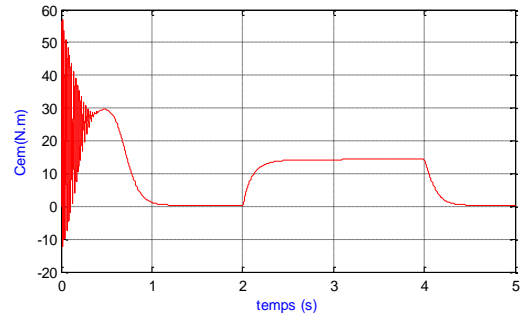


Figure II.10 Évolution du couple C_{em} (N.m)

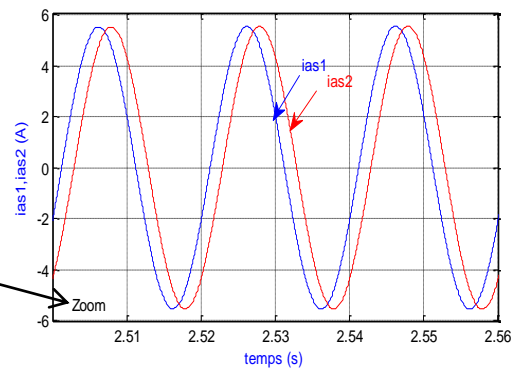
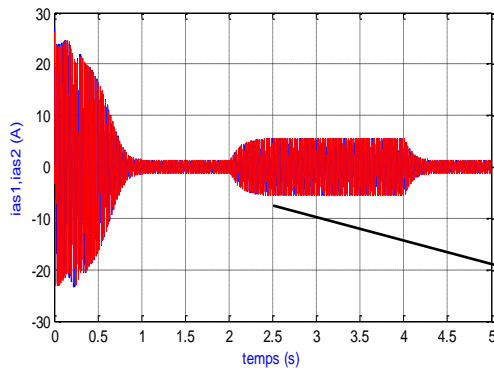


Figure II.11 Allures des courants statoriques i_{as1} , i_{as2} (A)

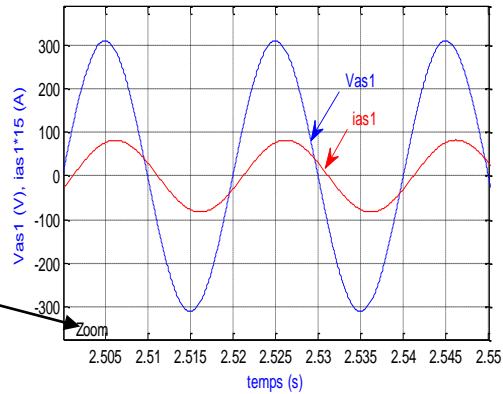
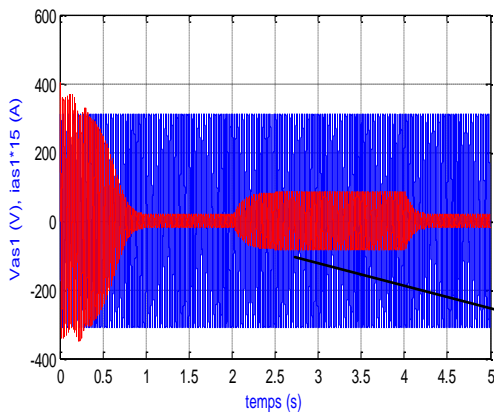


Figure II.12 Tension et courant de la phase 1 étoile 1

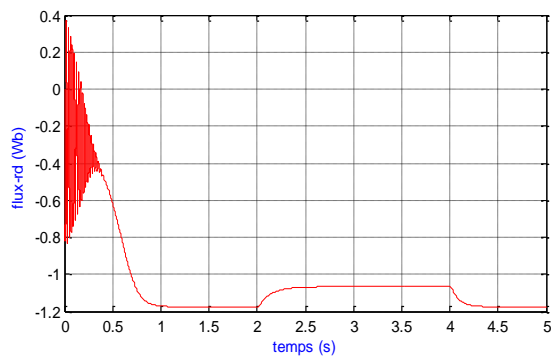


Figure II.13 Flux rotorique directe ϕ_{rd} (wb)

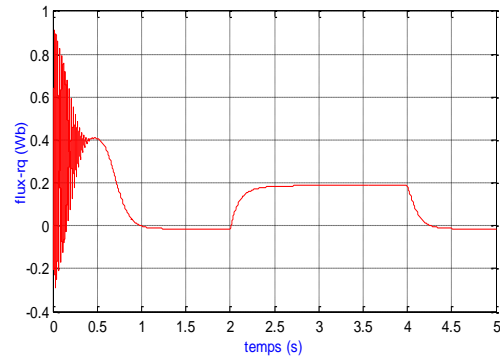


Figure II.14 Flux rotorique quadratique ϕ_{rq} (wb)

II.11 Alimentation de la MASDE par onduleurs de tension à commande M.L.I

II.11.1 Modélisation de l'onduleur MLI

Un onduleur autonome (à commande adjacente ou à M.L.I) est un convertisseur statique qui assure la transformation de l'énergie d'une source continue en une énergie alternative, qui peut être à fréquence fixe ou variable [27].

Le contrôle de la vitesse et du couple de la MASDE se réalise par action simultanée sur la fréquence et sur l'amplitude de la tension statorique, à base d'onduleurs de tension à fréquence variable.

Chaque étoile de la MASDE est connectée à un onduleur triphasé à commutations commandées. Ce dernier est constitué de trois branches ou chacune est composée de deux paires d'interrupteurs supposés parfaits et dont les commandes sont disjointes et complémentaires; chaque interrupteur est représenté par une paire transistor-diode qui est modélisé par deux états définis par la fonction de connexion logique suivante [28] [29]:

$$S_i = \begin{cases} 1 & \text{l'interrupteur } i \text{ est fermé } k_i \text{ conduit, } \bar{k}_i \text{ bloqué} \\ 0 & \text{l'interrupteur } i \text{ est ouvert } k_i \text{ bloqué, } \bar{k}_i \text{ conduit} \end{cases}$$

Avec : $S_i + \bar{S}_i = 1$ et $i = 1 \dots 3$;

La (figure II.15) représente le schéma d'un onduleur triphasé.

Les tensions composées sont :

$$\begin{cases} V_{AC} = V_{as1} - V_{bs1} = E(S_1 - S_2) \\ V_{BC} = V_{bs1} - V_{cs1} = E(S_2 - S_3) \\ V_{CA} = V_{cs1} - V_{as1} = E(S_3 - S_1) \end{cases} \quad (\text{II.36})$$

Les tensions simples V_{as1} , V_{bs1} et V_{cs1} forment un système triphasé équilibré, tel que :

$$V_{as1} + V_{bs1} + V_{cs1} = 0 \quad (\text{II.37})$$

La résolution d'équations (II.36) et (II.37) nous donne :

$$\begin{bmatrix} V_{as1} \\ V_{bs1} \\ V_{cs1} \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix} \quad (\text{II.38})$$

Pour le second onduleur on obtient :

$$\begin{bmatrix} V_{as2} \\ V_{bs2} \\ V_{cs2} \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_4 \\ S_5 \\ S_6 \end{bmatrix}$$

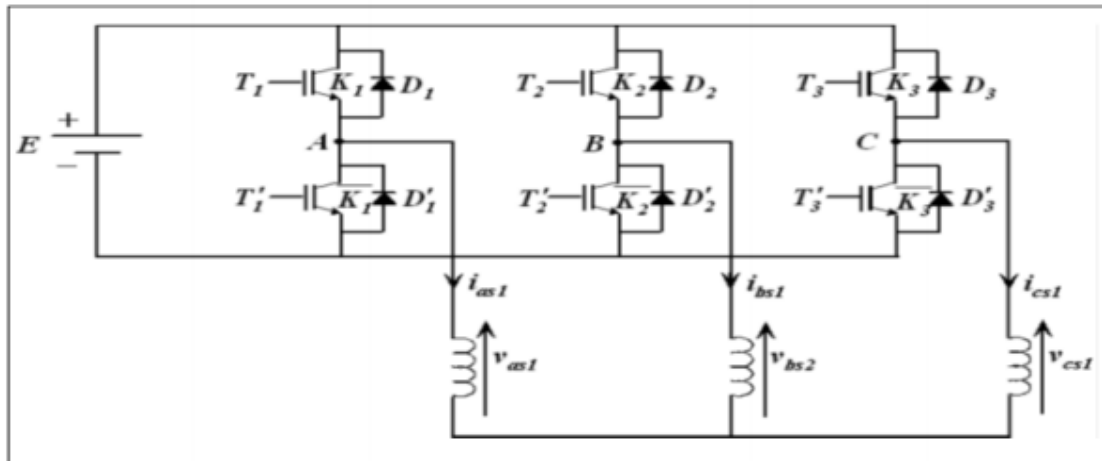


Figure II.15 schéma d'un onduleur triphasé.

II.12 conclusion

Dans ce chapitre nous avons modélisé et simulé les différents éléments de la chaîne de traction à savoir le modèle dynamique de véhicule électrique, la machine asynchrone double étoile et la modélisation de l'onduleur à commande MLI.

**CHAPITRE III : APPLICATION DE LA
COMMANDE DTC-SVM À LA CHAÎNE DE
TRACTION**

III.1 Introduction

Les méthodes de commande directe du couple «DTC» consistent à commander directement la fermeture ou l'ouverture des interrupteurs de l'onduleur à partir des valeurs pré calculées du flux statorique et du couple. Ses principaux avantages sont la rapidité de la réponse dynamique de couple et la faible dépendance vis-à-vis des paramètres de la machine. Cependant, deux inconvénients majeurs se présentent. D'une part la détermination des états de commutation se base sur des informations des tendances d'évolution du flux et du couple issues des éléments non linéaires de type hystérésis, d'autre part, comme la durée des commutations est variable, cela conduit à des oscillations de couple et de flux. Afin d'améliorer ses contraintes et les performances de la commande DTC classique, une autre technique est développée, en imposant une fréquence de modulation constante. Cette technique est appelée DTC à modulation vectorielle (DTC-SVM).

Dans ce chapitre on présentera la commande du contrôle direct du couple DTC et son amélioration par la modulation vectorielle (DTC-SVM), ainsi que les résultats obtenus par simulation.

III.2 Schéma de la commande (DTC-SVM) appliquée à la chaîne de traction

Le schéma de principe du système de contrôle DTC-SVM pour le convertisseur alimentant un MASDE est représenté sur la (**figure III.1**). Dans cette méthode, des contrôleurs PI sont utilisés pour la régulation du flux et du couple électromagnétique. Ces derniers génèrent à la sortie les tensions statoriques de référence V_{sd} , V_{sq} exprimées dans un référentiel tournant (d, q) orienté au flux statorique de la machine. Afin de générer les signaux de commande à appliquer aux électrodes des différents IGBTs constituant l'étage onduleur un bloc de modulation vectorielle SVM est utilisé après avoir transformé les composantes V_{sd} , V_{sq} aux $V_{s\alpha}$, $V_{s\beta}$ du repère lié au stator (α, β) .

Tout d'abord, les équations permettant d'estimer le flux, de préciser l'angle de déphasage du flux statorique et d'estimer le couple sont définies. Ensuite, le principe de la SVM est présenté.

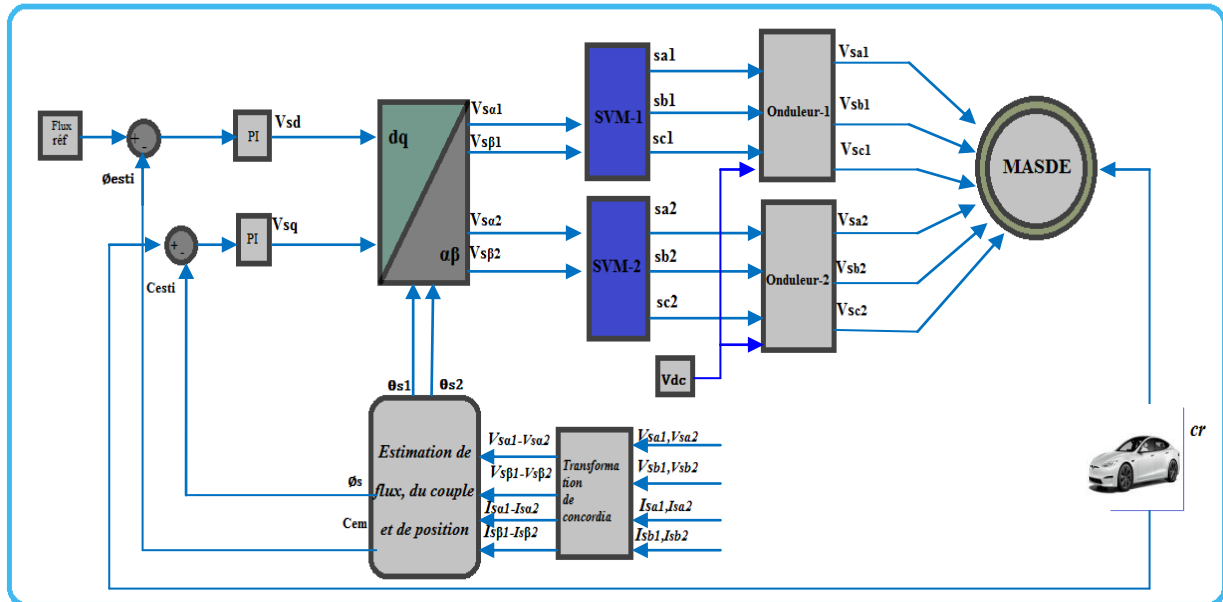


Figure III.1 Schéma bloc de la DTC-SVM appliquée à la chaîne de traction de VE

III.3 Principe de la commande directe du couple

Le principe 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 deux variables contrôlées sont : le flux statorique et le couple électromagnétique qui sont commandées par les régulateurs à hystérésis. Dans une commande DTC il est préférable de travailler avec une fréquence de calcul élevée afin de réduire les oscillations de couple provoquées par les régulateurs. [30]

Cette méthode de commande a pour avantages [31] :

- 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 de commande, comme dans le cas de la commande vectorielle.
- De n'avoir qu'un seul régulateur, celui de la boucle externe de la 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 :

- L'existence du problème à basse vitesse.
- La nécessité disposée des estimateurs 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 continu harmonique riche augmentant les pertes par commutation, les bruits acoustiques et des oscillations du couple qui peuvent exciter des résonances mécaniques.

III.3.1 Réglage du flux statorique

L'expression de flux statorique dans le référentiel lié au stator de la MASDE est obtenue par l'équation suivante [32] :

$$\overline{\phi}_s(t) = \int_0^t (\overline{V}_s - R_s \overline{I}_s) dt$$

Entre deux commutations des interrupteurs de l'onduleur, le vecteur tension sélectionné est toujours le même, d'où on peut écrire [32] :

$$\overline{\phi}_s(t) = \overline{\phi}_s(0) + \overline{V}_s(t) - \int_0^t R_s \overline{I}_s dt$$

En négligeant le terme résistif, ce qui est une approximation raisonnable aux moyennes et hautes vitesses, la variation du vecteur flux statorique issue de l'application d'un vecteur \overline{V}_s à la machine durant un temps court, $\Delta t = t_2 - t_1$, est donnée par[33] :

$$\overline{\phi}_s(t_2) \approx \overline{\phi}_s(t_1) + \overline{V}_s \Delta T \rightarrow \Delta \overline{\phi}_s = \overline{\phi}_s(t_2) - \overline{\phi}_s(t_1) \approx \overline{V}_s \Delta T$$

On constate alors que l'extrémité du vecteur flux statorique se déplace le long d'une droite d'axe colinéaire à celui du vecteur tension imposé par l'onduleur de tension à la machine [32]

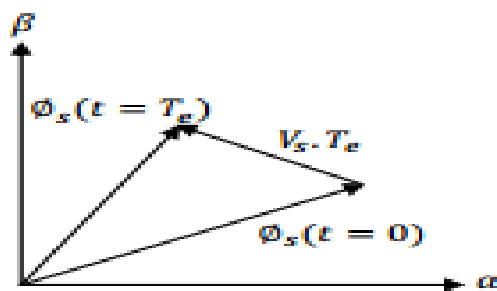


Figure III.2 application d'un vecteur tension statorique qui permet de diminuer le module du flux statorique.

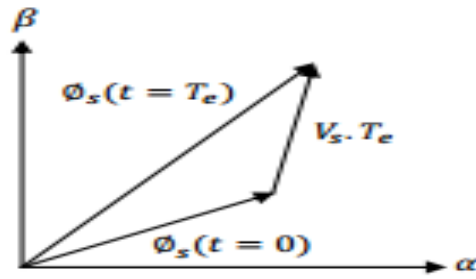


Figure III.3 application d'un vecteur tension statorique qui permet d'augmenter le module du flux statorique.

Le déplacement du vecteur flux statorique va être assuré par l'application successive des vecteurs tensions fournis par l'onduleur de tension. De plus, selon le vecteur tension appliqué, on peut agir sur la valeur du module du flux statorique (**Figure III.2**) et (**Figure III.3**). Ainsi, selon le choix du vecteur tension statorique sur les intervalles successifs de la durée de la période d'échantillonnage T_e , on peut faire suivre à l'extrémité de vecteur flux statorique une trajectoire quasi circulaire et maintenir l'amplitude du flux proche d'une valeur de référence constante. Cette conclusion est illustrée par la figure (**Figure III.4**) qui prend pour exemple une machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension à deux niveaux. On maintient le flux statorique dans une bande d'hystérésis centrée sur le flux de référence [32].

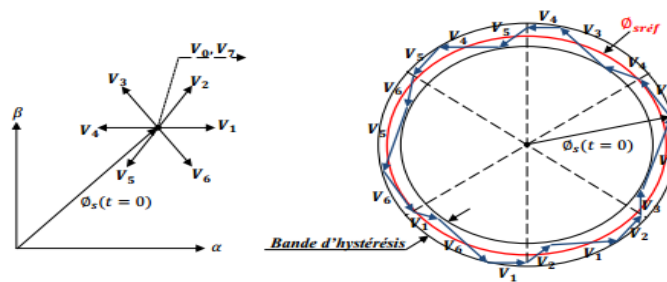


Figure III.4 trajectoire du flux statorique

La composante tangentielle du vecteur tension appliqué a pour effet de contrôler le couple, alors que la composante radiale agit sur l'amplitude du flux $\overline{\phi_s}$ (**Figure III.5**) [34]

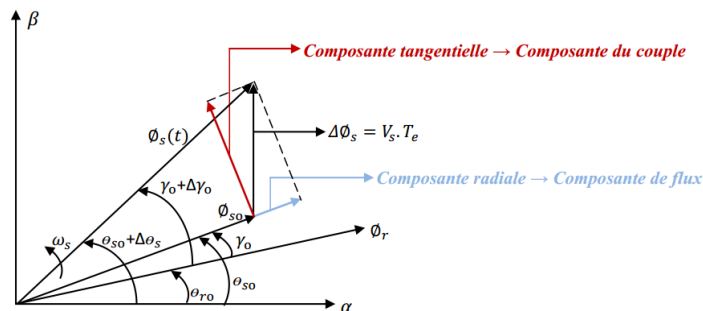


Figure III.5 l'évolution de l'extrémité de Φ_s **III.3.2 Réglage du couple électromagnétique**

Le couple électromagnétique s'exprime en fonction du flux statorique et du flux rotorique de la façon suivante [32].

$$C_{em} = K_c (\overline{\Phi}_s \times \overline{\Phi}_r) \quad (\text{III.1})$$

K_c : est une constante dépendant des paramètres de la machine.

$$K_c = \frac{3PM_{sr}}{2(\sigma.L_s.L_r)} \quad (\text{III.2})$$

$\overline{\Phi}_r$: est le vecteur du flux rotorique

$\overline{\Phi}_s$: est le vecteur du flux statorique

Le flux statorique et le flux rotorique peuvent se mettre sous la forme complexe suivante :

$$\begin{cases} \overline{\Phi}_s = [\Phi_s, \theta_s] = \Phi_s \cdot e^{j\theta_s} \\ \overline{\Phi}_r = [\Phi_r, \theta_r] = \Phi_r \cdot e^{j\theta_r} \end{cases} \quad (\text{III.3})$$

Où Φ_s et Φ_r : sont les modules respectivement du flux statorique et du flux rotorique à l'instant t_0 .

$$\begin{cases} \|\Phi_s\| = \sqrt{\Phi_{s\alpha}^2 + \Phi_{s\beta}^2} \\ \angle \Phi_s = \arctg \frac{\Phi_{s\beta}}{\Phi_{s\alpha}} \end{cases} \quad (\text{III.4})$$

Le couple peut être exprimé de la manière suivante :

$$C_{em} = K_c \|\overline{\Phi}_s\| \cdot \|\overline{\Phi}_r\| \sin(\gamma_0) \quad (\text{III.5})$$

Avec :

$$\gamma_0 = \theta_{s0} - \theta_{r0} \quad (\text{III.6})$$

Où : γ_0 est l'angle entre les deux vecteurs flux statorique et rotorique. Sachant que le flux statorique est maintenu dans une bande d'hystérésis, on peut supposer qu'il suit sa référence, l'expression (III.5) devient:

$$C_{em} = K_c \Phi_{sref} \cdot \Phi_r \sin(\gamma) \quad (III.7)$$

L'équation (III.7) permet donc de conclure que la manière la plus efficace de faire varier le couple électromagnétique à l'échelle de la période d'échantillonnage est d'agir sur l'angle γ , entre les vecteurs flux statorique et rotorique (**figure III.6**).

Afin d'augmenter rapidement l'angle γ et donc le couple, il est indispensable de faire avancer le vecteur flux statorique dans le sens de rotation considéré positif. En (**figure III.6**), on voit que ceci peut être obtenu en appliquant un vecteur tension ayant une forte composante en quadrature avance par rapport au vecteur flux. Inversement, une réduction du couple moteur en valeur algébrique peut être obtenue de manière rapide en appliquant un vecteur tension ayant une forte composante en quadrature retard [35].

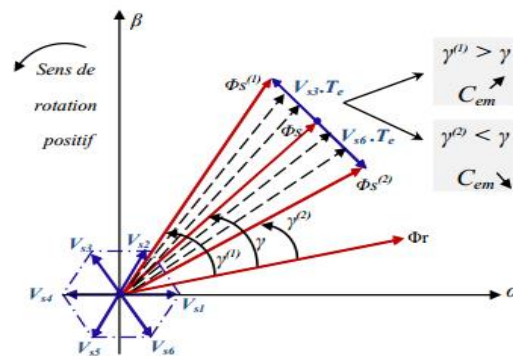


Figure III.6 réglage du couple électromagnétique en agissant sur les vecteurs tension

III.4 Algorithme de la commande directe du couple

III.4.1 Estimation du flux statorique

L'estimation de flux statorique peut être réalisée à partir des mesures des grandeurs statoriques courant et tension de la MASDE en utilisant l'équation suivante [32] [36]:

$$\bar{\Phi}_s(t) = \int_0^t (\bar{V}_s - R_s \bar{I}_s) dt \quad (III.8)$$

Le vecteur flux statorique est calculé à partir de ses deux composantes biphasées d'axes (α, β) , tel que :

$$\bar{\Phi}_s = \Phi_{s\alpha} + j\Phi_{s\beta} \quad (III.9)$$

$$\text{Avec : } \Phi_{s\alpha} = \Phi_{s\alpha 1} + \Phi_{s\alpha 2} \text{ et } \Phi_{s\beta} = \Phi_{s\beta 1} + \Phi_{s\beta 2}$$

Le module du flux statorique s'écrit :

$$\Phi_s = \sqrt{(\Phi_{s\alpha1} + \Phi_{s\alpha2})^2 + (\Phi_{s\beta1} + \Phi_{s\beta2})^2} \quad (\text{III.10})$$

$$\text{Avec : } \begin{cases} \Phi_{s\alpha1} = \int_0^t (V_{s\alpha1} - R_s I_{s\alpha1}) dt \\ \Phi_{s\beta1} = \int_0^t (V_{s\beta1} - R_s I_{s\beta1}) dt \\ \Phi_{s\alpha2} = \int_0^t (V_{s\alpha2} - R_s I_{s\alpha2}) dt \\ \Phi_{s\beta2} = \int_0^t (V_{s\beta2} - R_s I_{s\beta2}) dt \end{cases} \quad (\text{III.11})$$

Les composantes α et β des vecteurs courants statoriques $I_{s\alpha}$ et $I_{s\beta}$, sont obtenues par l'application de la transformation de Concordia aux courants mesurés.

$$I_s = I_{s\alpha} + jI_{s\beta} \quad (\text{III.12})$$

$$\text{Avec : } I_{s\alpha} = I_{s\alpha1} + I_{s\alpha2} \text{ et } I_{s\beta} = I_{s\beta1} + I_{s\beta2}$$

$$\begin{cases} I_{s\alpha1} = I_{sa1} \\ I_{s\beta1} = \sqrt{\frac{2}{3}}(I_{sb1} - I_{sc1}) \\ I_{s\alpha2} = I_{sa2} \\ I_{s\beta2} = \sqrt{\frac{2}{3}}(I_{sb2} - I_{sc2}) \end{cases} \quad (\text{III.13})$$

On reconstitue les composantes du vecteur tension à partir de la mesure de la tension côté continu et de la connaissance des états des interrupteurs, en utilisant les relations suivantes:

$$\bar{V}_s = V_{s\alpha} + jV_{s\beta} \quad (\text{III.14})$$

$$\text{Avec : } V_{s\alpha} = V_{s\alpha1} + V_{s\alpha2} \text{ et } V_{s\beta} = V_{s\beta1} + V_{s\beta2}$$

$$\begin{cases} V_{s\alpha1} = \frac{2}{3}U_0[S_{a1} - \frac{1}{2}(S_{b1} + S_{c1})] \\ V_{s\beta1} = \frac{1}{\sqrt{3}}U_0(S_{b1} - S_{c1}) \\ V_{s\alpha2} = \frac{2}{3}U_0[S_{a2} - \frac{1}{2}(S_{b2} + S_{c2})] \\ V_{s\beta2} = \frac{1}{\sqrt{3}}U_0(S_{b2} - S_{c2}) \end{cases} \quad (\text{III.15})$$

La zone dans laquelle se situe le vecteur flux $\bar{\Phi}_s$ est déterminée à partir des composantes $\Phi_{s\alpha}$ et $\Phi_{s\beta}$. L'angle α_s entre le référentiel statorique et le vecteur $\bar{\Phi}_s$ est égale :

$$\alpha_s = \arctg \left(\frac{\phi_{s\beta 1} + \phi_{s\beta 2}}{\phi_{s\alpha 1} + \phi_{s\alpha 2}} \right) \quad (\text{III.16})$$

Ces équations représentent les étapes de calcul nécessaires pour l'estimation de l'amplitude et la position du vecteur flux statorique. Cet estimateur exige seulement la connaissance de la résistance statorique, ou l'effet de l'erreur sur ce dernier est négligeable.

Cette méthode d'estimation du flux statorique présente l'avantage de la simplicité, de la robustesse vis-à-vis des variations des paramètres rotoriques, et de la précision, notamment à grande et moyenne vitesses où la chute de tension ohmique devient négligeable. Cependant, pour les basses vitesses, la résistance statorique devient un paramètre prépondérant, et des problèmes de dérivé et d'instabilité de l'intégrale (III.11) peuvent surgir [32].

III.4.2 Estimation du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique de la machine asynchrones double étoile peut se mettre sous la forme suivante [30] [34]

$$C_{em} = P(\phi_{s\alpha 1} \cdot I_{s\beta 1} + \phi_{s\alpha 2} \cdot I_{s\beta 2} - \phi_{s\beta 1} \cdot I_{s\alpha 1} - \phi_{s\beta 2} \cdot I_{s\alpha 2}) \quad (\text{III.17})$$

Cette relation montre que la précision de l'amplitude du couple estimé dépend de la précision de l'estimateur du flux statorique et de la mesure des courants.

III.5 Technique de la commande par MLI vectorielle (SVM)

La commande souvent adaptée aux convertisseurs statiques est la stratégie MLI. Plusieurs méthodes ont été développées avec l'objectif de générer à la sortie de l'onduleur une tension sinusoïdale ayant le moins d'harmonique possible. Pour l'onduleur de notre système de commande nous utilisons la technique de la modulation vectorielle (SVM). [29]

III.5.1 principe de la MLI vectorielle

Le principe de cette méthode est la détermination des portions de temps (durée de modulation) qui doivent être allouées à chaque vecteur de tension durant la période d'échantillonnage. Cette commande rapprochée (SVM) permet de déterminer les séquences des allumages et des extinctions des composants du convertisseur et de minimiser les harmoniques des tensions appliquées au moteur. [38]

Les huit vecteurs de tensions redéfinies par la combinaison des interrupteurs sont représentés dans le plan (α, β) par la (**figure III.7**):

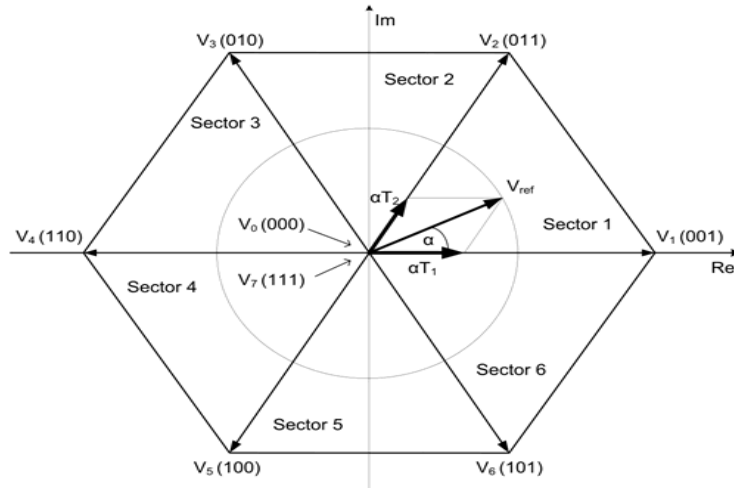


Figure III.7 principe de la commande MLI vectorielle (SVM)

III.5.2 Algorithme de la commande SVM

III.5.2.1 Les étapes de la réalisation d'une MLI vectorielle (SVM)

Par conséquent, la MLI vectorielle (SVM) peut être mise en application par les étapes suivantes :

Étape 1 : détermination des tensions de référence $V_{s\alpha}$, $V_{s\beta}$, V_{ref} .

Étape 2 : détermination des secteurs (θ)

Étape 3 : calcul des temps d'application T_1 , T_2 et T_0 des vecteurs adjacents pour chaque secteur.

Étape 4 : calcul des rapports cycliques de commutation pour chaque secteur.

III.5.2.2 Étape 1 Détermination des tensions de référence $V_{s\alpha}$, $V_{s\beta}$, V_{ref}

Les équations $V_{s\alpha}$, $V_{s\beta}$, V_{ref} et l'angle (θ) peuvent être déterminés comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha 1} \\ V_{s\beta 1} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{an1} \\ V_{bn1} \\ V_{cn1} \end{bmatrix} \quad (\text{III.18})$$

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha 2} \\ V_{s\beta 2} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{an2} \\ V_{bn2} \\ V_{cn2} \end{bmatrix} \quad (\text{III.19})$$

$$|\bar{V}_{ref}| = \sqrt{V_{s\alpha}^2 + V_{s\beta}^2} \quad (\text{III.20})$$

Une analyse combinatoire de tous les états possibles des interrupteurs permet de calculer le vecteur de tension $\begin{pmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{pmatrix}$. Nous pouvons donc dresser un tableau, des différents états de l'onduleur. [37]

vecteur	S_a	S_b	S_c	V_{sa}	V_{sb}	V_{sc}	$V_{s\alpha}$	$V_{s\beta}$	Vecteur V_i
V_0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
V_5	0	0	1	$-\frac{E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	$2\frac{E}{3}$	$-\sqrt{\frac{1}{6}}E$	$-\sqrt{\frac{1}{2}}E$	$-\sqrt{\frac{1}{2}}Ee^{j\frac{4\pi}{3}}$
V_3	0	1	0	$-\frac{E}{3}$	$2\frac{E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	$-\sqrt{\frac{1}{6}}E$	$\sqrt{\frac{1}{2}}E$	$-\sqrt{\frac{1}{2}}Ee^{j\frac{2\pi}{3}}$
V_4	0	1	1	$2\frac{E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	$\frac{E}{3}$	$-\sqrt{\frac{2}{3}}E$	0	$-\sqrt{\frac{2}{3}}E$
V_1	1	0	0	$2\frac{E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	$-\frac{E}{3}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}E$	0	$\sqrt{\frac{2}{3}}E$
V_6	1	0	1	$\frac{E}{3}$	$-2\frac{E}{3}$	$\frac{E}{3}$	$\sqrt{\frac{1}{6}}E$	$-\sqrt{\frac{1}{2}}E$	$\sqrt{\frac{2}{3}}Ee^{j\frac{5\pi}{3}}$
V_2	1	1	0	$\frac{E}{3}$	$\frac{E}{3}$	$-2\frac{E}{3}$	$-\sqrt{\frac{1}{6}}E$	$\sqrt{\frac{1}{2}}E$	$\sqrt{\frac{2}{3}}Ee^{j\frac{\pi}{3}}$
V_7	1	1	1	0	0	0	0	0	0

Table III.1 : tensions statoriques

III.5.2.3 Étape 2 Détermination des secteurs (θ)

Le secteur est déterminé selon la position du vecteur V_{sref} dans le plan (α, β), tel que cette position présente la phase θ de ce vecteur définie par [40]

$$\theta = \tan^{-1} \left(\frac{V_{s\beta ref}}{V_{s\alpha ref}} \right) \quad (\text{III.21})$$

Secteur θ	Secteur 1	Secteur 2	Secteur 3
θ	$0 \leq \theta \leq \frac{\pi}{3}$	$\frac{\pi}{3} \leq \theta \leq \frac{2\pi}{3}$	$\frac{\pi}{3} \leq \theta \leq \pi$
Secteur θ	Secteur 4	Secteur 5	Secteur 6
θ	$\pi \leq \theta \leq \frac{4\pi}{3}$	$\frac{4\pi}{3} \leq \theta \leq \frac{5\pi}{3}$	$\frac{5\pi}{3} \leq \theta \leq 2\pi$

Table III.2 : Détermination Du Secteur (1, 2, 3, 4, 5,6)

III.5.2.4 Étape 3 calculs des temps d'application T1, T2 et T0 des vecteurs adjacents pour chaque secteur

$$\frac{1}{T_e} \left[\int_0^{T_1} \bar{V}_1 dt + \int_0^{T_1+T_2} \bar{V}_2 dt + \int_{T_1+T_2}^{T_e} \bar{V}_0 \right] \quad (\text{III.22})$$

$$T_e \cdot \bar{V}_{ref} = (T_1 \cdot \bar{V}_1 + T_2 \cdot \bar{V}_2) \quad (\text{III.23})$$

$$T_e \cdot |\bar{V}_{ref}| \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \sin(\theta) \end{bmatrix} = T_1 \frac{2}{3} V_{dc} \cdot \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} + T_2 \frac{2}{3} V_{dc} \cdot \begin{bmatrix} \cos\left(\frac{\pi}{3}\right) \\ \sin\left(\frac{\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (\text{III.24})$$

Ou ($0 \leq \theta \leq 60^\circ$)

$$T_1 = a \cdot \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) / \sin\left(\frac{\pi}{3}\right) \quad (\text{III.25})$$

$$T_2 = T_e \cdot a \cdot \sin(n\theta) / \sin\left(\frac{\pi}{3}\right) \quad (\text{III.26})$$

$$T_0 = T_e - (T_1 + T_2), \text{ ou } \left(T_e = \frac{1}{f_e} \text{ et } a = \frac{|\bar{V}_{ref}|}{\frac{2}{3}V_{dc}} \right) \quad (\text{III.27})$$

Les temps d'application à tous les secteurs

$$T_1 = \sqrt{3} \cdot T_e \frac{|\bar{V}_{ref}|}{V_{dc}} \left(\sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta + n - \frac{1}{3}\right) \right) \quad (\text{III.28})$$

$$= \sqrt{3} \cdot T_e \frac{|\bar{V}_{ref}|}{V_{dc}} \sin\left(\frac{n}{3} - \pi - \theta\right)$$

$$= \sqrt{3} \cdot T_0 \frac{|\bar{V}_{ref}|}{V_{dc}} \left(\sin\left(\frac{n\pi}{3}\right) \cos(\theta) - \cos\left(\frac{n\pi}{3}\right) \sin(n\theta) \right)$$

$$T_2 = \sqrt{3} \cdot T_2 \frac{|\bar{V}_{ref}|}{V_{dc}} \left(\sin\left(\theta - \frac{n-1}{3}\theta\right) \right) \quad (\text{III.29})$$

$$= \sqrt{3} \cdot T_e \frac{|\bar{v}_{ref}|}{V_{dc}} \left(-\cos(\theta) \sin\left(\frac{n-1}{3}\theta\right) + \sin(n\theta) \cos\left(\frac{n-1}{3}\theta\right) \right)$$

$$T_0 = T_e - T_1 - T_2 \text{ (ou, à travers 6 (secteur 1 vers 6))}$$

$$(0 \leq \theta \leq 60^\circ)$$

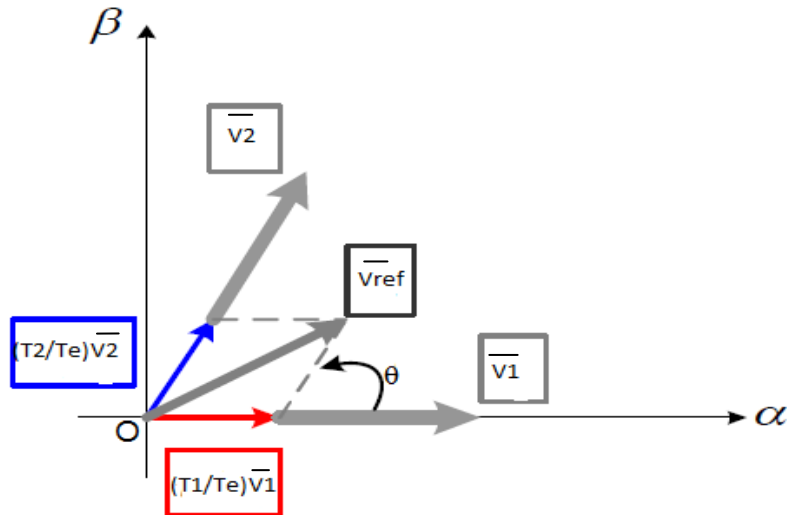
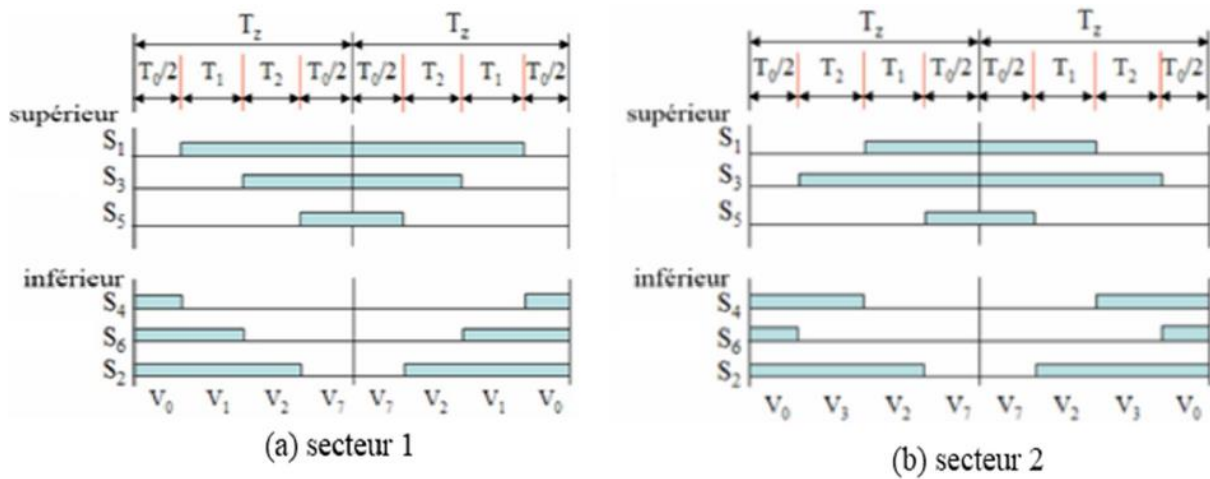


Figure III.8 vecteur de référence comme combinaison des vecteurs adjacents au secteur 1

III.5.2.5 Étape 4 calculs des rapports cycliques de commutation pour chaque secteur



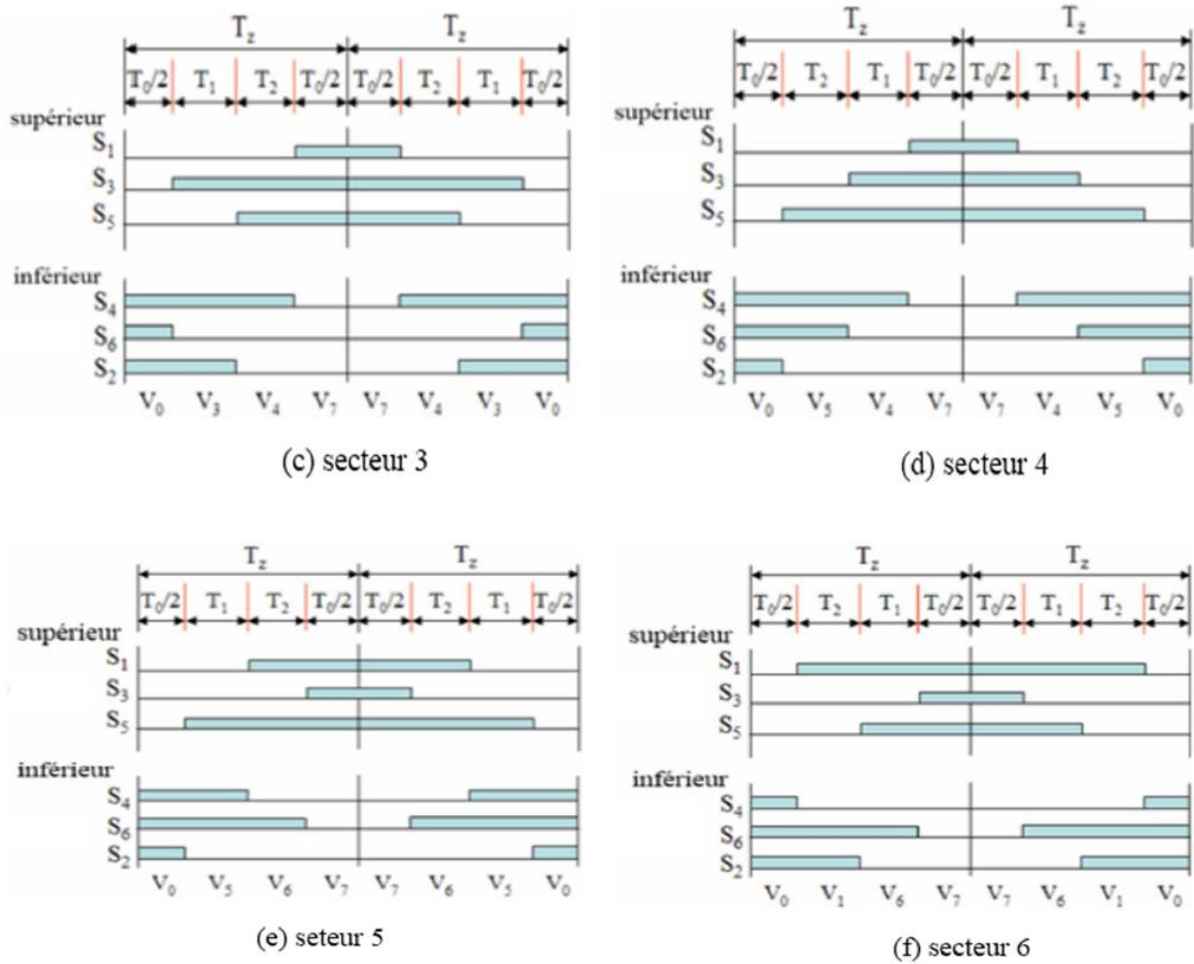


Figure III.9 Vecteurs à appliquer pour chaque secteur [41]

III.6 Résultat de simulation

Nous avons simulé notre chaîne de traction alimentée par un onduleur de tension à deux niveaux commandé par (DTC-SVM). La simulation à été effectuées sous Matlab/simulink

Les paramètres de simulation de la (DTC-SVM) appliquée à la chaîne de traction de VE son présenter dans les tableaux suivantes :

paramètres	Valeurs
flux de référence ($flux_{ref}$)	1.2 (Wb)
le couple électromagnétique de référence et l'intervalle de son application (C_{em})	14 (N.m) [2 3 s], [6.5 8 S]
la tension d'alimentation des onduleurs (V_{dc})	600 (V)
la période d'échantillonnage pour la SVM	0.0005 (S)
le pas de simulation	1e-5

Table III.3 : paramètres de simulation

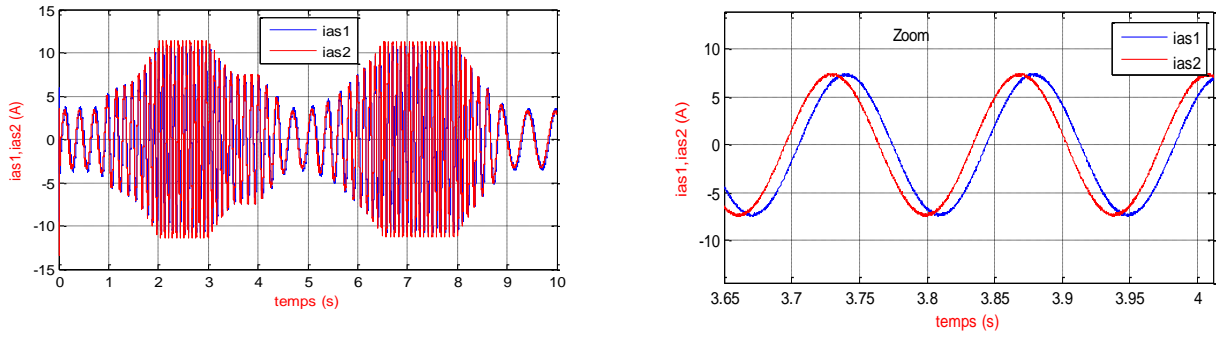


Figure III.10 allure des courants statoriques

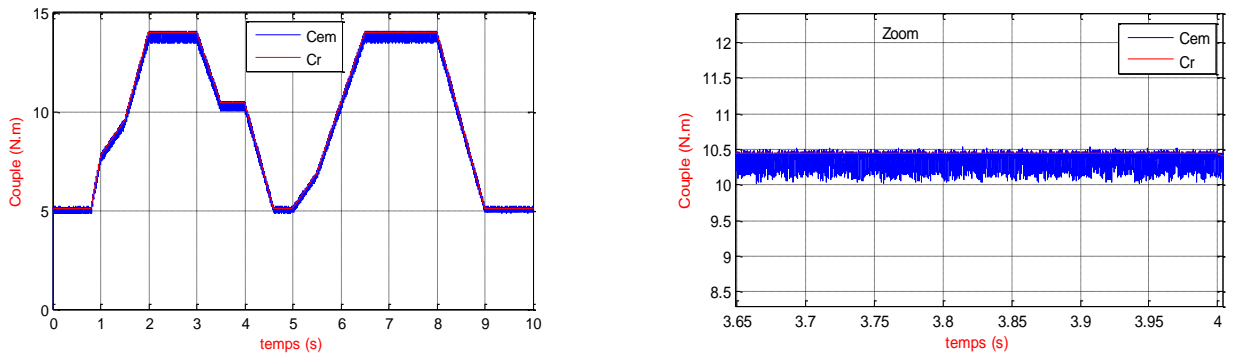


Figure III.11 allure de couple électromagnétique et de couple de véhicule électrique

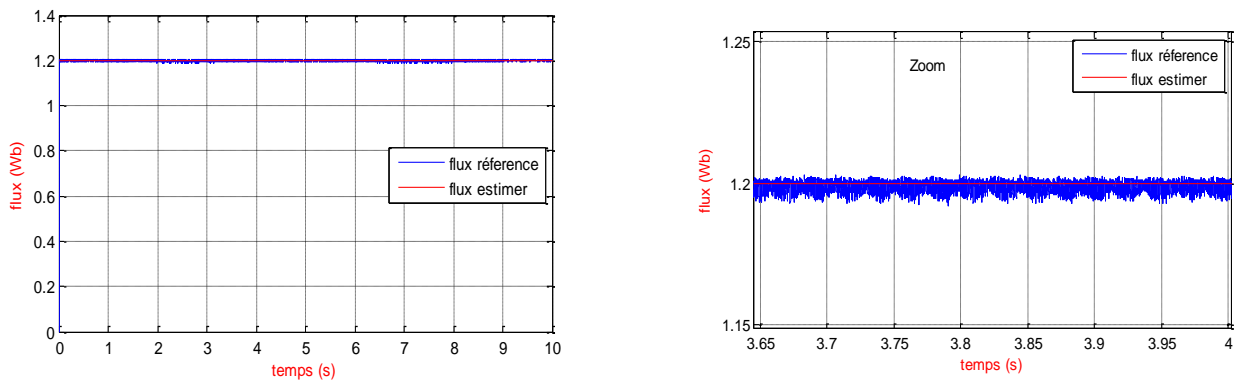


Figure III.12 Allure du flux estimé et le flux de référence

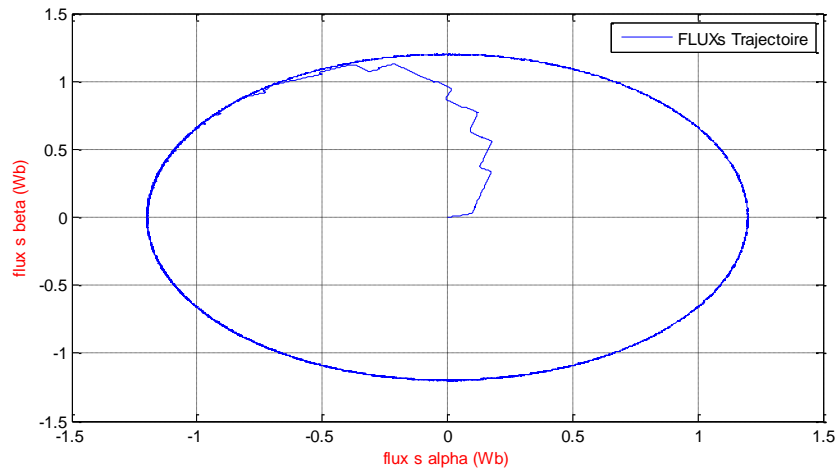


Figure III.13 Allure du flux statorique

Les **figures (III.10) (III.11)** représentent respectivement les allures de courant statorique et de couple électromagnétique. On remarque que le courant et le couple électromagnétique suivent bien le couple de charge imposé par le véhicule électrique.

La **figure (III.12)** représente l'allure du flux statorique estimé et référence. On remarque que le flux à une bonne réponse dynamique et statique avec un régime transitoire rapide, et il suit convenablement sa référence. La **figure(III.13)** représente la trajectoire de flux statorique qu'il est pratiquement circulaire.

On peut dire que la DTC-SVM contrôle directement le couple et le flux par la prédiction de la tension de commande nécessaire puis elle utilise la modulation vectorielle pour générer cette tension, donc elle profite des avantages du principe de la DTC « bonne dynamique, pas de capteur de vitesse pour notre cas » et des avantages de la modulation vectorielle (SVM) « la fréquence de commutation constant à 2KHz ».

III.7 Conclusion

Dans ce chapitre on a présenté la commande (DTC-SVM) appliquée à la chaîne de traction de véhicule électrique, le principe de la DTC, les étapes de sa réalisation, le principe de la commande MLI vectorielle et ses étapes de réalisation. La simulation du système global a été effectuée sous l'environnement Matlab/Simulink.

La (DTC-SVM) permet de réduire les ondulations du couple, courant et de flux tout en gardant la fréquence de commutation constante.

CONCLUSION GÉNÉRALE

Conclusion générale

La traction électrique fait l'objet de nombreuses recherches, en raison de la forte demande dans le secteur de transport ne cessant de croître, afin de réaliser la migration énergétique des énergies fossiles à celles vertes (renouvelable). Les recherches menées ont permis une avancée majeure dans ce domaine.

Dans ce travail, nous avons essayé de contribuer à la commande robuste d'une machine polyphasée (MASDE) dédiée à la chaîne de traction d'un véhicule électrique dans le contexte d'une solution stratégique pour affronter l'un des plus grands défis de notre avenir énergétique : l'impact des transports sur l'environnement.

Pour atteindre cet objectif, nous nous sommes tout d'abord intéressés à la description des différents éléments de la chaîne de traction de véhicule électrique tout en présentant l'historique, l'architecture, le système de stockage de l'énergie et l'actualité sur le marché des véhicules électriques. Nous sommes ensuite intéressés aux machines polyphasées afin de présenter sommairement leurs caractéristiques, de préciser leurs avantages qu'elles offrent par rapport à leurs homologues machines triphasées tels que : la segmentation de puissance, la fiabilité et minimisation des ondulations du couple et des pertes rotoriques. Enfin, le choix de la MASDE a été fait, sans doute parce qu'elle constitue un bon compromis entre une segmentation de puissance suffisante et un ensemble convertisseur- machine pas trop compliqué.

Maintenant que les différents éléments de la chaîne de traction électrique du véhicule électrique sont présentés, le second chapitre présentait la modélisation de ces derniers en commençant par la détermination des différentes forces agissant sur le VE (la force résistante au roulement, la force résistante à la pénétration dans l'air et la force due à la pente à gravir). A partir de ces forces le couple résistant du véhicule électrique a été déterminé. Puis, nous avons présenté la modélisation de la machine asynchrone double étoile, en élaborant son modèle diphasé pour étudier son comportement dynamique. Ensuite nous avons présenté l'alimentation de la MASDE par la mise en parallèle de deux onduleurs de tension commandés par la modulation vectorielle (SVM). L'étude par simulation a été effectuée sous l'environnement Simulink du Matlab.

Dans le but d'accroître l'efficacité du système de commande, nous avons proposé dans le troisième chapitre d'associer la DTC classique à une modulation vectorielle (SVM) pour une MASDE alimentée par la mise en parallèle de deux onduleurs triphasés. L'avantage de cette

nouvelle stratégie d'entraînement DTC-SVM réside dans la maîtrise de la fréquence de commutation ce qui permet la réduction des harmoniques, ce qui diminue largement les pertes de commutation dans le convertisseur et facilite ainsi le choix des composants de puissance à utiliser, d'autre part, elle présente un temps de réponse rapide du flux et du couple sans fluctuations. Les résultats de simulation ont prouvé que la DTC-SVM offre de bonnes performances.

Cependant, en perspectives il serait intéressant de poursuivre certains travaux pour compléter cette étude :

- Application d'autres techniques de commande robuste, telles que : la commande adaptative, les réseaux de neurones, commande par la méthode du backstepping, par flou-mode glissant.
- Utilisation des onduleurs multi-niveaux.

ANNEXES

Annexes

Paramètres de la machine [27]

Puissance nominale	$p_n = 4.5 \text{ kW}$
Tension nominale	$V_n = 220 \text{ v}$
Fréquence	$f_s = 50 \text{ Hz}$
Résistance d'une phase statorique (étoile 1 et 2)	$R_{s1} = R_{s2} = 3.72 \Omega$
Résistance d'une phase rotorique	$R_r = 2.12 \Omega$
Inductance de fuite d'une phase statorique (étoile 1 et 2)	$L_{s1} = L_{s2} = 0.022 \text{ H}$
Inductance de fuite d'une phase rotorique	$L_r = 0.006 \text{ H}$
Inductance mutuelle	$L_m = 0.3672 \text{ H}$
Nombre de pairs de pôles	$p = 1$
Moment d'inertie	$J = 0.0625 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$
Coefficient de frottement	$k_f = 0.001 \text{ N} \cdot \text{m} \cdot \text{s}/\text{rd}$

Paramètres de véhicule électrique [2]

paramètres	symboles	valeurs
Masse de véhicule	m	1300 kg
Rayon de la roue	r	0.32 m
Surface frontale du véhicule	A_f	2.6 m ²
Constante de la force de résistance due au déplacement	f_{ro}	0.01
Densité de l'air	ρ_{air}	1.2 kg/m ³
Coefficient de traînée aérodynamique	C_d	0.32
Gravité	g	9.81 m/s ²

BIBLIOGRAPHIE

Bibliographie

- [1] L. Abada C. Benslimane « Etude comparative des stratégies de commande dédiées aux applications de traction électrique », Mémoire pour l'obtention du diplôme de Master, université de Bejaia. 2016/2017
- [2] Z. Mokrani « Application des Techniques de Commande Avancées aux Machines Electriques Dédiées à la Traction Electrique », thèse en vue de l'obtention du diplôme de doctorat, Université A.MIRA-BEJAIA, 2015/2016.
- [3] D. Lamia A. Lyna « Contribution à la commande d'une machine asynchrone double étoile dédiée à un véhicule électrique », Mémoire de fin d'études, université de Bejaia, 2019/2020.
- [4] C. Mustapha H. Rabah « Véhicule électrique à base d'un moteur synchrone à aimants permanent double étoile », Projet fin d'étude Pour l'obtention du diplôme de Master en Electrotechnique, université de Bejaia, 2018/2019.
- [5] B. GASBAOUI, "Analyse et Commande Directe du Couple d'un Véhicule Electrique à deux Roues Motrices", Thèse Doctorat Université de Béchar, 2012 Yannick Brossard, Renault. Recharge d'un véhicule électrique Renault Kangoo Z.E.2013/2014
- [6] M. Benadjaoud T. Farid « Contribution à l'étude et simulation d'une chaine de conversion pour Véhicule Electrique », Mémoire en vu de L'obtention du Diplôme de Master, université de bejaia, 2018/2019
- [7] N. GUESSOURI ET R. HAMMADI, « Étude comparative entre influence des déferents paramètres physique et la performance du véhicule électrique, modélisation et simulation », Mémoire Master, Université Abdelhamid Ibn Badis Mostaganem, 2019.
- [8] ARIF A, « Amélioration des performances d'un véhicule électrique alimenté par une source photovoltaïque. » Thèse de doctorat, Université Mohamed Khider - Biskra. (2013).
- [9] ESPANET C « Contribution à Modélisation et conception optimal de moteur sans balais à structure inversée application au moteur-roue. » Thèse de doctorat, Université de Franche-Comté 1999 .
- [10] B. Abdelmalek F. Hamza, « Etude et simulation des éléments de chargeurs intégrés pour véhicule électrique » Mémoire Présenté pour obtenir le diplôme de master en électrotechnique , Université Abdelhamid Ibn Badis Mostaganem, 2018/2019.

- [11] B.abdelmalek F. hamza « etude et simulation de élément de charhere intégré pour véhicule électrique », mémoire, université Abdelhamide Ibn Badis Mostaganem, 2018/2019.
- [12] R. Andy Franckie « architecture de la chaine de traction d'un véhiculr tout électrique » mémoire, université d'antananarivu, promotion 2016.
- [13] R. Célia T. Lyliia « Étude d'un véhicule électrique », Mémoire De Fin D'étude, université de Bejaia, 2019/2020.
- [14] C. Mustapha H. Rabah « Véhicule électrique à base d'un moteur synchrone à aimants permanant double étoile ». Projet fin d'étude Pour l'obtention du diplôme de Master en Electrotechnique, Université A.MIRA-BEJAIA, 2018/2019.
- [15] Murat Yilmaz. Review of battery charger topologies, charging power levels, and infrastructure for Plug-In Electric and Hybridvehicles. IEE transactions on power electronics, vol.28, no. 5 mai 2013.
- [16] P.Mayé,aide-mémoire électrotechnique, Dunod, Parise,France,2005
- [17] Koussaila iffouzar- Thèse de doctorat-Etude et Contrôle des Machines Asynchrones Polyphasées en Modes Normal et Dégradé. Application dans un Système Embarqué, Université de bejaia. -2016.
- [18] E.Merbet, « commande floue adaptive d'une machine asynchrone double étoile », mémoire de magister, Université de Batna 2008.
- [19] M. BACHIR N. YOUNES, « Modélisation des moteurs asynchrones polyphasés, dédiée au diagnostic de courts-circuits inter-spires. Application aux moteurs pentaphasé et double étoile » mémoire fin d'étude, Tizi-Ouzou, 2008.
- [20] H.Amimeur, « Contribution au contrôle de la machine asynchrone double étoile », Thèse de Doctorat, Université de Batna, 2012.
- [21] D.Hadiouche, « Contribution à l'étude de la machine asynchrone double étoile: modélisation, alimentation et structure », Thèse de Doctorat, Université de Nancy-I, France, 2001.
- [22] S.Faouzi B.Yanis, « Analyse des performances d'une machine asynchrone double étoile en fonctionnement autonome, en régime normal et dégradé », Projet de Fin d'étude Pour l'obtention du diplôme de Master en Electrotechnique, Université de Bejaia, 2021.
- [23] A. Smail A. Belkacem, « Etude et Modélisation de la Machine Asynchrone Double Etoile : Application à la Traction Electrique », Mémoire de Fin d'études de Master Académique, Université de Tizi-Ouzou, 2014.

- [24] H.Yassine H.Ali « Modélisation de la machine asynchrone double étoile en vue du diagnostic du défaut de court-circuit entre spires statoriques », Mémoire de Master, Université Akli Mohand Oulhadj de Bouira, 2017.
- [25] H.Lounes K.Mounir, « Etude et Commande d'une Machine Asynchrone Double Etoile », Mémoire de Fin de Cycle, Université de Bejaia, 2013-2014.
- [26] B.Larbi A.Larbi, « Commande par Mode de Glissement d'un Moteur Asynchrone Double Etoile » Mémoire, Université A .Mira – BEJAIA ,2012/2013.
- [27] P. Vyroubal, J. Maxa and T. Kazda, Simulation of the Behavior of the Lithium Ion Battery,BrnoUniversity of Technology, CzechRepublic.juin 2014.
- [28] I.Baadji, Optimisation de la commande d'un variateur de vitesse à base d'une pile PEMFCMémoire de Magistere, Universite Mohamed Boudiaf-M'sila, 2014.
- [29] A. Chikhy, « consepton d' une commande floue directe du couple (FDTC) de la machine asynchrone basee sur la SVM » , thèse de doctorat Université de BATNA 2013.
- [30] D. Lakhdar, « contribution à la commande predictive directe du couple de la machine à induction, thèse de doctorat Université de BATNA 2, 2016.
- [31] R. SADOUNI, « Commande par mode glissant flou d'une machine asynchrone à double étoile », Mémoire de Magister de l'université de Sidi Bel Abbes, Algérie, 2010.
- [32] A. MARTINS, « Contrôle direct du couple d'une machine asynchrone alimentée par convertisseur multiniveaux à fréquence imposée », Thèse de Doctorat de l'institut national polytechnique de Toulouse, France, Décembre 2000.
- [33] L. BENALIA, « Commande en tension des moteurs à induction double alimentes », Thèse de Doctorat de l'université de Batna, Algérie, juin 2010.
- [34] H. BEN ZEMAMOUCHE, « Application de la MLI vectorielle aux onduleurs multiniveaux à base de GTO et d'IGBT », Mémoire de Magister de l'université d'Annaba, Algérie, 2010.
- [35] S. Imane S. Hadjila «Commande Directe Du Couple DTC-SVM D'une Machine Asynchrone 'MAS' » MÉMOIRE DE MASTER, Université Mohamed Khider de Biskra, 2019 – 2020.
- [36] A. Hamza E. Kamel «Commande Directe du Couple DTC-SVM d'une Machine Asynchrone (MAS) » Mémoire présenté pour l'obtention Du diplôme de Master Académique Université Mohamed Boudiaf - M'SILA 2016 /2017.
- [37] T. RIAD « Contribution A La Commande Directe Du Couple De La Machine Asynchrone » Thèse Doctorat, Université Mentouri Constantine (Algérie), 2008.

- [38] K. Abdelaziz K. Ahmed « Commande DTC-SVM Prédicative D'un Moteur Asynchrone A Cage Sans Capteur Mécanique » master académique, université Kasdi Merbah Ourgla ,2013.
- [39] A. Hamza E. Kamel « Commande Directe du Couple DTC-SVM d'une Machine Asynchrone (MAS) » Mémoire présenté pour l'obtention Du diplôme de Master Académique Université Mohamed Boudiaf - M'sila 2016 /2017.
- [40] T. RIAD « Contribution A La Commande Directe Du Couple De La Machine Asynchrone » Thèse Doctorat, Université Mentouri Constantine (Algérie), 2008.
- [41] K. Abdelaziz K. Ahmed « Commande DTC-SVM Prédicative D'un Moteur Asynchrone A Cage Sans Capteur Mécanique » master académique, Universtité Kasdi Merbah Ouargla, 2013.