



**Université Abderrahmane Mira de Bejaia**

**Faculté de Technologie**

**Département de génie électrique**

# Mémoire de fin d'étude

En vue de l'obtention du diplôme de Master en

**Option : Electrotechnique industrielle**

**Thème**

**Commande DTC-MG appliquée au véhicule électrique**

**Réalisé par :**

**Yahiaoui Hamid**

**Meziane islam**

**Encadré par :**

**Mr. Ouari kamel**

**Mm. Kasri amel**

**2023/2024**

## REMERCIEMENTS

*Tout d'abord, nous souhaitons exprimer notre gratitude envers  
Dieu le tout-puissant pour la*

*volonté, la santé, le courage et la patience qu'il nous a accordés  
tout au long de ces longues*

*années afin d'achever ce travail.*

*On remercie sincèrement Monsieur Ouari kamel, professeur à  
l'Université de Bejaia, pour*

*avoir encadré et supervisé ces travaux, ainsi que pour la confiance  
qu'il nous a accordée tout*

*au long de ce mémoire.*

*Nous souhaitons exprimer notre reconnaissance envers les membres  
du jury qui ont accepté*

*d'examiner ce travail.*

*A travers ce mémoire, on tient à exprimer notre gratitude envers  
les enseignants qui ont joué*

*un rôle dans la formation de notre savoir depuis notre première  
classe du primaire jusqu'à nos*

*jours.*

## *Dédicace*

A nos très chères parents pour leur dévouement, leur soutien tout au long de notre  
parcours

académique, leurs sacrifices et leurs encouragements pour nous voir réussir et  
atteindre nos

objectifs.

A nous-mêmes, car nous avons réussi à surmonter de nombreuses difficultés  
grâce à notre

compréhension. Grâce à notre effort et à notre persévérance, nous avons réussi à  
réaliser ce

projet.

À tous nos amis avec qui on a passé les années universitaires les plus gratifiantes  
pour leurs

encouragements, on leur souhaite un avenir radieux.

***HAMID . ISLAM***

# Sommaire

## CHAPITRE I : GENERALITES SUR LES VEHICULES ELECTRIQUES

<b>INTRODUCTION GENERALE .....</b>	<b>13</b>
<b>I.1 INTRODUCTION .....</b>	<b>16</b>
<b>I.2 HISTORIQUE .....</b>	<b>16</b>
<b>I.3 DEFINITION D'UN VEHICULE ELECTRIQUE .....</b>	<b>17</b>
<b>I.4 DESCRIPTION GENERALE DE LA CHAINE DE TRACTION .....</b>	<b>18</b>
I.4.1 DIVERSES SOURCES D'ENERGIE ELECTRIQUE .....	18
I.4.1.1 <i>La batterie</i> .....	18
I.4.1.2 <i>Les super condensateurs</i> .....	20
I.4.1.3 <i>Les accumulateurs</i> .....	21
I.4.2 L'ELECTRONIQUE DE PUISSANCE DANS LE VEHICULE ELECTRIQUE [6] : .....	22
I.4.2.1 <i>Les redresseurs (AC/DC)</i> .....	22
I.4.2.2 <i>Les onduleurs (DC-AC)</i> .....	22
I.4.2.3 <i>Les hacheurs (DC-DC)</i> .....	22
I.4.2.4 <i>Les chargeurs</i> .....	22
I.4.3 LES MOTEURS ELECTRIQUES UTILISES POUR LES VOITURES ELECTRIQUES .....	23
I.4.3.1 <i>Machines à courant continu</i> .....	23
I.4.3.2 <i>Machines asynchrones</i> .....	24
I.4.3.3 <i>Machines synchrones</i> .....	24
I.5 VEHICULES ELECTRIQUES MONO MOTEUR .....	25
I.5.1 VEHICULES ELECTRIQUES MULTI-MOTEUR .....	26
I.5.1.1 <i>Direction avec essieu brisé</i> .....	26
I.5.1.2 <i>Direction par roues différentielles</i> .....	27
<b>I.6 CLASSIFICATION DES VEHICULES TOUT ELECTRIQUES .....</b>	<b>27</b>
I.6.1 VEHICULES ELECTRIQUES A BATTERIES RECHARGEABLES PAR PRISE DE COURANT .....	27
I.6.2 VEHICULES ELECTRIQUES A ALIMENTATION PAR PILE A COMBUSTIBLE .....	27
<b>I.7 PERFORMANCES DES VEHICULES ELECTRIQUES .....</b>	<b>28</b>
I.7.1 LA DISTANCE PARCOURUE AVANT D'AVOIR A RECHARGER LE VEHICULE ELECTRIQUE .....	28
I.7.2 LA VITESSE MAXIMALE D'UN VEHICULE ELECTRIQUE .....	28
I.7.3 LES NORMES DE SECURITE DANS LES VEHICULES ELECTRIQUES .....	29
I.7.4 LA DUREE DE VIE D'UNE BATTERIE ET LE COUT DE REMPLACEMENT .....	29
I.7.5 LA PERFORMANCE D'UN VEHICULE ELECTRIQUE EN HIVER .....	29
<b>I.8 AVANTAGES ET INCONVENIENT DES VEHICULES ELECTRIQUES .....</b>	<b>29</b>
I.8.1 LES AVANTAGES DES VEHICULES ELECTRIQUES .....	29
I.8.2 LES INCONVENIENTS DES VEHICULES ELECTRIQUES .....	30
<b>CONCLUSION .....</b>	<b>31</b>

## CHAPITRE II : CHAINE DE TRACTION

<b>II.1 INTRODUCTION .....</b>	<b>33</b>
<b>II.2 MODELISATION DYNAMIQUE DU VEHICULE ELECTRIQUE.....</b>	<b>33</b>
II.2.1 FORCES DE TRACTION ET DE RESISTANCE TOTALE.....	34
II.2.1.1 Force de résistance au roulement $F_{r0}$ .....	34
II.2.1.2 Trainée aérodynamique $F_{ad}$ .....	35
II.2.1.3 Force de résistance de la pente $F_{cr}$ .....	35
II.2.1.4 Force de Stokes ou de frictions visqueuses $F_{sf}$ .....	36
II.2.1.5 Couple à la roue.....	37
II.2.1.6 Puissance à la roue.....	37
<b>II.3 MODELISATION DE LA CHAINE DE TRACTION .....</b>	<b>37</b>
II.3.1 PRESENTATION DE LA MSAP.....	38
II.3.2 MODELISATION DE LA MSAP TRIPHASEE.....	39
II.3.2.1 Equation électrique.....	40
II.3.2.2 Expression des flux statorique.....	41
II.3.3 MODELE DE PARK.....	42
II.3.4 EXPRESSION DE LA PUISSANCE ET DU COUPLE ELECTROMAGNETIQUE.....	43
II.3.5 SCHEMA FONCTIONNELLE DE LA MSAP.....	44
II.3.6 MISE SOUS FORME D'EQUATION D'ETAT.....	45
II.3.7 ALIMENTATION DE LA MSAP PAR ONDULEUR DE TENSION A COMMANDE M.L.I.....	46
II.3.7.1 Modélisation de l'onduleur.....	46
<b>CONCLUSION.....</b>	<b>47</b>

## CHAPITRE III : COMMANDE DIRECT DU COUPLE

<b>-III.1 INTRODUCTION .....</b>	<b>49</b>
<b>III.2 PRINCIPES GENERAUX DE LA COMMANDE DIRECTE DU COUPLE .....</b>	<b>49</b>
<b>III.3 STRATEGIE DE COMMANDE DIRECTE DU COUPLE ET DE FLUX .....</b>	<b>51</b>
III.3.1 CONTROLE DU VECTEUR FLUX STATORIQUE.....	51
III.3.2 CONTROLE DU COUPLE ELECTROMAGNETIQUE.....	53
<b>III.4 CHOIX DU VECTEUR TENSION.....</b>	<b>54</b>
<b>III.5 ESTIMATION DU FLUX ET DU COUPLE .....</b>	<b>55</b>
III.5.1 ESTIMATION DU FLUX STATORIQUE [32] : .....	55
III.5.2 ESTIMATION DU COUPLE ELECTROMAGNETIQUE[44].....	56
<b>III.6 ELABORATION DU VECTEUR DE COMMANDE POUR LA DTC .....</b>	<b>57</b>
III.6.1 LE CORRECTEUR DU FLUX [38] .....	57
III.6.2 LE CORRECTEUR DU COUPLE [45] .....	58
III.6.2.1 Le correcteur à deux niveaux.....	58
III.6.2.2 Le correcteur à hystérésis à trois niveaux.....	58
<b>III.7 ÉLABORATION DE LA TABLE DE COMMUTATION .....</b>	<b>59</b>
<b>III.8 STRUCTURE GENERALE DE LA DTC APPLIQUEE A LA MSAP .....</b>	<b>62</b>
<b>RESULTATS DE SIMULATION DE LA DTC CLASSIQUE ET INTERPRETATION .....</b>	<b>62</b>

<b>SIMULATION DE LA DTC AVEC VEHICULE ELECTRIQUE.....</b>	<b>64</b>
<b>CONCLUSION.....</b>	<b>68</b>

## **CHAPITRE IV : COMMANDE DTC-MG**

<b>IV.1 INTRODUCTION .....</b>	<b>70</b>
<b>IV.2 PRINCIPE DU REGLAGE PAR MODE GLISSEMENT .....</b>	<b>70</b>
<b>IV.3 CONCEPTION DE LA COMMANDE PAR MODE DE GLISSEMENT .....</b>	<b>71</b>
IV.3.1 CHOIX DE LA SURFACE DE GLISSEMENT .....	71
IV.3.2 CONDITIONS DE CONVERGENCE .....	72
IV.3.2.1 <i>Fonction directe de commutation</i> .....	72
IV.3.2.2 <i>Fonction de LYAPUNOV</i> .....	72
IV.3.3 DETERMINATION DE LOI DE COMMANDE.....	73
<b>IV.4 QUELQUES SOLUTIONS POUR LE CHATTERING .....</b>	<b>75</b>
<b>RESULTAS DE SIMULATION .....</b>	<b>77</b>
<b>IV.5 ETUDE COMPARATIVE ENTRE LA COMMANDE DTC-PI ET DTC-MG .....</b>	<b>78</b>
<b>CONCLUSION.....</b>	<b>80</b>
<b>CONCLUSION GENERALE .....</b>	<b>82</b>

## Liste des tableaux

Table I.1 : Tableau comparatif des technologies des batteries.....	20
Table I.2 : Temps de charge des batteries. ....	23
Table I. 3 : Comparaison des différents Moteurs (+ : avantage 0 : neutre - : désavantage).25	
Tableau (III.1) : Table de commutation. ....	60
Tableau (III.2) : Table de commande du flux. ....	60
Tableau (III.3) : Table de commande du couple. ....	60
Tableau (III.4) : Stratégie de contrôle avec comparateur à hystérésis à trois niveaux avec les vecteurs de tensions nuls. ....	61
Tableau (III.5) : Stratégie de contrôle avec comparateur à hystérésis à trois niveaux avec les vecteurs de tension non nuls. ....	61

## Liste des Figure

Figure I.1 : Exemple de réalisation : « La Jamais contente » en 1899. ....	17
Figure I.2 : la chaîne de traction dans un VE. ....	18
Figure I.3 : Différents types des batteries.....	19
Figure I.4 : Exemple de super condensateur.....	20
Figure I.5 : Composition d'un super condensateur.....	21
Figure I.6 : Accumulateur électrique.....	21
Figure I.7 : Solution monomoteurs.....	25
Figure I.8 : Solution multi-moteurs. ....	26
Figure I.9 : Exemples schématiques de motorisations multi-moteurs.....	26
Figure I.10 : Principe de fonctionnement de la pile à combustible. ....	28
Figure II.1: Forces agissantes sur un véhicule se déplaçant sur une pente.....	34
Figure II.2: Représentation globale du modèle dynamique du véhicule électrique. ....	37
Figure II.3 : Chaîne de traction du VE avec MSAP.....	38
Figure II.4 : Représentation de la MSAP dans l'espace électrique.....	39
Figure II.5 : Représentation d'une machine synchrone à aimants permanents. ....	40
Figure II.6 : Machine équivalente au sens de Park.....	42
Figure II.7 : Schéma bloc d'une MSAP alimentée en tension.....	45
Figure II.8 : Schéma équivalent de l'onduleur. ....	46
Figure III.1 : Schéma structurel d'une commande DTC appliquée à la MSAP.....	50
Figure III.2: Evolution de l'extrémité de $\phi_s$ pour $R_s I_s$ négligeable. ....	52
Figure III.3: Comportement du flux statorique pour différents vecteurs tension $V_s$ . ....	53
Figure III.4: partition du plan complexe en six secteurs angulaires ( $S_i = 1 \dots 6$ ).....	55
Figure III.5 : Le correcteur du flux.....	57
Figure III.6: Comparateur à hystérésis à deux niveaux. ....	58
Figure III.7 : Comparateur à hystérésis à trois niveaux utilisé pour le réglage du couple Électromagnétique. ....	59
Figure III.8 : Schéma bloc de la commande directe du couple appliquée à la MSAP.....	62
Figure III.9 : Allure de la vitesse de rotation et sa référence. ....	63
Figure III.10 : Allure du couple électromagnétique et sa référence. ....	63
Figure III.11 : Evolution du flux statorique ( $\phi_{s\alpha}$ , $\phi_{s\beta}$ ) [Wb]. ....	63
Figure III.12 : Allure des courants statorique. ....	64
Figure III.13 : Schéma bloc de l'ensemble DTC-Véhicule électrique. ....	64

Figure III.14 : Schéma bloc de l'ensemble Véhicule électrique.....	65
Figure III.15 : Variation de la pente .....	65
Figure III.16 : Allure de la vitesse de rotation et sa référence.....	66
Figure III.17: Allure du couple électromagnétique et sa référence. ....	66
Figure III.18 : Evolution du flux statorique ( $\phi_{s\alpha}$ , $\phi_{s\beta}$ ) [Wb].....	66
Figure III.19 : Allure des courants statorique.....	67
Figure IV.1 : Trajectoire de l'état vis-à-vis de la surface.....	73
Figure IV.2 : Représentation de la fonction « sign ». ....	74
Figure IV.4 : Schéma Structurel de la commande DTC mode glissant (Reg. MG).[18].....	76
Figure IV.5 : Allure de la vitesse de rotation et sa référence.....	77
Figure IV.6 : Allure du couple électromagnétique et sa référence.....	77
Figure IV.7 : Allure des courants statorique.....	77
Figure IV.8 : Evolution du flux statorique ( $\phi_{s\alpha}$ , $\phi_{s\beta}$ ) [Wb].....	78
Figure IV.9: variation de vitesse.....	78
Figure IV.10: Erreur de vitesse.....	79
Figure IV.11: couple électromagnétique.....	79

## liste des symboles

$L_d, L_q$ : L'inductance dans le plan (dq).

$P1, P2$  : les axes de pivotements

$F_{tr}$  : force de traction

$F_{r0}$  : Force de résistance au roulement

$F_{ad}$  : Trainée aérodynamique

$F_{cr}$  : Force de résistance de la pente

$F_{sf}$  : Force de Stokes ou de frictions visqueuses

$P_r$  : puissance à la roue

$a, b, c$  : Axes liés aux enroulements triphasés

$d, q$  : Axes de référentiel de Park.

$[V_s]$  : Vecteur tensions statorique.

$[i_s]$  : Vecteur courant statorique.

$[\Phi_s]$  : Vecteur flux statorique.

$[R_s]$  : Matrice résistance du stator.

$[R_r]$  : Matrice résistance du rotor.

$[L_{ss}]$  : Matrice inductance statorique.

$[\Phi_{sf}]$  : Vecteur flux crée par l'aimant à travers l'enroulement statorique.

$P(\theta)$  : Matrice de passage direct de Park.

$[P(\theta)]^{-1}$  : Matrice de passage inverse de Park.

$V_{ds}, V_{qs}$  : Tension statorique sur l'axe d et l'axe q.

$C_e$  : couple électromagnétique.

$\omega_r$  : Vitesse de rotation mécanique de la MSAP.

$J$  : Moment d'inertie totale de la machine.

$f$  : Coefficient de frottement visqueux.

$C_r$  : Couple résistant appliqué sur l'arbre de la machine.

**[A]**: Matrice fondamentale qui caractérise le système.

**[B]**: Matrice d'entrée.

**[V]** : Vecteur de commande.

**[X]** : Vecteur d'état.

**[C]**: Matrice de sortie.

**[D]** : Matrice de transfert direct.

$\mathbf{U}_{ab}, \mathbf{U}_{bc}, \mathbf{U}_{ca}$  : Les tensions de lignes.

$\vec{V}_s$  : vecteur de tension..

$\vec{\phi}_s$  : vecteur de flux.

$\vec{\phi}'_r$  : le vecteur de flux rotorique ramené au stator.

$\alpha, \beta$  : Axes de référentiel statorique.

$\hat{\phi}_{sa}, \hat{\phi}_{s\beta}$  : Flux estimé.

$\mathbf{I}_{sa}, \mathbf{I}_{sb}, \mathbf{I}_{sc}$  : les courants réels.

$\mathbf{C}_e^*$  : La consigne du couple.



## Introduction Générale

Avec la transition énergétique en cours et la demande croissante de solutions de transport plus propres et plus performantes, les véhicules électriques sont de plus en plus prisés en tant qu'alternative aux véhicules à combustion interne. Les véhicules électriques présentent des bénéfices importants, tels que leur efficacité énergétique et capacité à diminuer les émissions de gaz à effet de serre.

Les machines synchrones à aimants permanents sont largement utilisées dans la motorisation électrique des véhicules en raison de leurs performances élevées. Elles se caractérisent également par une réponse dynamique rapide et une capacité à fonctionner à des vitesses élevées. Cela en fait une option parfaite pour les applications qui requièrent une régulation précise du couple et de la vitesse, telles que les véhicules électriques qui nécessitent une accélération rapide et une régulation efficace du couple à basse vitesse, de leur compacité et de leur efficacité accrue. Les aimants permanents sont employés dans ces machines afin de produire un champ magnétique qui interagit avec le champ magnétique tournant généré par le courant alternatif dans les enroulements statoriques, ce qui crée un couple de rotation.

La commande direct du couple (DTC) se distingue principalement par sa capacité à réguler directement le couple et la vitesse du moteur sans avoir à convertir en variables intermédiaires comme le flux magnétique ou la tension statoriques. Cela offre une réactivité dynamique et une précision de commande améliorée, ce qui est particulièrement important dans les applications qui requièrent des variations de couple rapides et des transitions de charge fréquentes.

Dans ce mémoire, notre travail se concentre principalement sur quatre chapitres :

Au premier chapitre, nous abordons les générales sur le véhicule électrique (VE) et son historique ainsi que sa performance et nous identifions les éléments clés de la chaîne de traction (batterie, moteur, etc.).

Dans le deuxième chapitre nous présentons la dynamique ainsi que les éléments de base de la chaîne de traction d'un véhicule électrique. De plus, les équations mathématiques utilisées pour la modélisation et l'intérêt de la transformation de Park seront abordées. Pour finir on présentera le modèle d'un onduleur de tension et celui de la machine synchrone à aimants permanents.

## INTRODUCTION GENERALE

---

Le troisième chapitre sera tout d'abord consacré à une présentation de la commande directe du couple (DTC) d'une machine synchrone à aimants permanents. La vitesse sera réglée par un régulateur classique de type PI. Nous effectuons en fin un test par simulation sur MATLAB SIMULINK.

Dans le quatrième chapitre on présentera le principe théorique de la commande par mode glissement et son application à la voiture électrique.

Enfin, nous terminons ce mémoire par une conclusion générale qui résume son contenu.

# CHAPITRE I

## I.1 Introduction

Au début du 20<sup>ème</sup> siècle, les voitures à essence connaissent un succès considérable. À l'époque, les voitures électriques avaient une faible autonomie et les batteries ne permettaient pas au moteur de délivrer autant de puissance qu'un moteur thermique. C'est pourquoi, jusqu'à aujourd'hui, les voitures à essence se sont largement développées. Les voitures électriques commencent à susciter un intérêt croissant grâce à la hausse continue des prix du pétrole et à la médiatisation de la réduction des émissions de CO<sub>2</sub>. Après le Grenelle de l'Environnement et les prédictions d'une crise pétrolière, de nombreuses entreprises et écologistes ont exprimé leur volonté de développer les voitures électriques en améliorant significativement l'autonomie des batteries et en favorisant l'utilisation d'énergies propres. L'objectif est de rendre les voitures électriques plus propres et plus économiques que les voitures à essence. Dans ce chapitre, nous donnerons une introduction générale ainsi qu'un bref historique des véhicules électriques. Nous aborderons également les différentes pièces qui composent un véhicule électrique, les différentes structures de ces véhicules, ainsi que les avantages et inconvénients associés à leur utilisation [1].

## I.2 Historique

L'histoire des voitures électriques remonte à plus de deux siècles. Les premiers prototypes de voitures électriques sont apparus dans les années 1830 par des inventeurs tels que Robert Anderson, Thomas Davenport et Robert Davidson. Mais à cette époque, les voitures n'étaient pas munies de batteries rechargeables, puisque la recharge n'existait pas encore.

En 1859, Gaston Plante invente la première batterie rechargeable au plomb, une avancée majeure pour les voitures électriques. Elle sera ensuite améliorée par les travaux de Camille Faure en 1881.

L'arrivée des voitures à essence a graduellement éclipsé l'intérêt pour les véhicules électriques. Néanmoins, des initiatives et des progrès se sont poursuivis, conduisant à des avancées notables. En 1899 en Belgique, une société construit "La Jamais Contente" la première voiture électrique à franchir la barrière des 100 km/h, mettant en évidence le potentiel des véhicules électriques.



*Figure I.1 : Exemple de réalisation : « La Jamais contente » en 1899.*

Au fil des décennies, des modèles hybrides tels que la Buick Skylark de General Motors de 1972 et la Toyota Prius de 1997 ont été introduits, marquant des étapes importantes dans le développement des véhicules électriques. Des tentatives de production de voitures électriques ont été faites en France en 2003 avec des modèles comme la Renault Zoom.

Plus récemment, depuis 2010, le marché de la voiture électrique a connu une croissance significative, avec une attention croissante portée aux modèles hybrides et 100% électriques. Des constructeurs automobiles relancent les modèles hybrides et électriques, soutenus par des avancées technologiques et une prise de conscience environnementale croissante. Aujourd'hui, la voiture électrique est devenue une réalité quotidienne, marquant une transition vers une mobilité plus durable et respectueuse de l'environnement.[2]

### **I.3 Définition d'un Véhicule Electrique**

Un véhicule électrique est un type de véhicule qui utilise exclusivement l'énergie électrique pour propulser ses roues. Cela signifie que la puissance nécessaire pour avancer est générée par un ou plusieurs moteurs électriques, qui transmettent ensuite cette force motrice aux roues en fonction du système de transmission correspondant.

## I.4 Description générale de la chaîne de traction

La chaîne de traction d'un VE est plus simple que celle d'un véhicule thermique. Le choix et l'arrangement des composants qui constituent la chaîne de traction sont décrits dans la (figure I.2) :

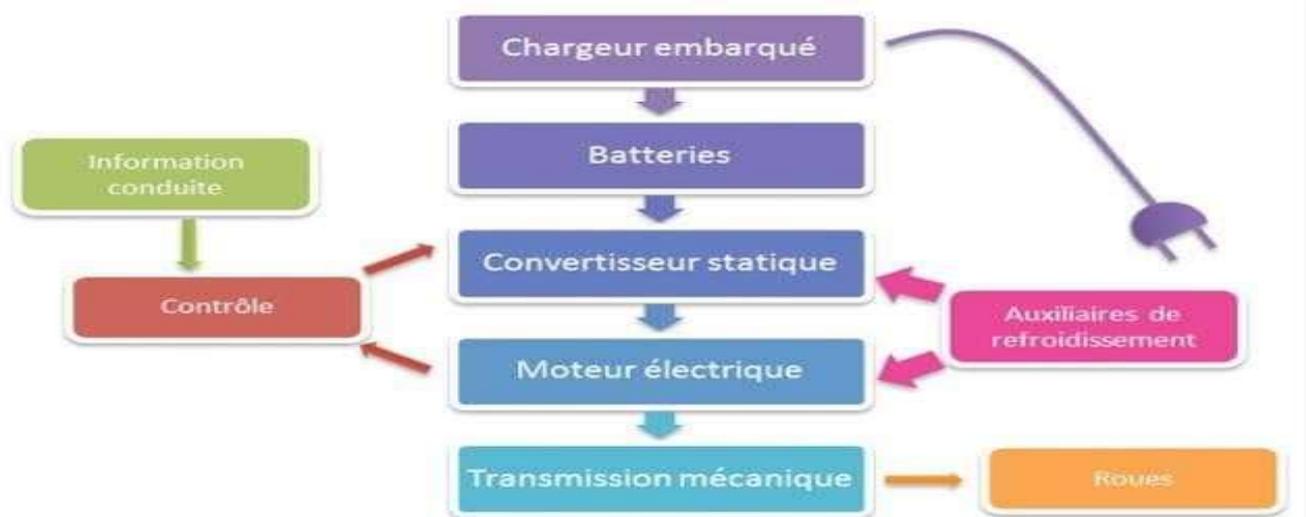


Figure I.2 : la chaîne de traction dans un VE.

Il s'agit, si l'on part du réseau d'alimentation alternatif, du chargeur de batteries, de la batterie électrochimique, de la source embarquée d'énergie électrique, de l'ensemble convertisseur statique, du moteur électrique, du contrôle et de la transmission mécanique dont la fonction est d'adapter la caractéristique mécanique de la charge à celle du moteur. Pour l'analyse de la consommation totale, il faut aussi prendre en compte les auxiliaires comme le système de refroidissement (air ou eau) du moteur et de son convertisseur électronique, ainsi que la gestion des flux d'énergie [3].

### I.4.1 Diverses sources d'énergie électrique

#### I.4.1.1 La batterie

La batterie est l'emplacement du dispositif de stockage de l'électricité. Il est connecté au moteur électrique via un contrôleur et un transformateur. La batterie est alimentée par une source externe pendant les périodes d'inactivité, le plus gros problème avec cette approche est le temps de charge long, le problème se produit également lorsque la batterie est pleine. Ils peuvent se substituer au plomb, au NiCd, au NiMh ou au lithium [13].



Figure I.3 : Différents types des batteries.

- **Les batteries au plomb** : représentant la technologie la plus ancienne, elles ont été utilisées au début des véhicules électriques et sont aujourd'hui largement abandonnées. La raison en est leurs caractéristiques énergétiques et de puissance par unité de masse inférieures à celle des autres solutions disponibles.
- **Les batteries au nickel-cadmium (Ni-Cd)** : populaires au XXe siècle, elles présentent des problèmes similaires aux batteries au plomb en matière de capacité. La toxicité du cadmium contenu dans ces batteries est importante, leur utilisation est donc principalement limitée par la réglementation et leurs applications potentielles sont limitées [4].
- **Les batteries au nickel-hydrure métallique (Ni-MH)** : sont couramment employées dans les véhicules électriques, et elles sont considérées comme ayant une durée de vie prolongée et une densité énergétique supérieure à celle des deux premières. Cependant, leurs performances demeurent insuffisantes pour être considérées comme le seul élément de stockage d'énergie d'une voiture.
- **les batteries au lithium** : ce sont celles qui présentent le meilleur rapport masse-puissance et masse-énergie. Par ailleurs elles ne souffrent pas de « l'effet mémoire » (une perte de capacité lorsqu'elles sont rechargées avant d'être complètement déchargées). La plus utilisée est la batterie Lithium-ion, les chercheurs pensent que se composant prolongerait de façon conséquente l'autonomie du véhicule. En effet, il serait possible que le véhicule puisse parcourir plus de 200 km avec cette batterie de nouvelle génération. En outre, la batterie au lithium favoriserait un abaissement des coûts de consommation et gagnerait facilement de la sorte la faveur des acheteurs [14].

Le tableau (I. 1) donne une comparaison des différentes technologies des batteries :

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

**Table I.1 : Tableau comparatif des technologies des batteries.**

On distingue deux grandes familles de systèmes de stockage électrique direct [5] :

### I.4.1.2 Les super condensateurs

Les super condensateurs sont destinés à stocker de l'énergie sous forme de pression électrostatique. Ce sont des systèmes de stockage d'énergie qui ont une faible quantité d'énergie mais une grande capacité. En conséquence, ils sont utilisés pendant les transitoires pour fournir la surtension demandée, afin de réduire la demande de courant, de réduire la taille et d'augmenter la durée de vie de la source d'énergie primaire (batteries ou pile à combustible).



*Figure I.4 : Exemple de super condensateur.*

Le super condensateur se compose de deux collecteurs métalliques (Figure I.1), chacun couplés à deux électrodes carbonées, poreuses et imprégnées d'électrolyte.

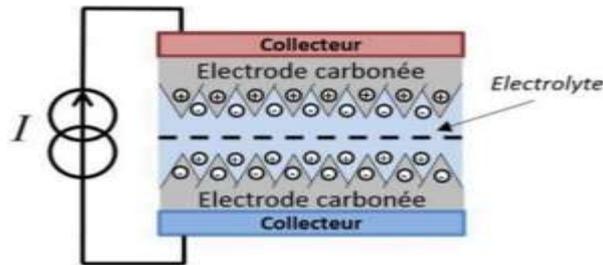


Figure I.5 : Composition d'un super condensateur.

### I.4.1.3 Les accumulateurs

Ils stockent l'énergie par transformation de l'énergie chimique. Les accumulateurs sont composés de deux paires d'électrodes couplées électrochimiquement à deux électrolytes différents. Dès que des réactions oxydantes ou réduisant les électrons sont détectées, les ions générés retournent vers l'électrolyte. Pour posséder une grande quantité d'énergie stockée, il faut d'une part avoir un grand nombre d'électrons échangés, une réaction chimique qui associe un élément très oxydant à un élément très réducteur et, d'autre part, il faut avoir une parfaite réversibilité des processus chimiques. De plus, des matériaux de faible masse ou de faible volume molaire sont impliqués.

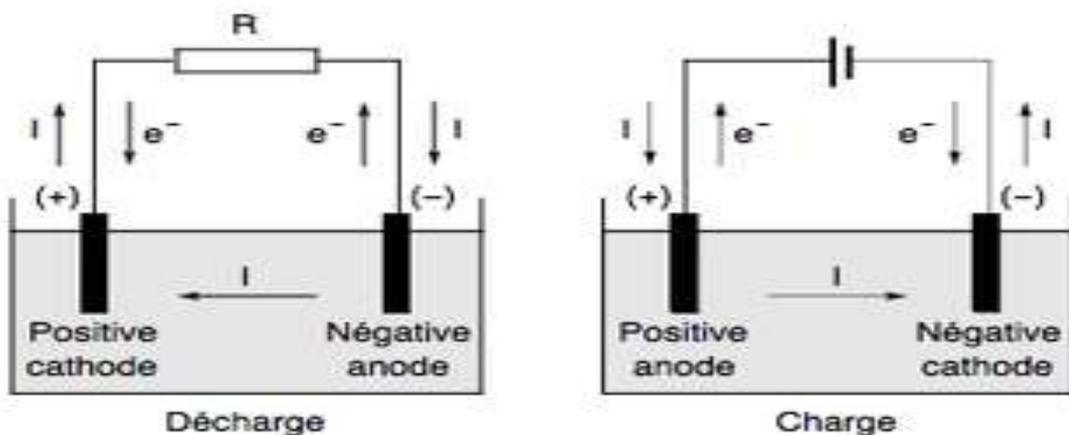


Figure I.6 : Accumulateur électrique.

## I.4.2 L'électronique de puissance dans le véhicule électrique [6] :

### I.4.2.1 Les redresseurs (AC/DC)

Les redresseurs AC/DC jouent un rôle essentiel dans le fonctionnement des véhicules électriques. Leur principale fonction est de convertir le courant alternatif (AC), qui est souvent utilisé dans les infrastructures de recharge, en courant continu (DC), nécessaire pour alimenter les batteries des véhicules.

En outre, les redresseurs sont des éléments clés dans les véhicules électriques, assurant une conversion efficace de l'énergie et contribuant à une expérience de conduite plus durable et performante.

### I.4.2.2 Les onduleurs (DC-AC)

Les véhicules électriques à moteur à courant alternatif nécessitent l'installation d'un onduleur entre la source d'énergie et les moteurs de traction, qui convertit l'énergie électrique à courant continu en énergie électrique à courant alternatif et permet de contrôler le couple des moteurs et de régler la vitesse du véhicule en traction et en freinage.

### I.4.2.3 Les hacheurs (DC-DC)

Un hacheur est un convertisseur de courant capable d'obtenir des tensions et des courants contrôlés à partir d'une source de tension continue de valeur sensiblement constante qui peut être ajustée et adaptée pour alimenter une variété de besoins de récepteurs (capteurs, régulateurs, etc.). Dans les véhicules électriques, les hacheurs remplissent deux fonctions fondamentales :

- Ils sont indispensables à l'alimentation du moteur de propulsion lorsqu'il s'agit d'un moteur à courant continu.

- Ils doivent adapter la tension de la batterie principale à la tension des équipements électroniques auxiliaires utilisés (capteurs, régulateurs, etc.)

### I.4.2.4 Les chargeurs

Les chargeurs de batterie sont spécifiques au type de source d'alimentation dans laquelle ils se trouvent (embarqué ou non) et au mode de fourniture d'énergie. Lors du chargement, la batterie agit comme un récepteur de courant [3][6]. Deux principaux types de chargeurs sont définis pour cette fonctionnalité :

- **Les chargeurs de type " lents " :** Les chargeurs lents sont des appareils de puissance moyenne, généralement 3 kW. La batterie prend 5 à 8 heures pour se charger complètement. L'opération peut donc être réalisée en heures creuses.

- **Les chargeurs de type " rapides " :** Les structures, dont la puissance transmise est supérieure à 10 kW, ont été classées dans les chargeurs dits rapides. La puissance maximale atteint aujourd'hui 150 kW. L'objectif de ce type de montage est de permettre, en peu de temps (inférieur à 30 min). Une recharge partielle (80 %) des

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

batteries. Le tableau (I. 2) donne une estimation du temps de recharge selon les sources d'alimentation.

**Table I.2 : Temps de charge des batteries [8].**

## I.4.3 Les moteurs électriques utilisés pour les voitures électriques

Il s'agit d'un composant simple qui fait partie du cœur de la voiture électrique, sa fonction première repose sur l'interaction électromécanique. Son but est de convertir l'énergie électrique de la source en énergie mécanique qui est utilisée pour propulser le véhicule pendant les phases de traction, ou l'énergie mécanique en énergie électrique pendant les phases de freinage, cela permet la récupération d'énergie (régénération). Lors du freinage, la chaîne mécanique est partiellement convertie en source d'énergie et la source d'énergie primaire (batterie) est convertie en récepteur [7].

### I.4.3.1 Machines à courant continu

Les machines à courant continu (CC) jouent un rôle essentiel dans le fonctionnement des véhicules électriques. Ces moteurs sont appréciés pour leur simplicité de conception, leur facilité de contrôle et leur capacité à fournir un couple élevé dès le démarrage. Dans un véhicule électrique, les moteurs à courant continu sont souvent utilisés pour entraîner les roues, permettant ainsi une accélération rapide et une réponse instantanée aux commandes du conducteur.

L'un des principaux avantages des moteurs à courant continu est leur capacité à fonctionner efficacement sur une large gamme de vitesses. Cela les rend particulièrement adaptés aux applications automobiles, où les conditions de conduite peuvent varier considérablement. De plus, grâce à des systèmes de contrôle avancés, il est possible d'optimiser leur performance

en fonction des besoins spécifiques du véhicule, ce qui contribue à améliorer l'autonomie et l'efficacité énergétique [8].

### I.4.3.2 Machines asynchrones

Les applications de traction électrique les sont les machines asynchrones, soit 100 % électrique (Twizy, Zoé, Leaf, e-Golf, etc.). ou dotée d'un système hybride (Prius, BMW i8, Mercedes-Benz S500 Plug-In Hybrid.....). Le MAS est composé de deux parties principales : le stator, qui fait office de support et comprend un bobinage relié à un variateur de vitesse, et le rotor, qui est un cylindre en matériau ferreux relié au stator par des roulements. Il est constitué de conducteurs court-circuités parcourus par des courants induits générés par le champ magnétique créé par les courants du stator [9].

### I.4.3.3 Machines synchrones

Malgré le fait qu'il soit plus difficile à piloter, qu'il soit plus cher et potentiellement moins robuste, le choix du moteur synchrone est devenu incontournable dans les véhicules électriques et hybrides. La machine synchrone a le plus grand rendement en mode générateur et moteur. Le moteur synchrone se compose, Comme le moteur asynchrone, d'un stator et d'un rotor séparés par un entrefer. La seule différence réside dans la conception du rotor. Dans cette catégorie, nous observons plusieurs configurations différentes qui sont principalement abordées dans la littérature : Le moteur synchrone à aimant permanent (MSAP), qui est le moteur le plus populaire pour la propulsion des véhicules électriques, en raison de son rendement, de son couple et de sa puissance spécifique supérieurs. De plus, il nécessite peu d'entretien et est relativement simple à régler. Cependant, le coût de fabrication repose principalement sur la qualité des aimants, tout comme le moteur synchrone à réluctance variable (MRV), dont le rotor est dépourvu d'aimants ou d'enroulements pour l'excitation. Le couple n'est produit que par l'effet de réluctance. Le stator est similaire à la majorité des machines électriques qui alternent entre courant. Le rotor est construit de manière à ce que le rapport entre l'inductance dans l'axe direct et l'axe en quadrature ( $L_d/L_q$ ) soit le plus important possible. La plage de fonctionnement en vitesse à puissance constante est directement liée à ce rapport. Il en est de même pour le facteur de puissance (plus ce rapport est élevé plus le facteur de puissance est grand) [10] [11].

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

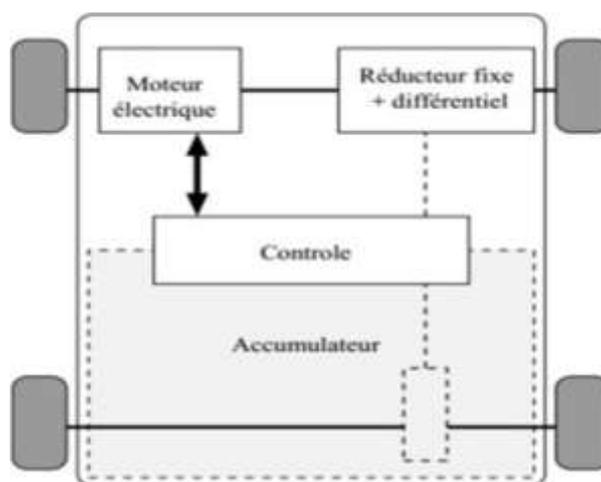
	Moteur à courant continu	Moteur à induction Permanents	Moteur Synchrone à aimants	Moteur à Réluctance variable
Rapport puissance/poids	0	+	++	+
Vitesse de rotation max	-	+	+	+
Rendement(%)	80-85	85-90	90-95	90-94
Contrôlabilité	++	+	+	+
Maintenance	-	+	0	+
Coût du moteur	-	++	-	+

**Table I. 3 : Comparaison des différents Moteurs (+ : avantage 0 : neutre - : désavantage)[18].**

Dans ce memoire, on s'intéresse au moteur synchrone à aimants permanents car c'est le plus favorisée en termes de critères technologiques (tel que le meilleur rendement en mode générateur et moteur), en plus il a un couple massique plus élevé. Le véhicule électrique choisi dans tous ce qui suit est propulsé par deux roues motrices arrière. Chaque roue est couplée à son moteur à travers un réducteur de rapport fixe et sera commandée indépendamment.

## I.5 Véhicules électriques mono moteur

L'architecture monomoteur (Figure I.7) utilise un moteur à courant continu, une batterie plus un variateur (un hacheur réversible) en série et un réducteur différentiel (réduction de la vitesse, augmentation du couple) [12].



*Figure I.7 : Solution monomoteurs.*

## I.5.1 Véhicules électriques multi-moteur

Sur les véhicules électriques multimoteurs, il existe deux architectures principales, l'une utilise une double chaîne de traction utilisant deux moteurs à courant continu, ce qui peut améliorer la fiabilité du côté moteur (Figure I. 8), et l'autre utilise un moteur asynchrone et deux moteurs roue pour permettre d'augmenter le différentiel mécanique du véhicule [12].

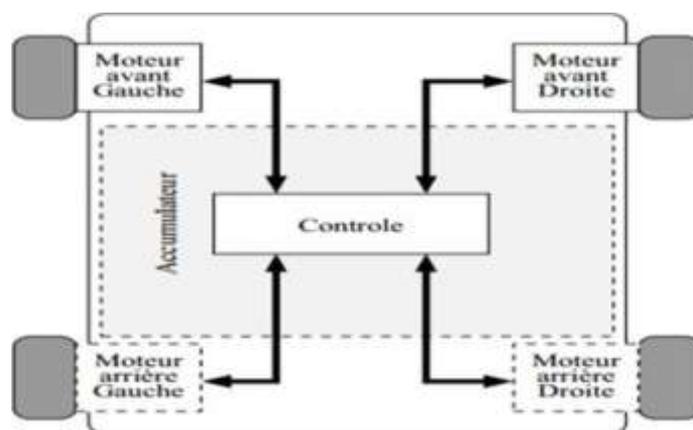


Figure I.8 : Solution multi-moteurs.

On peut donc réaliser des véhicules à deux roues motrices, soit à l'arrière figure I. 9.A soit à l'avant figure I. 9.B, ou encore à quatre roues motrices figure I. 9.C.

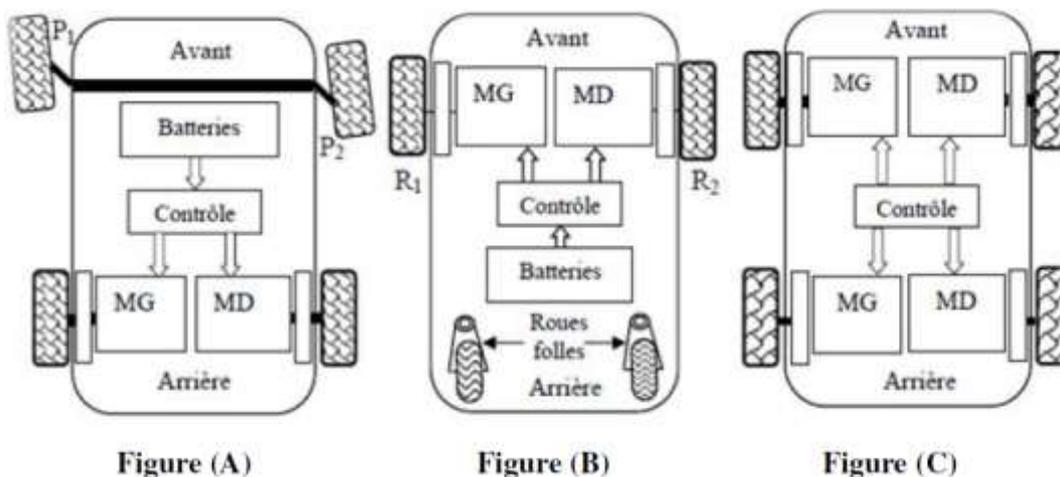


Figure I. 9 : Exemples schématiques de motorisations multi-moteurs.

### I.5.1.1 Direction avec essieu brisé

C'est le principe bien connu de l'automobile (figure I. 9.A), les roues motrices disposées à l'arrière, et les roues directrices à l'avant possèdent chacune un axe de pivotement propre (P1 et P2) situé à une extrémité de l'essieu .La direction par essieu brisé réalise une véritable séparation des fonctions motrices et directrices [16].

## I.5.1.2 Direction par roues différentielles

Ici, deux roues distinctes, R1 et R2, rigides en rotation, contribuent aux deux mouvements. la propulsion et la direction, l'orientation est obtenue par la différence de vitesse des deux roues motrices. L'équilibre de la plateforme est maintenu par des roues libres à l'arrière (figure I. 9.B). Les roues libres sont généralement orientées de manière à présenter le moins de résistance au roulement sans glissement. Le caractère pivotant des roues motrices évite tout balancement des roues directrices, c'est-à-dire les oscillations involontaires des roues autour de leur axe de pivotement, dues au passage d'un obstacle ou aux irrégularités du sol [15].

## I.6 Classification des véhicules tout électriques

Le développement des véhicules électriques est étroitement lié à l'évolution de leur source d'énergie. Notamment les batteries à faible énergie massique sont également très lourdes et très onéreuses. On distingue principalement deux catégories de véhicules électriques en fonction de la source d'énergie utilisée pour alimenter ces véhicules : les véhicules électriques à batteries rechargeables par prise de courant et les véhicules électriques à alimentation par pile à combustible [17] [18].

### I.6.1 Véhicules électriques à batteries rechargeables par prise de courant

La majorité des véhicules électriques dans le monde sont actuellement alimentés par des batteries. Une batterie peut stocker de l'énergie électrique et la restituer ultérieurement car elle est un système embarqué. Actuellement, c'est le système le plus adapté pour charger les véhicules électriques. Il a inventé son système de stockage au 19<sup>ème</sup> siècle ce qui le rend actuellement le plus abouti techniquement.

### I.6.2 Véhicules électriques à alimentation par pile à combustible

Les véhicules électriques à pile à combustible (VEPC) sont une alternative aux véhicules électriques à batterie. Ils utilisent une pile à combustible pour convertir l'hydrogène en énergie électrique, qui est ensuite utilisée pour alimenter un moteur électrique. Les avantages des VEPC comprennent une autonomie supérieure et des temps de recharge plus courts que les véhicules électriques à batterie [17].

Le principe de fonctionnement de la pile à combustible (Figure I. 10) repose sur la production d'énergie par réaction entre de l'hydrogène et de l'oxygène. Cette réaction produit, en fait, de l'électricité, l'eau et de la chaleur selon l'équation suivante :



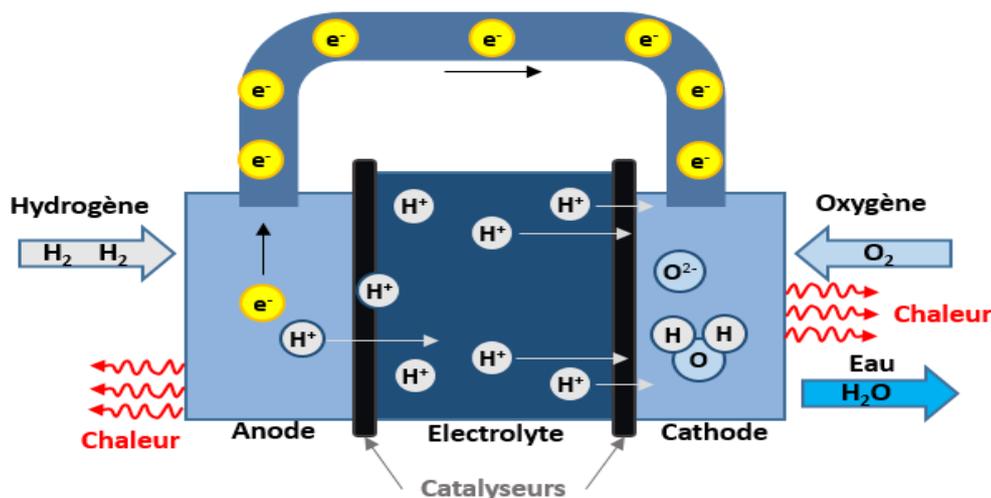


Figure I.10 : Principe de fonctionnement de la pile à combustible.

## I.7 Performances des véhicules électriques

Les performances des véhicules électriques ont considérablement progressé au cours des dernières années, principalement en termes d'autonomie, de vitesse et d'efficacité énergétique. Voici quelques aspects clés des performances des véhicules électriques :

### I.7.1 La distance parcourue avant d'avoir à recharger le véhicule électrique

La distance parcourue par un véhicule électrique avant de devoir être rechargé varie de 140 à 450 km en moyenne, selon la marque. Cette distance peut être influencée par les conditions routières et les habitudes de conduite. Les conducteurs de véhicules électriques peuvent adopter des habitudes de conduite spécifiques pour réduire la consommation d'énergie et parcourir des distances plus longues avant de devoir recharger. Par exemple, en laissant la voiture ralentir naturellement jusqu'à un arrêt, ils peuvent parcourir des distances plus importantes.

### I.7.2 La vitesse maximale d'un véhicule électrique

La vitesse maximale et l'accélération d'un véhicule électrique dépendent de la marque, du modèle et du type de moteur électrique utilisé. Les véhicules électriques conçus pour les autoroutes peuvent atteindre une vitesse maximale d'environ 140 km/h, avec une accélération comparable ou supérieure à celle des véhicules à moteur à combustion interne. Les véhicules électriques plus petits, tout comme les sous-compacts à moteur thermique, ont une vitesse et une accélération plus faibles.

### **I.7.3 Les normes de sécurité dans les véhicules électriques**

Comme c'est le cas pour tous les véhicules à moteur à combustion interne, les constructeurs de véhicules électriques doivent respecter toutes les normes fédérales en matière de sécurité. De plus, puisque les constructeurs accordent une grande importance au succès et à la durabilité de l'industrie des véhicules électriques, ils ont tout intérêt à ce que la sécurité de ces véhicules constitue une priorité. Selon des essais réalisés par la NHTSA (National Highway Traffic Safety Administration), le Tesla Model S a reçu la cote la plus sécuritaire jamais accordé à un véhicule en 2014.

### **I.7.4 La durée de vie d'une batterie et le coût de remplacement**

Les batteries des véhicules électriques sont couvertes par une garantie de fabrication de 8 ans, mais elles ont généralement une durée de vie beaucoup plus grande. Actuellement, le prix de remplacement des batteries est effectivement élevé (environ le tiers de la valeur du véhicule), mais on s'attend à ce que ce prix baisse grandement dans les prochaines années.

### **I.7.5 La performance d'un véhicule électrique en hiver**

Le principal effet du froid sur les véhicules électriques est de réduire la distance qu'ils peuvent parcourir. Un véhicule a été testé par temps chaud : il pouvait alors parcourir 155 km. Sa moyenne en hiver se réduisait à 100 km d'autonomie, et même à 75 km par temps très froid (-25 °C) [19].

## **I.8 Avantages et inconvénient des véhicules électriques**

### **I.8.1 Les Avantages des véhicules électriques**

Il est très connu que les voitures thermiques qu'elles soient essence ou diesel polluent l'atmosphère d'une manière très excessive. En revanche, une voiture électrique nous permet d'éviter tout gaz, et nous permet de rouler sans polluer notre environnement, ce qui est considéré comme étant le principale avantage des véhicules électriques et parmi d'autres :

- Les véhicules électriques contribuent à la réduction de la pollution sonore, qui est principalement due aux transports routiers.
- Les véhicules électriques utilisent une énergie renouvelable et des batteries recyclables, ce qui les rend plus respectueux de l'environnement.
- Les véhicules électriques offrent une conduite dynamique, sans à-coup ni vibration, avec des reprises plus réactives et souples.
- Les voitures électriques sont fiables et les batteries sont garanties plusieurs années.

- Les véhicules électriques sont moins chers à l'usage grâce à un coût de l'énergie électrique moins cher que celui du carburant et un entretien réduit.
- Les véhicules électriques ne consomment pas d'énergie dans les embouteillages et les freinages.

### I.8.2 Les inconvénients des véhicules électriques

Bien que le véhicule électrique présente de nombreux avantages, mais possède aussi des points critiques :

- La voiture électrique n'est réellement propre que si l'électricité dont elle se serve pour fonctionner est produite à partir des énergies propres (dans un barrage hydraulique, énergie éolienne, énergie solaire,...), par contre, si elle est produite dans une centrale thermique, que fonctionne au charbon, alors c'est comme si la voiture électrique rejetait 350g de gaz carbonique par kilomètre, De plus, la batterie risque d'être polluante et très dangereuse.

- La faible autonomie, et la petite durée de vie des batteries, représentent les majors problèmes de ce type de véhicule. En effet, leur densité de puissance exprimée en W/kg est limitée et leur durée de vie est directement liée aux contraintes qui leurs sont appliquées.

- Le prix important des véhicules électriques, ainsi celui des batteries et leurs entretiens, représente aussi un des grands problèmes en ce qui concerne l'économie, La voiture revient donc assez chère, ce qui n'encourage pas beaucoup à en faire l'acquisition lorsque l'on se base sur ses performances.

- Le volume du coffre est plus petit que celui du véhicule thermique comparable, en raison du volume des batteries placées pour l'instant sous le plancher, une conception nouvelle du véhicule électrique permettra de porter remède à cet inconvénient.

- Son moteur silencieux n'est pas seulement un avantage, c'est un inconvénient lorsque il s'agit de la sécurité puisque il n'est pas toujours bien entendu par les usagers faibles de la route (motards, cyclistes, piétons). Le problème se pose notamment en zone urbaine (à plus de 60 km/h, le bruit des pneumatiques domine celui du moteur).

## Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons effectué un examen approfondi du sujet des véhicules électriques, en commençant par un historique succinct et une présentation des différentes composantes de ces véhicules. Cependant, malgré leurs nombreux avantages, il est important de noter que la production d'énergie nécessaire à leur fonctionnement contribue également au réchauffement climatique. Il est donc essentiel que cette énergie provienne de sources renouvelables telles que l'énergie solaire ou hydraulique pour que les véhicules électriques puissent réellement être considérés comme écologiques.

Nous avons également discuté des avantages et des inconvénients des véhicules électriques, soulignant leur caractère écologique et leur potentiel pour remplacer les voitures thermiques polluantes dans un avenir proche. Cependant, certains obstacles subsistent comme l'autonomie, le prix et les infrastructures nécessaires à leur expansion. Des améliorations sont encore nécessaires pour permettre une immersion totale des véhicules électriques dans la société.

Dans le prochain chapitre, nous nous concentrerons sur la modélisation de la chaîne de traction des véhicules électriques.

# CHAPITRE II

### II.1 Introduction

Le véhicule électrique (VE) est un système complexe qui comprend différents composants de différents types (mécanique, électrique, électrochimique, etc.) communiquant entre eux. Toute modification des propriétés d'un composant peut avoir un effet sur l'ensemble du VE. En conséquence, l'analyse du VE en tant que système implique la modélisation des composants de sa chaîne de traction. La sélection, la composition et la gestion des flux d'énergie entre les composants sont encore en phase de développement.

La première étape, de la synthèse d'une loi de commande, est la modélisation du procédé à contrôler (MSAP). Le modèle doit être capable de représenter fidèlement les différentes dynamiques présentes. Cette modélisation est établie en termes d'équations différentielles et basée essentiellement sur la transformation de Park.

Dans ce chapitre, nous examinons la dynamique d'un véhicule électrique et la modélisation de sa chaîne de traction.

### II.2 Modélisation dynamique du véhicule électrique

Pour étudier la commande du véhicule, un modèle qui prend en compte la dynamique du véhicule est nécessaire, ce modèle prend en compte les forces de traction créées par les actionneurs ainsi que la résistance au mouvement. En conséquence, le but de cette section est d'expliquer la modélisation de la dynamique du véhicule. Ce dernier est un système intrinsèquement complexe en raison de son mouvement et des propriétés dynamiques du système, notamment les risques de glissements sur la route, les fluctuations de la route, le comportement des pneus ou l'inertie de tout système mécanique. Les équations utilisées dans cette modélisation sont directement issues des théories de l'aérodynamique et de la mécanique [20].

La figure (II.1) illustre les différentes forces qui agissent sur le véhicule.

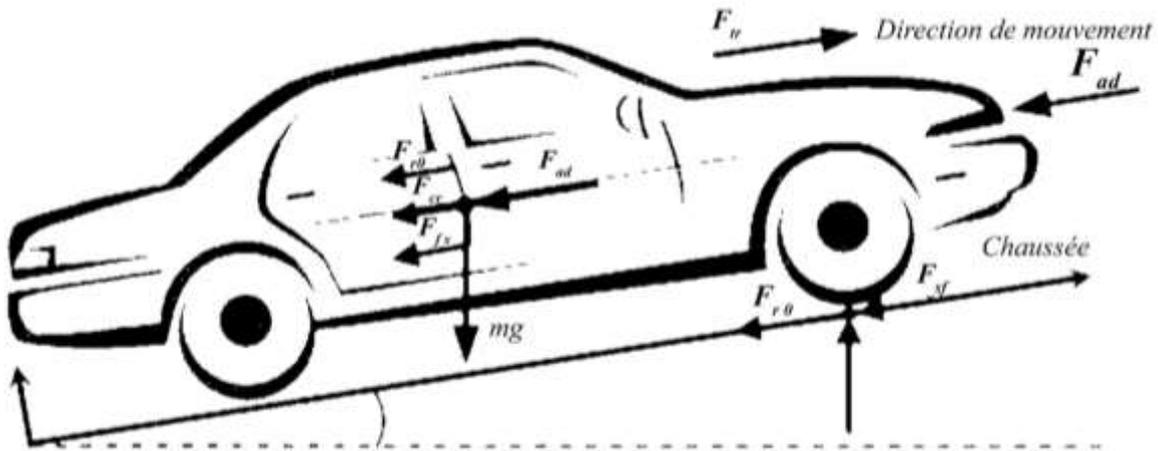


Figure II.1: Forces agissantes sur un véhicule se déplaçant sur une pente[15].

### II.2.1 Forces de traction et de résistance totale

L'attitude d'un véhicule en mouvement le long de son sens de déplacement est déterminée par toutes les forces qui agissent sur lui dans cette direction. La force de traction  $F_{tr}$ , dans la zone de contact situé entre les pneus des roues motrices et la surface de la route propulse le véhicule vers l'avant. Il est produit par le couple du moteur, et ensuite transféré à travers la transmission aux roues motrices. La résistance à l'arrêt du mouvement du véhicule est généralement une combinaison de résistance au roulement, de traînée aérodynamique et de montée. Il existe deux modèles dynamiques du véhicule, Modèle de Fan et al. en 1993 et modèle de Ehsani et alen 1997 [21].

Pour vaincre la traînée aérodynamique, la résistance au roulement et l'inclinaison de la route, le système de propulsion doit fournir un effort de traction à la roue égal aux forces combinées. Il doit également fournir l'effort nécessaire à l'accélération du véhicule. Selon les forces nécessaire à la traction du véhicule au niveau des roues est définie à partir l'équation [20] :

$$F_T = F_{r0} + F_{ad} + F_{cr} + F_{fs} \quad (II.1)$$

#### II.2.1.1 Force de résistance au roulement $F_{r0}$

En raison du frottement des pneus sur la route, une force appelée force de résistance au roulement agit pour ralentir le mouvement du véhicule. Cette force agit dans la direction opposée au mouvement.

Le coefficient  $C_d$  qui est non linéaire, dépend de la vitesse du véhicule et de la pression du pneu [22]. L'expression de cette force est donnée par :

$$F_{r0} = C_d \times m \times g \times \cos(\alpha) \quad (\text{II. 2})$$

$m$ : Masse du véhicule ( $kg$ ).

$g$  : Accélération gravitationnelle ( $m/s^2$ ).

$C_d$  : est le coefficient de résistance au roulement des pneus, il réunit toutes les propriétés et les phénomènes physiques qui existent entre le pneu et le sol.

### II.2.2.2 Trainée aérodynamique $F_{ad}$

Il s'agit d'une force de résistance due à la pénétration dans l'air, il aura comme conséquence une force aérodynamique contraire au sens de déplacement relatif de l'automobile et de l'air. Cette force est la somme de plusieurs forces et moments résistants qui agissent sur et autour de l'automobile. L'expression de cette force est la suivante [23]:

$$F_{ad} = \frac{1}{2} \rho \times C_f \times A_f \times (V_r) = \frac{1}{2} \rho \times C_f \times A_f \times (V + V_w)^2 \quad (\text{II.3})$$

$\rho$  : Masse volumique ( $\rho = 1.2kg/m^3$ ),

$C_f$  : Coefficient de frottement aérodynamique (coefficient de pénétration dans l'air).

$A_f$  : Surface frontale du véhicule ( $m^2$ ).

$V_r$  : Vitesse relative du véhicule [ $m/s$ ].

$V$  : Vitesse du véhicule [ $m/s$ ].

$V_w$  : Vitesse du vent [ $m/s$ ].

### II.2.1.3 Force de résistance de la pente $F_{cr}$

Il s'agit d'une force résistante causée par la pente à gravir. Pour que le véhicule puisse franchir une pente d'angle  $\alpha$ , il lui faut une force  $F_{cr}$  qui est proportionnelle à la masse «  $m$  » du véhicule et qui s'oppose à son avancement. La résistance à la montée ( $F_{cr}$  avec signe de fonctionnement positif) et la force de descendre ( $F_{cr}$  avec signe de fonctionnement négatif). Cette force est exprimée par [24] :

$$f_{cr} = \pm(m \times g \times \sin(\alpha)) \quad (\text{II.4})$$

### II.2.1.4 Force de Stokes ou de frictions visqueuses $F_{sf}$

Représente le terme dynamique d'accélération ou de décélération du véhicule.

$$F_{sf} = K_a \times V_r \quad (\text{II. 5})$$

$k_a$ : Coefficient de Stokes.

Dans littératures les chercheurs utilisent par fois la force d'accélération du véhicule  $F_a$  au lieu de la force de frictions visqueuses  $F_{sf}$  avec [25] :

$$F_a = m\lambda \times \frac{dV_r}{dt} = \left[ m + \sum J \left( \frac{i}{r} \right)^2 \right] \times \frac{dV_r}{dt} \quad (\text{II.6})$$

Où

$\lambda$  : facteur de masse avec  $\lambda \in [1.06 ; 1.34]$ , qui dépend de la vitesse engagée.

$J$  : le moment d'inertie au niveau de la circonférence de la roue motrice.

$I$  : le rapport de la boîte de vitesse.

$r$  : le rayon de la roue.

Le moteur électrique assure la force de traction d'un véhicule électrique qui doit surmonter la charge de la route. L'équation du mouvement est alors donnée par :

$$K_m \times m$$

$$K_m \times m \frac{dV}{dt} = F_{tr} - F_t \Leftrightarrow m_i \times a = F_{tr} - F_t \quad (\text{II.7})$$

$F_{tr}$  : Force de traction des pneus.

$k_m$  : Coefficient d'inertie rotationnelle (facteur de masse).

$m_i = k_m m$  : Masse d'inertie du véhicule.

$a$  : Accélération du véhicule.

La force nette ( $F_{tr} - F_T$ ) accélère le véhicule, ou le décélère si  $F_T$  dépasse  $F_{tr}$ . Si la force  $F_{cr}$ , est négative, le véhicule descend une pente.

Le travail est défini par l'expression suivante :

$$\vec{w} = \sum_{i=1}^4 \vec{F}_i \times \vec{d}_x \quad (\text{II.8})$$

Lorsqu'on dérive le travail par rapport au temps, on aura l'expression suivante :

$$P = \frac{d\vec{w}}{dt} = \vec{F} \left( \frac{d\vec{x}}{dt} \right) \Leftrightarrow P = F \times v \quad (\text{II.9})$$

Où

$P$  : Puissance mécanique.

### II.2.1.5 Couple à la roue

Le couple à la roue s'écrit de la manière suivante [20] :

$$C_r = F_r \times R \quad (\text{II.10})$$

$C_r$  : Couple à la roue ( $N \cdot m$ ).

$F_r$  : Effort de la roue ( $N$ ).

$R$  : Rayon de la roue ( $m$ ).

### II.2.1.6 Puissance à la roue

La puissance à la roue  $P_r$  [w] d'exprime de la manière suivante [20] :

$$P_r = \frac{F_r \times V_r}{3.6} \quad (\text{II.11})$$

Suivant les équations aérodynamiques du véhicule , nous pouvons donner à la figure (II.2) une représentation globale du modèle dynamique du véhicule électrique.

D'après l'équation (II.7) nous pouvons déduire le schéma de simulation de modèle dynamique du véhicule suivant :

La chaîne de traction (figure II.2) est composée :

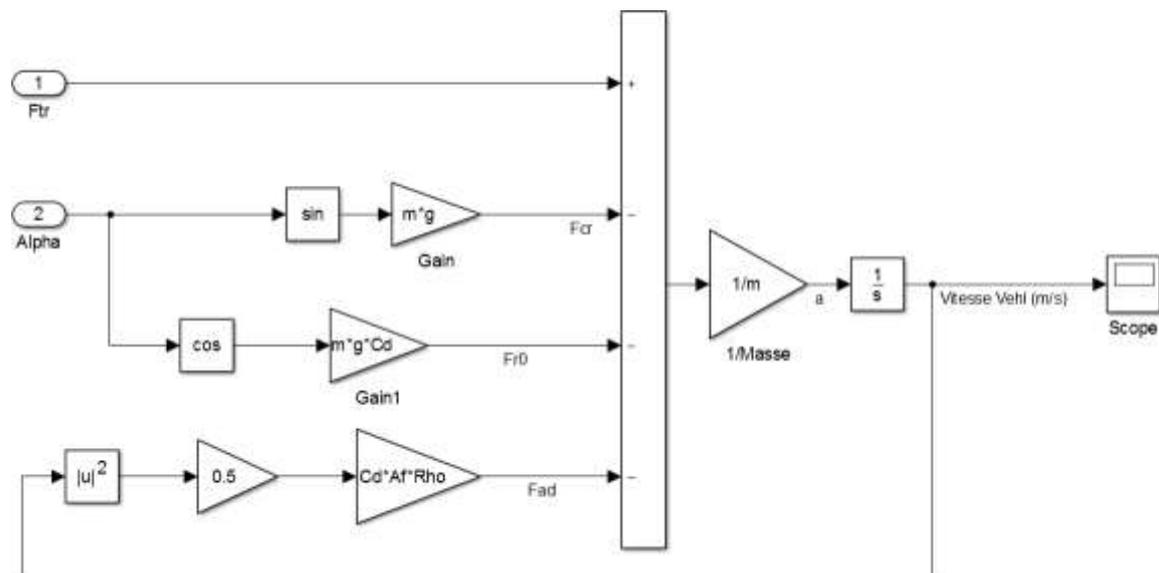


Figure II.2: Représentation globale du modèle dynamique du véhicule électrique.

## II.3 Modélisation de la chaîne de traction

- Moteur de traction** : Le moteur employé est de type triphasé synchrone à aimants permanents. Ce genre de machine est intéressant en raison de sa fiabilité accrue, de son rendement plus élevé, de sa capacité à supporter des surcharges transitoires importantes et de sa puissance générale élevée, ce qui revêt une grande importance pour les systèmes embarqués.

- **Convertisseur** : Les onduleurs sont employés au sein de la chaîne de traction afin de contrôler les flux d'énergie entre la source d'énergie et le moteur de traction (motopropulseur). L'onduleur de tension offre la possibilité d'alimenter le moteur de manière alternative en triphasé.
- **Sources d'énergie** : L'énergie est fournie par une batterie d'accumulateur, qui sert à générer de l'électricité.
- **Partie commande** : Les informations fournies pour la partie commande lors de son entrée comprennent le couple demandé par l'utilisateur et la vitesse de rotation de la machine.
- **Partie mécanique** : Il existe une transmission mécanique comprenant un réducteur entre le moteur et la roue.

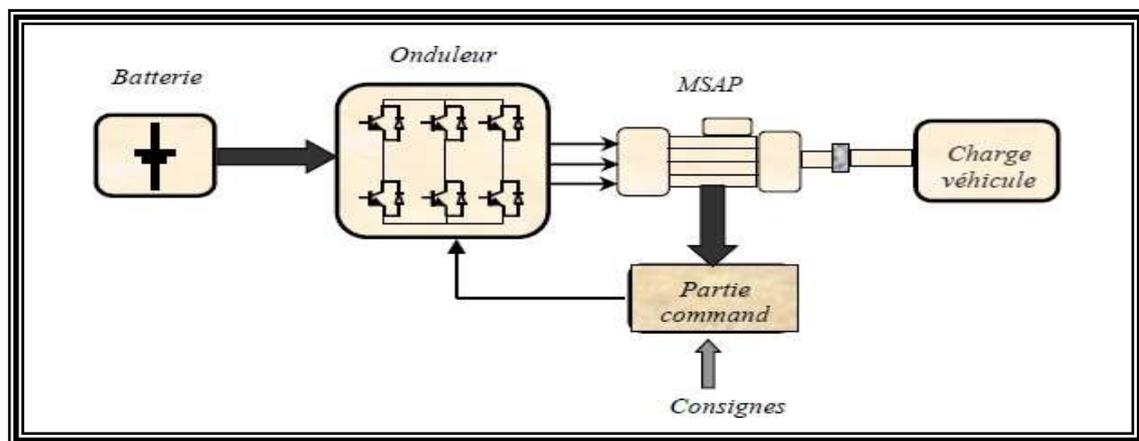


Figure II.3 : Chaîne de traction du VE avec MSAP.

### II.3.1 Présentation de la MSAP

Les machines synchrones à aimants permanents sont constituées d'un stator avec un bobinage alimenté en triphasé qui génère un champ magnétique qui tourne à la fréquence d'alimentation, et d'un rotor muni d'aimants permanents qui génèrent le champ magnétique.

Les aimants permanents des moteurs peuvent supporter des courants de surcharge considérables afin de démarrer rapidement. Ils sont utilisés en combinaison avec des variateurs de vitesse électroniques dans certaines applications de motorisation pour obtenir une certaine compacité et une accélération rapide. Dans cette situation, l'excitation est générée par les aimants permanents.

### II.3.2 Modélisation de la MSAP triphasée

La modélisation de la MSAP passe par une représentation d'état du deuxième ordre en utilisant la transformation de Park. Il est essentiel d'avoir cette représentation car les entrées et les sorties du modèle de la machine synchrone sont représentées dans le référentiel a, b, c. Les tensions et les courants pour chaque bobine dans le référentiel a, b, c peuvent être convertis en deux composantes dans le référentiel d,q,o grâce à la transformation de Park.

L'élaboration du modèle mathématique des machines est une étape nécessaire en vue de la commande et de la simulation de leurs différents régimes de fonctionnement. Les équations du modèle sont établies à partir des hypothèses courantes suivantes :

- La distribution des forces magnétomotrices est sinusoïdale.
- La machine ne présente pas de saturation du circuit magnétique.
- L'effet d'amortissement au rotor est négligé.
- Les irrégularités de l'entrefer causées par encoches statoriques sont ignorées.
- Les phénomènes d'hystérésis et les courants de Foucault sont négligés.
- Les couplages capacitifs entre les enroulements sont négligés.

La figure (II.4) présente une représentation schématique de la machine synchrone à aimants permanents dans l'espace électrique [26] [27] [28] [29].

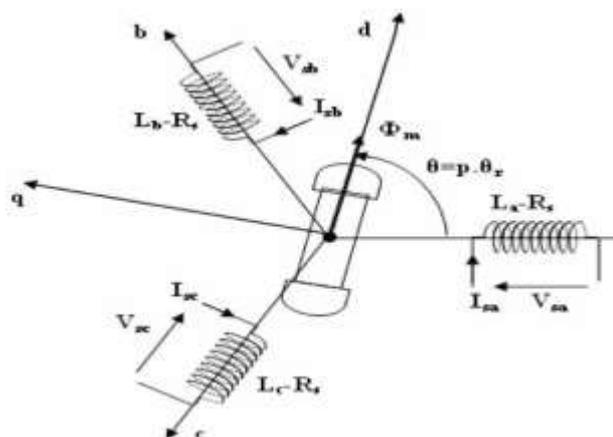


Figure II.4 : Représentation de la MSAP dans l'espace électrique.

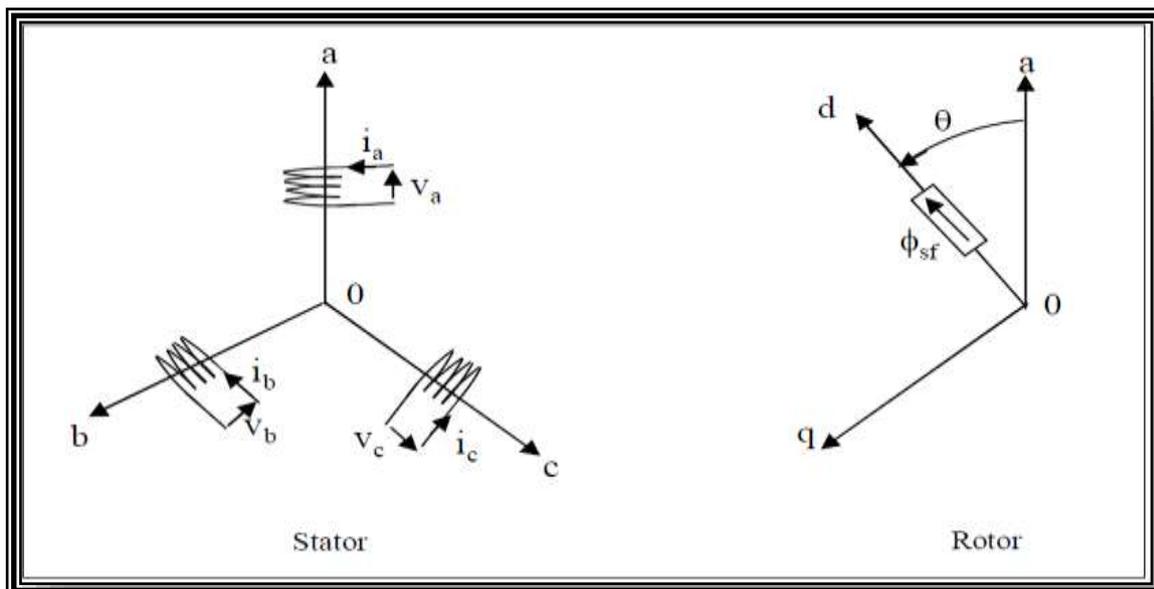


Figure II.5 : Représentation d'une machine synchrone à aimants permanents.

### II.3.2.1 Equation électrique

A partir de (la figure II.5), nous écrivons les équations de la machine synchrone dans le repère fixe au stator, en notation matricielle :

$$\text{Stator: } [V_s] = [R_s][i_s] + \frac{d}{dt}[\Phi_s] \quad (\text{II.12})$$

$$[V_s] = [V_a V_b V_c][V_a V_b V_c]^T: \text{ Vecteur tensions statorique.}$$

$$[i_s] = [i_a i_b i_c]^T: \text{ Vecteur courant statorique.}$$

$$[\Phi_s] = [\Phi_a \Phi_b \Phi_c]^T: \text{ Vecteur flux statorique.}$$

$$[\Phi_f] = \Phi_{sf} \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad \text{Où } (\theta): \text{ Position absolue du rotor en degré électrique}$$

$\Phi_{sf}$ : Valeur crête du flux crée par l'aimant permanent à travers les enroulements statoriques.

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} : \text{ Matrice resistance du stator.}$$

$$[R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} : \text{ Matrice résistance du rotor.}$$

### II.3.2.2 Expression des flux statorique

$$[\Phi_s] = [L_{ss}][i_s] + [\Phi_{sf}] \quad (\text{II.13})$$

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_a & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ab} & L_b & M_{bc} \\ M_{ac} & M_{bc} & L_c \end{bmatrix} : \text{Matrice inductance statorique.}$$

$$[\Phi_{sf}] = [\Phi_{af} \Phi_{bf} \Phi_{cf}]^T : \text{Vecteur flux crée par l'aimant à travers l'enroulement statorique.}$$

$[L_{ss}]$  : Étant la matrice des inductances statoriques. Dans la machine à pôles saillants, la matrice des inductances propres statoriques  $[L_{ss}]$  est fonction de la position. Elle contient deux termes :  $[L_{s0}]$  qui est constant, et  $[L_{s2}]$  qui est en fonction de l'angle  $\theta = p\theta_m$ , " $\theta$ " étant l'angle électrique et " $\theta_m$ " : est la position mécanique du rotor par rapport au stator.

$$[L_{ss}] = [L_{s0}] + [L_{s2}(\theta)] \quad (\text{II.14})$$

Le terme  $[L_{s0}]$  à pour expression :

$$[L_{s0}] = \begin{bmatrix} L_{s0} & M_{s0} & M_{s0} \\ M_{s0} & L_{s0} & M_{s0} \\ M_{s0} & M_{s0} & L_{s0} \end{bmatrix} \quad (\text{II.15})$$

Le terme  $[L_{s2}(\theta)]$  s'écrit, dans le cadre de la théorie du premier harmonique :

$$[L_s(\theta)] = L_{s2} \begin{bmatrix} \cos(2\theta) & \cos 2(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos 2(\theta + \frac{4\pi}{3}) \\ \cos 2(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos 2(\theta + \frac{4\pi}{3}) & \cos(2\theta) \\ \cos 2(\theta + \frac{4\pi}{3}) & \cos(2\theta) & \cos 2(\theta - \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (\text{II.16})$$

Les inductances propres et mutuelle  $L_{s0}$ ,  $M_{s0}$  et  $L_{s2}$  sont des constantes.

En introduisant (II.13) dans (II.12) on aura :

$$[V_s] = [R_s][i_s] + \frac{d}{dt}([L_{ss}][i_s] + [\Phi_f]) \quad (\text{II.17})$$

On remarque que l'équation (II.17) n'est pas linéaire et couplée. Pour supprimer ce problème, on utilise des modifications de variable et des transformations qui diminuent la complexité du système. Dans cette situation, nous effectuons la Transformation de Park, qui implique de transformer les enroulements immobiles (a, b, c) par des enroulements (d, q) tournant avec le rotor.

### II.3.3 Modèle de Park

La transformation de Park consiste à transformer la représentation du moteur triphasée équilibrée (trois phases d'axes fixes du stator ( $a, b, c$ )) à une représentation biphasée équivalente caractérisée par deux axes  $d$ - $q$ , à condition que le champ où les forces magnétomotrices et la puissance instantanée soient conservées. Effectivement, l'enroulement équivalent est pris en compte lorsqu'on prend en compte deux bobinages d'axes perpendiculaires ( $d, q$ ) qui tournent à la vitesse  $\omega_s$  par rapport au stator et à la vitesse  $\omega_r$  par rapport au rotor [30].

Cette transformation d'état présente plusieurs bénéfices, dont le fait que dans ce nouveau repère, le couple électromagnétique est une représentation directe de la composante en quadrature ( $q$ ) du courant statorique.

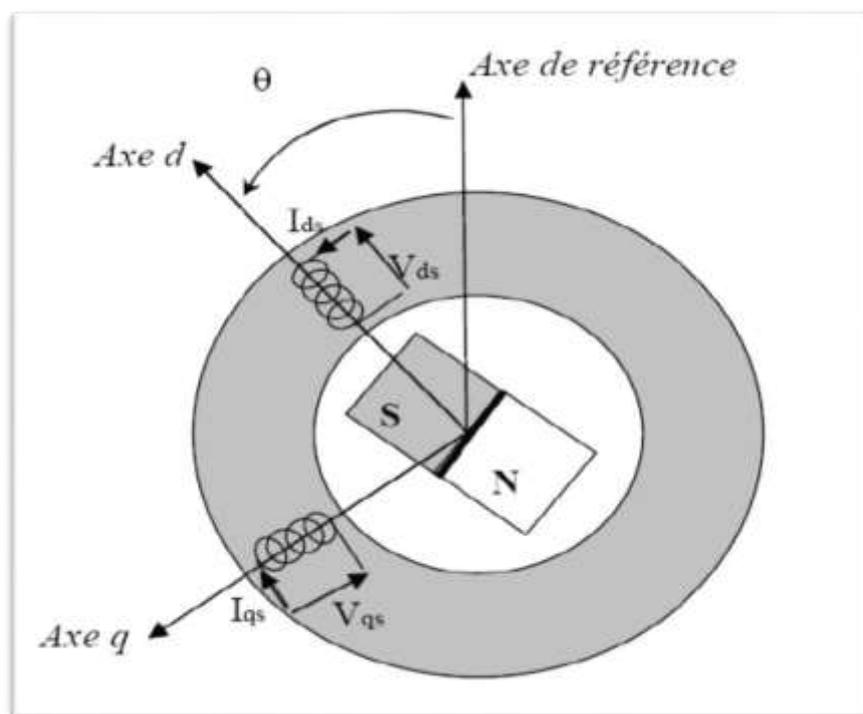


Figure II.6 : Machine équivalente au sens de Park.

Dans le système d'équations (II.17) effectuons le changement de la variable suivant :

$$\begin{cases} [P(\theta)][V_{dqhs}] = [V_s] \\ [P(\theta)][i_{dqhs}] = [i_s] \end{cases} \quad (\text{II.18})$$

Avec :

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2}{3}) & \cos(\theta + \frac{2}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.19})$$

Dont la matrice inverse a pour forme :

$$[P(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{2}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.20})$$

Après la transformation de Park, les équations simplifiées des tensions :

$$\begin{cases} [V_{ds}] = R_s i_{ds} + \frac{d}{dt} \varphi_{ds} - p\omega_r \varphi_{qs} \\ [V_{qs}] = R_s i_{qs} + \frac{d}{dt} \varphi_{qs} - p\omega_r \varphi_{ds} \end{cases} \quad (\text{II.21})$$

Les flux s'écrivent :

$$\begin{cases} \varphi_{ds} = L_d i_d + \varphi_f \\ \varphi_{qs} = L_q i_q \end{cases} \quad (\text{II.22})$$

En introduisant (II.22) dans (II.21) on aura le modèle électrique du MSAP sous la forme suivante :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s i_{ds} + L_{ds} \frac{d}{dt} i_{ds} - p\omega_r L_{qs} i_{qs} \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + L_{qs} \frac{d}{dt} i_{qs} - p\omega_r (L_{ds} i_{ds} + \varphi_f) \end{cases} \quad (\text{II.23})$$

### II.3.4 Expression de la puissance et du couple électromagnétique

Selon Park, l'expression de la puissance s'écrit comme suit :

$$P(t) = V_{ds} i_{ds} + V_{qs} i_{qs} \quad (\text{II.24})$$

En remplaçant  $V_{ds}$  et  $V_{qs}$  par leur expression il vient :

D'où :

$$P(t) = \frac{3}{2} [p\omega_r ((L_{ds} - L_{qs}) i_{ds} i_{qs} + \varphi_f i_{qs}) + R_s (i_{ds}^2 + i_{qs}^2) + (L_{ds} i_{ds} \frac{d}{dt} \varphi_{ds} + L_{qs} i_{qs} \frac{d}{dt} \varphi_{qs})] \quad (\text{II.25})$$

Cette puissance est composée de :

- Puissance perdue par effet joule :  $\frac{3}{2}R_s(i_{ds}^2 + i_{qs}^2)$
- Puissance électromagnétique :  $\frac{2}{3}[p\omega_r((L_{ds} - L_{qs})i_{ds}i_{qs} + \phi_f i_{qs})]$

La connaissance du couple électromagnétique est essentielle pour l'étude de la machine et sa commande et l'expression de ce terme est exprimée par :

$$\text{Sachant que : } C_e = \frac{P_e}{\omega_r} \quad (\text{II.26})$$

$$\text{D'où } C_e = \frac{3}{2}p((L_{ds} - L_{qs})i_{ds}i_{qs} + \phi_f i_{qs}) \quad (\text{II.27})$$

L'équation électromécanique est exprimé par :

$$J \frac{d\Omega}{dt} + f\omega_r = C_e - C_r \quad (\text{II.28})$$

Avec :

$\omega_r$  : Vitesse de rotation mécanique de la MSAP.

J : Moment d'inertie totale de la machine.

f : Coefficient de frottement visqueux.

$C_r$  : Couple résistant appliqué sur l'arbre de la machine.

### II.3.5 Schéma fonctionnelle de la MSAP

D'après les équations (II.22), (II.27) et (II.28), on obtient le système d'équations suivant :

$$\frac{d}{dt}i_{ds} = \frac{1}{L_{ds}}(V_{ds} - R_s I_{ds} + p\omega L_{qs} I_{qs})$$

$$\frac{d}{dt}i_{qs} = \frac{1}{L_{qs}}(V_{qs} - R_s I_{qs} + p\omega L_{ds} I_{ds} - \omega \Phi_f)$$

$$C_e = \frac{3}{2}P[(L_{ds} - L_{qs}) I_{ds} I_{qs} + \Phi_f I_{qs}]$$

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r - f\omega_r$$

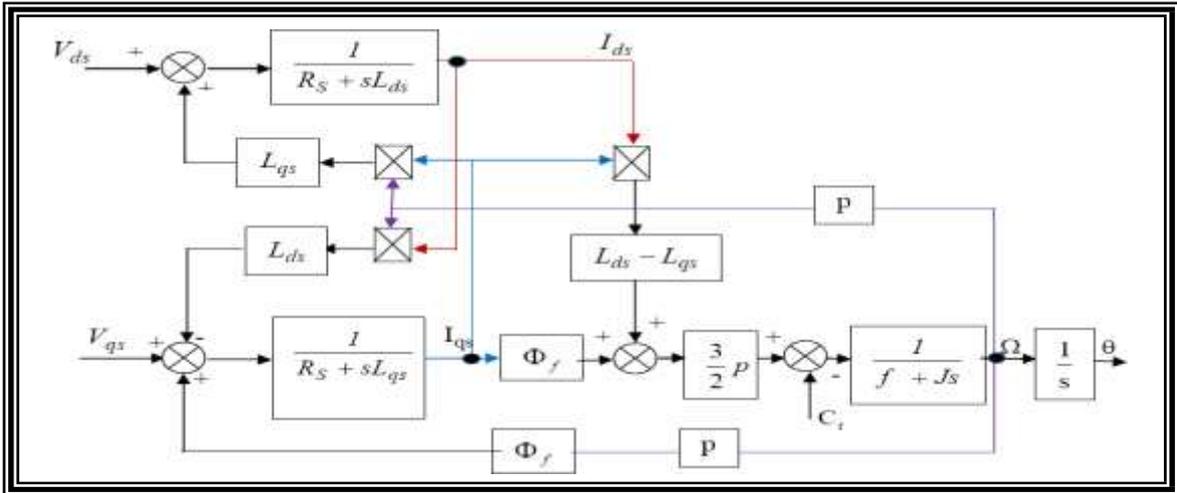


Figure II.7 : Schéma bloc d'une MSAP alimentée en tension.

### II.3.6 Mise sous forme d'équation d'état

Considérons les tensions ( $V_{ds}$ ,  $V_{qs}$ ) et le flux d'excitation  $\Phi_f$  comme grandeurs de commande, les courants statoriques ( $I_{ds}$ ,  $I_{qs}$ ) comme variable d'état et le couple résistant  $C_r$  comme perturbation. A partir des équations (II.26) on peut écrire le système d'équation suivant :

$$\begin{cases} [X] = [A][X] + [B][V] \\ [Y] = [C][X] + [D][V] \end{cases} \quad (\text{II.29})$$

[A]: Matrice fondamentale qui caractérise le système.

[B]: Matrice d'entrée.

[V] : Vecteur de commande.

[X] : Vecteur d'état (posons,  $[X] = [I_{ds} I_{qs}]^T$ ).

[C]: Matrice de sortie.

[D]: Matrice de transfert direct.

Sous forme matricielle on peut écrire le système d'équation (II.29) comme suit :

$$\frac{d}{dt} [X] = [A][X] + [B][V] \quad (\text{II.30})$$

$$\text{Avec : } [X] = [i_{ds} i_{qs}]^T \quad \text{et } [V] = [V_{ds} V_{qs} \Phi_f]^T \quad (\text{II.31})$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & -\omega \frac{L_q}{L_d} \\ -\omega \frac{L_d}{L_q} & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_d} & -\frac{\omega}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ \Phi_f \end{bmatrix} \quad (\text{II.32})$$

### II.3.7 Alimentation de la MSAP par onduleur de tension à commande M.L.I

#### II.3.7.1 Modélisation de l'onduleur

Le dispositif de commande d'un MSAP et basé sur un onduleur de tension triphasé, qui utilise des composants semi-conducteurs. Cet onduleur est le cœur du système et peut être considéré comme un amplificateur de puissance, composé de trois bras, chacun comportant deux interrupteurs en parallèle inverse avec une diode de récupération. Pour éviter le court-circuit de la source et assurer la continuité des courants alternatifs, les interrupteurs  $K_1$  et  $K_2$ ,  $K_3$  et  $K_4$ ,  $K_5$  et  $K_6$  doivent être contrôlés de manière complémentaire. La figure (II.8) illustre un convertisseur statique qui alimente le stator du MSAP [28]:

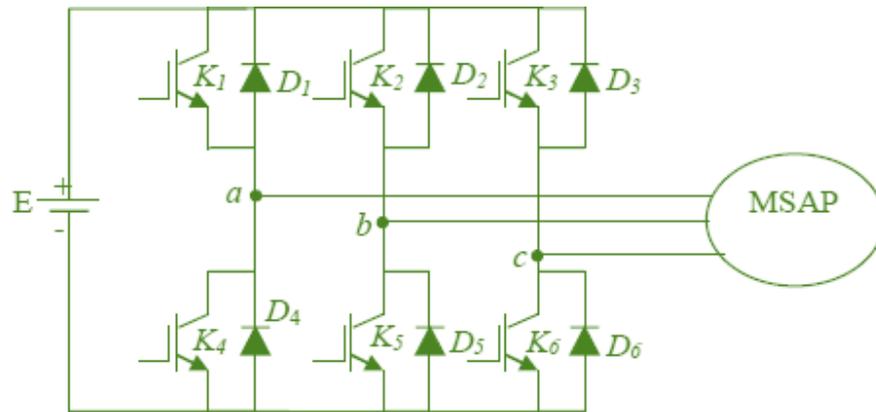


Figure II.8 : Schéma équivalent de l'onduleur.

Pour simplifier l'étude, on supposera que :

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

Les ordres de commande de l'onduleur sont transmis aux trois bras par l'intermédiaire des signaux de commande  $S_1$ ,  $S_2$  et  $S_3$ . La convention adoptée pour le fonctionnement du bras  $i$  est la suivante :

Si  $S_i = 1$  : L'interrupteur du haut  $K_i$  est fermé et l'interrupteur de bas  $K_{i+3}$  est ouvert.

Si  $S_i = 0$  : L'interrupteur du haut  $K_i$  est ouvert et l'interrupteur de bas  $K_{i+3}$  est fermé.

Les tensions de lignes délivrées par l'onduleur sont :

$$U_{ab} = V_{as} - V_{bs} = \frac{E}{2}(S_1 - S_2) \quad (\text{II.33})$$

$$U_{bc} = V_{bs} - V_{cs} = U_0(S_2 - S_3) \quad (\text{II.34})$$

$$U_{ca} = V_{cs} - V_{as} = U_0(S_3 - S_1) \quad (\text{II.35})$$

Les tensions  $V_{as}$ ,  $V_{bs}$  et  $V_{cs}$  forment un système de tension triphasées équilibrées alors :

$$V_{as} = \frac{U_0}{3}(2S_1 - S_2 - S_3)$$

$$V_{bs} = \frac{U_0}{3}(2S_2 - S_1 - S_3)$$

$$V_{cs} = \frac{U_0}{3}(2S_3 - S_1 - S_2)$$

Donc :

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = \frac{U_0}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix} \quad (\text{II.36})$$

### Conclusion

Au cours de ce chapitre, nous avons présenté les éléments de base de la chaîne de traction d'un véhicule électrique. Ainsi nous avons présenté les équations mathématiques utilisées pour la modélisation de chaque élément et on a vu l'intérêt de la transformation de Park dans le sens où le modèle devient plus simple. Pour finir on a présenté le modèle d'un onduleur de tension et celui de la machine synchrone à aimants permanents qui est objet du chapitre suivant.

# CHAPITRE III

### -III.1 Introduction

La DTC, ou « Direct Torque Control » en anglais, est une technique de contrôle basée sur l'orientation du flux statoriques. En 1971, des chercheurs allemands et japonais ont développé cette technologie afin de contrôler le couple des servomoteurs à grande puissance. Elle s'est récemment imposée dans l'industrie en remplaçant la stratégie de commande orientée vers l'orientation du flux. En utilisant un onduleur de tension sans régulation de courant, la DTC permet de contrôler de manière autonome le couple et le flux des machines à courant alternatif.

Dans ce chapitre, Nous commencerons par présenter et mettre en oeuvre une structure de la commande directe du couple (DTC) pour la machine synchrone à aimants permanents (MSAP) afin d'étudier cette stratégie de commande. Ensuite, nous présenterons et discuterons des résultats de simulations, en tenant compte d'une boucle de régulation de vitesse avec un régulateur PI [31].

### III.2 Principes généraux de la commande directe du couple

L'objectif de la DTC est de réguler directement le couple de la machine en utilisant divers vecteurs de tension de l'onduleur qui évalue son état. Le flux statorique et le couple électromagnétique sont les variables contrôlées et sont généralement régulés par des régulateurs à hystérésis. L'objectif est de maintenir ces grandeurs à l'intérieur des bandes d'hystérésis prédéfinies. La sortie de ces régulateurs détermine le vecteur de tension optimal à appliquer à chaque instant de commutation. Selon le principe de la DTC, les vecteurs de tension sont choisis directement en fonction des écarts entre les références du couple et du flux et leurs valeurs réelles. Suite aux erreurs de couple et de flux fournies par des comparateurs à hystérésis, un vecteur de tension est choisi parmi une table de vecteurs. La méthode de commande DTC de la MSAP repose sur la détermination directe de la séquence de commande appliquée aux interrupteurs d'un onduleur. Dans le plan de phase, l'onduleur de tension peut atteindre sept positions différentes, correspondant aux huit séquences du vecteur de tension à la sortie de l'onduleur. On peut illustrer la commande par DTC de MSAP à l'aide de la figure suivante [32] [33] :

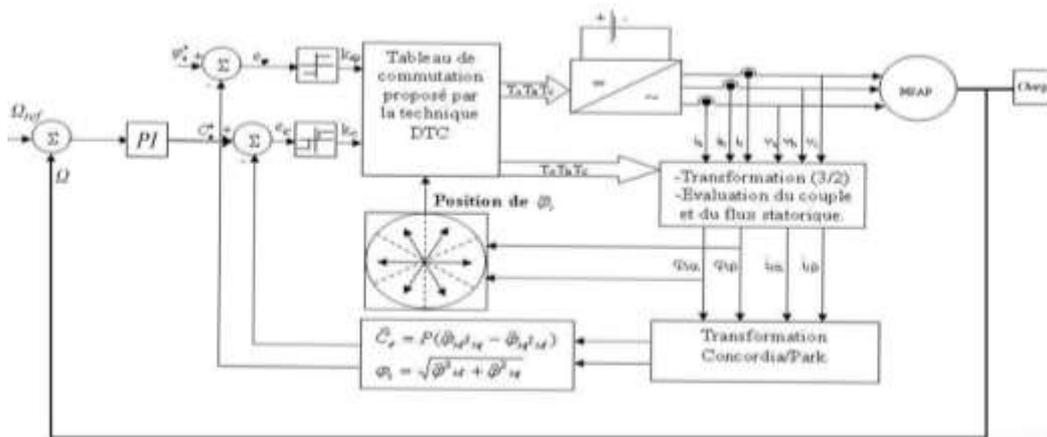


Figure III.1 : Schéma structurel d'une commande DTC appliquée à la MSAP.

### Les caractéristiques générales d'une commande directe de couple sont:

- La commande directe du couple et du flux en choisissant les vecteurs de commutation optimaux de l'onduleur.
- La commande indirecte des intensités et des tensions du stator de la machine.
- L'obtention des flux et des courants statoriques proches de formes sinusoïdales.
- Une réponse dynamique de la machine extrêmement rapide.
- L'existence des oscillations de couple qui dépend, entre autres facteurs, de la largeur des bandes des régulateurs à hystérésis.
- La fréquence de commutation de l'onduleur dépend de l'amplitude des bandes d'hystérésis [34].

### Cette méthode de commande a pour avantages [35] :

- Nécessite pas des calculs dans le repère rotorique (d,q) .
- Un découplage des courants par rapport aux tensions de commande n'est pas nécessaire.
- Seule l'information de secteur dans lequel se trouve le vecteur de flux statorique est nécessaire.
- Connaître avec une grande précision l'angle de position rotorique n'est pas nécessaire.
- Pas de bloc de calcul de modulation de tension MLI.
- Très rapide est La réponse dynamique.

**Et les désavantages sont les suivants [35] :**

- La présence de problèmes à faible vitesse.
- Disposer des estimations de flux statorique et de couple est nécessaire.
- Les oscillations de couple existent.
- La fréquence de commutation n'est pas constante (utilisation des régulateurs à hystérésis). Ceci entraîne une richesse harmonique qui accroît les pertes, provoque des bruits acoustiques et des oscillations de couple qui peuvent entraîner des résonances mécaniques.

### III.3 Stratégie de commande directe du couple et de flux

Dans cette technique Takahashi a suggéré une méthode de commande de couple et de flux (DTC) qui repose sur l'algorithme suivant [31] [36] [37] :

- Le domaine temporel est divisé en périodes de durée  $T_e$  réduites ( $T_e \leq 50 \mu s$ ).
- On mesure les courants de ligne et les tensions par phase de la MSAP pour chaque coup d'horloge.
- On reconstitue les composantes du vecteur flux statorique.
- En utilisant l'estimation du flux statorique et la mesure des courants de lignes, on estime le couple électromagnétique de la MSAP.
- On détermine la séquence de fonctionnement de l'onduleur pour commander le flux et le couple suivant une logique qu'on va présenter dans ce qui suit.

#### III.3.1 Contrôle du vecteur flux statorique

On se place dans un repère fixe  $\alpha\beta$  lié au stator de la machine. Le flux statorique peut être obtenu par l'équation suivante [38] :

$$\vec{V}_s = R_s \vec{I}_s + \frac{d\vec{\phi}_s}{dt} \Rightarrow \vec{\phi}_s = \vec{\phi}_{s0} + \int_0^t (\vec{V}_s - R_s \vec{I}_s) dt \quad (\text{III.1})$$

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

Dans cette étude, on prend en compte le facteur  $R_s \vec{I}_s$  qui est négligeable devant le vecteur de tension  $\vec{V}_s$ , ce qui est confirmé lorsque la vitesse de rotation est suffisamment élevée. À partir de l'équation précédente on trouve :

$$\Delta \vec{\phi}_s = \vec{V}_s T_e \quad (\text{III.2})$$

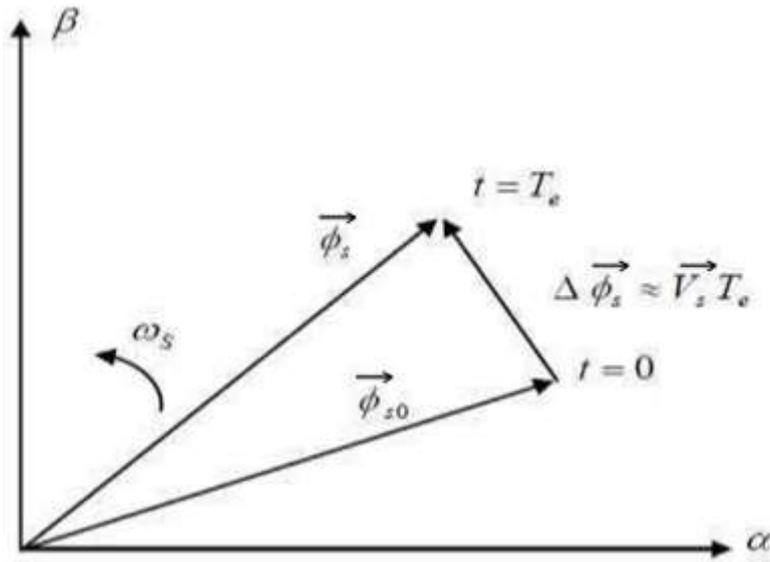


Figure III.2: Evolution de l'extrémité de  $\vec{\phi}_s$  pour  $R_s \bar{I}_s$  négligeable.

On constate que sur l'intervalle de temps  $[0, T_e]$ , l'extrémité du vecteur  $\vec{\phi}_s$  se déplace sur une droite dont la direction est donnée par  $\vec{V}_s$ , figure (III.2).

En sélectionnant une séquence adéquate du vecteur  $\vec{V}_s$  sur des intervalles de temps successifs de durée  $T_e$ , il est possible de faire suivre la trajectoire souhaitée à l'extrémité du vecteur  $\vec{\phi}_s$ . Il est donc envisageable de fonctionner avec un module de flux  $\vec{\phi}_s$  presque constant. Pour cela, si la période  $T_e$  est très faible devant la période de rotation du flux statorique  $T_s$ , il suffit de faire suivre une trajectoire presque circulaire à l'extrémité de  $\vec{\phi}_s$  [36] [37] [39].

En ce qui concerne la MSAP, le flux statorique reste en constante évolution même lorsque le vecteur de tension nul est appliqué, car les aimants permanents sont en mouvement avec le rotor. Par conséquent le flux du stator doit toujours être en mouvement par rapport au flux du rotor [40].

Sur la figure (III.3), trois directions potentielles du vecteur flux  $\vec{\phi}_s$  sont représentées. De cette manière, il est possible de constater que si la tension appliquée est perpendiculaire à la direction du flux, le déplacement de son extrémité et de son amplitude reste constant. En revanche, si  $\vec{V}_s$  est décalé par rapport à la perpendiculaire du vecteur flux  $\vec{\phi}_s$ , on observe un ralentissement du déplacement de l'extrémité du flux et une diminution de son amplitude.

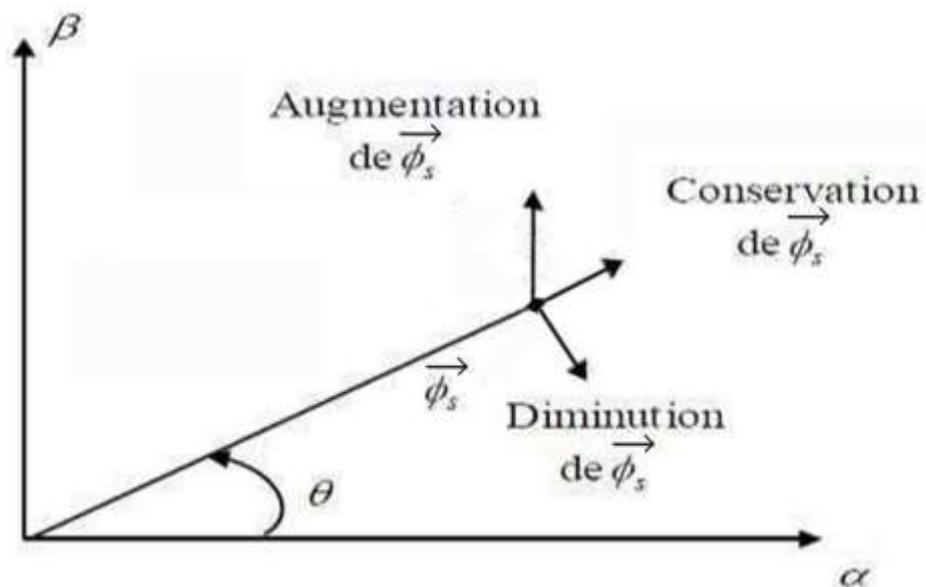


Figure III.3: Comportement du flux statorique pour différents vecteurs tension  $\vec{V}_s$ .

## III.3.2 Contrôle du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique est proportionnel au produit vectoriel entre les vecteurs des flux statorique et rotorique de la façon suivante [31] :

$$C_e = K(\vec{\Phi}_s \times \vec{\Phi}'_r) = K\|\vec{\Phi}_s\|\|\vec{\Phi}'_r\|\sin(\delta) \quad (\text{III.3})$$

Tel que :  $K = \frac{P}{Lq}$

Avec :

- $\vec{\Phi}_s$  est le vecteur de flux statorique.
- $\vec{\Phi}'_r$  est le vecteur de flux rotorique ramené au stator.
- $\delta$  est l'angle entre les vecteurs des flux statorique et rotorique.

L'amplitude des deux vecteurs  $\vec{\Phi}_s$  et  $\vec{\Phi}'_r$  et leur position relative déterminent donc le couple. En ayant un contrôle parfait du flux  $\vec{\Phi}_s$  (à partir de  $\vec{V}_s$ ) en module et en position, on peut donc avoir un contrôle de l'amplitude de  $\vec{\Phi}_s$  et du couple électromagnétique de façon découplée.

### III.4 Choix du vecteur tension

Le vecteur de tension statorique  $\vec{V}_s$  est sélectionné en fonction de la variation désirée pour le module de flux statorique  $\bar{\phi}_s$ , du sens de rotation de  $\bar{\phi}_s$ , ainsi que de l'évolution désirée pour le couple.

On peut délimiter l'espace  $\bar{\phi}_s$  en se positionnant dans le repère statorique ( $\alpha$ ), en le divisant en six zones appelées secteurs, déterminées à partir des composantes de flux en fonction des axes ( $\alpha$ ) et ( $\beta$ ). L'axe ( $\alpha$ ) est choisi confondu avec l'axe de la phase ( $\beta$ ) de l'enroulement triphasé ( $a,b,c$ ) (voir figure III.4).

Quand le flux  $\bar{\phi}_s$  se situe dans une zone  $i=(1,\dots,6)$ , il est possible de contrôler le flux et le couple en choisissant l'un des huit vecteurs de tension suivants [41] [42] [43].

- Si  $V_{i+1}$  est sélectionné alors  $\bar{\phi}_s$  croît et  $C_e$  croît.
- Si  $V_{i-1}$  est sélectionné alors  $\bar{\phi}_s$  croît et  $C_e$  décroît
- Si  $V_{i+2}$  est sélectionné alors  $\bar{\phi}_s$  décroît et  $C_e$  croît.
- Si  $V_{i-2}$  est sélectionné alors  $\bar{\phi}_s$  décroît et  $C_e$  décroît.
- Si  $V_0$ , ou  $V_7$  sont sélectionnés, alors la rotation du flux  $\bar{\phi}_s$  est arrêtée, d'où une décroissance du couple alors que le module de flux  $\bar{\phi}_s$  reste inchangée.

La position du vecteur de flux statorique dans la zone  $i$  influence également le niveau d'efficacité des vecteurs de tension appliqués.

Effectivement, au début de la zone, les vecteurs  $\vec{V}_{i+1}$  et  $\vec{V}_{i+2}$  sont perpendiculaires à  $\bar{\phi}_s$ , ce qui entraîne une évolution rapide du couple mais une évolution lente de l'amplitude du flux. Cependant, à la fin de la zone, l'évolution est inverse. Au début de la zone, on observe une évolution lente du couple et rapide de l'amplitude de  $\bar{\phi}_s$ , tandis qu'à la fin de la zone, c'est le contraire. Dans la zone  $i$ , les deux vecteurs  $\vec{V}_i$  et  $\vec{V}_{i+3}$  ne sont jamais employés, peu importe le sens d'évolution du couple ou du flux. Ces éléments produisent la composante de flux la plus élevée (avec une évolution très rapide de  $\bar{\phi}_s$ ), mais l'impact sur le couple dépend de la position de  $\bar{\phi}_s$  dans la zone, avec un effet nul au centre de la zone.

À la sortie de l'onduleur à appliquer au moteur, on déduit le vecteur de tension statorique  $\bar{V}_s$  en fonction des écarts de couple et de flux estimés par rapport à leur référence, ainsi que de la position du vecteur  $\bar{\phi}_s$ .

Il est donc essentiel d'avoir un estimateur de module de  $\bar{\phi}_s$  et de sa position, ainsi qu'un estimateur de couple, pour une commande DTC.

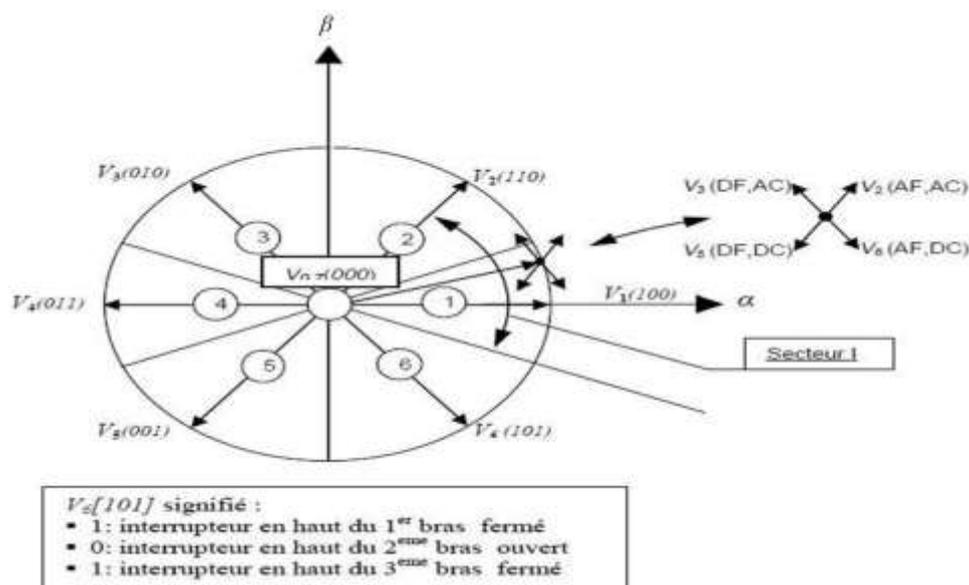


Figure III.4: partition du plan complexe en six secteurs angulaires ( $S_i = 1 \dots 6$ ).

AF : Augmenter le flux

DF : diminuer le flux

AC : augmenter le couple

DC : diminuer le couple

## III.5 Estimation du Flux et du Couple

Les principes de la DTC ont été exposés de manière exhaustive. Toutefois, le système de contrôle demande le couple et l'amplitude du flux statorique pour l'entrée. La précision dans l'estimation de ces valeurs est essentielle pour les performances du système de contrôle.

### III.5.1 Estimation du flux statorique [32] :

Il est possible d'estimer le flux en utilisant les mesures des grandeurs statoriques du courant et de la tension de la machine.

A partir de l'équation (III.1), on obtient les composantes  $(\alpha, \beta)$  liées au stator du vecteur  $\bar{\phi}_s$ :

$$\begin{cases} \hat{\phi}_{sa} = \int_0^t (\bar{V}_{sa} - R_s \bar{I}_{sa}) dt \\ \hat{\phi}_{s\beta} = \int_0^t (\bar{V}_{s\beta} - R_s \bar{I}_{s\beta}) dt \end{cases} \quad (\text{III.4})$$

Le module du flux statorique s'écrit :

$$\phi_s = \sqrt{\hat{\phi}_{sa}^2 + \hat{\phi}_{s\beta}^2} \quad (\text{III.5})$$

On reconstruit les composantes du vecteur tension à partir de la mesure de la tension d'entrée de l'onduleur, et les états des interrupteurs ( $S_a, S_b, S_c$ ), en appliquant la transformation de Concordia.

$$\bar{V}_s = V_{sa} + jV_{s\beta} \quad (\text{III.6})$$

$$\begin{cases} V_{sa} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_c \left( S_a - \frac{1}{2} (S_b + S_c) \right) \\ V_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} U_c (S_b - S_c) \end{cases} \quad (\text{III.7})$$

De même, les courants  $I_{sa}$  et  $I_{s\beta}$  sont obtenus en mesurant les courants réels  $i_{sa}, i_{sb}$  et  $i_{sc}$  (où  $i_{sa} + i_{sb} + i_{sc} = 0$ ) et en appliquant ensuite la transformation de Concordia.

$$\bar{I}_s = I_{sa} + jI_{s\beta} \quad (\text{III.8})$$

$$\begin{cases} I_{sa} = \sqrt{\frac{2}{3}} i_s \\ I_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} (i_{sb} - i_{sc}) \end{cases} \quad (\text{III.9})$$

La zone  $N_i$  dans laquelle se situe le vecteur  $\phi_s$  est déterminée à partir des composantes  $\phi_{sa}$  et  $\phi_{s\beta}$ . L'angle  $\theta$  entre le référentiel  $(\alpha, \beta)$  et le vecteur  $\phi_s$  est égal à :

$$\theta = \text{Arctg} \frac{\hat{\phi}_{s\beta}}{\hat{\phi}_{sa}} \quad (\text{III.10})$$

### III.5.2 Estimation du couple électromagnétique[44]

Le couple électromagnétique peut être estimé à partir des grandeurs estimées du flux, et les grandeurs mesurées des courants de ligne, par l'équation :

$$\hat{C}_e = P[\hat{\phi}_{sa} I_{s\beta} - \hat{\phi}_{s\beta} I_{sa}] \quad (\text{III.11})$$

### III.6 Elaboration du vecteur de commande pour la DTC

#### III.6.1 Le correcteur du flux [38]

Cette correction vise à maintenir l'amplitude du flux statorique dans une bande et à maintenir l'extrémité de ce dernier dans une couronne circulaire, comme illustré dans la figure (III-5).

Il est nécessaire que la sortie du correcteur affiche le sens d'évolution du module du flux. Les deux seuils du comparateur sont sélectionnés en fonction de la tolérance de l'ondulation par le flux statorique.

On peut écrire alors:

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{Si } \Delta\phi_s > \varepsilon_\phi \\ \text{Si } 0 \leq \Delta\phi_s \leq \varepsilon_\phi \\ \text{Si } 0 \leq \Delta\phi_s \leq \varepsilon_\phi \\ \text{Si } \Delta\phi_s > -\varepsilon_\phi \end{array} \right. \text{ et } \left( \begin{array}{l} \frac{d\Delta\phi_s}{dt} > 0 \\ \frac{d\Delta\phi_s}{dt} < 0 \end{array} \right) \quad \begin{array}{l} \text{alors } K_\phi = 1 \\ \text{alors } K_\phi = 0 \\ \text{alors } K_\phi = 1 \\ \text{alors } K_\phi = 0 \end{array} \quad (\text{III.12})$$

$K_\phi=0$  Signifier qu'il faut réduire le flux.

$K_\phi=1$  Signifier qu'il faut augmenter le flux.

Ce régulateur à hystérésis à deux niveaux est idéal pour obtenir des performances dynamiques optimales.

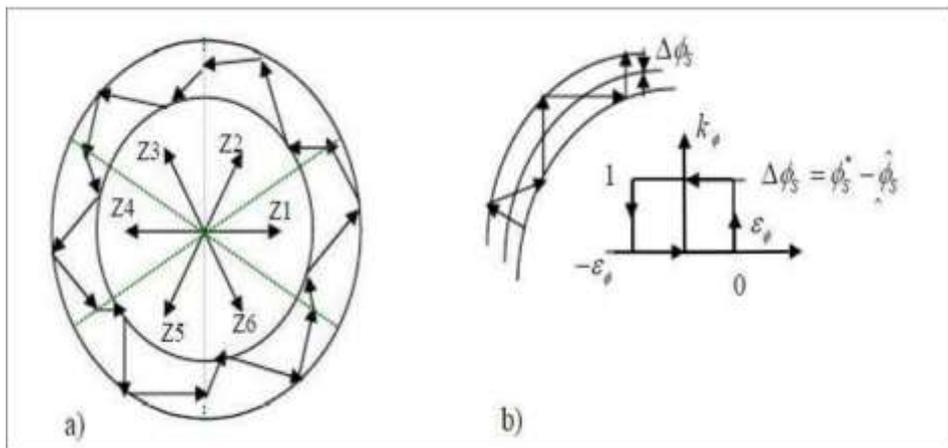


Figure III.5 : Le correcteur du flux.

## III.6.2 Le correcteur du couple [45]

Le rôle du correcteur de couple est de s'assurer que le couple reste dans les limites nécessaires afin de maintenir :

$$|C_e^* - \hat{C}_e| \leq \varepsilon_{ce} \quad (\text{III.13})$$

$C_e^*$  : La consigne du couple.

Toutefois, contrairement à la gestion du flux, le couple peut varier en fonction du sens de rotation de la machine. Il existe deux options envisageables :

- Un comparateur à hystérésis à deux niveaux pour le contrôle du moteur dans un seul sens de rotation.
- Un comparateur à hystérésis à trois niveaux pour le contrôle du moteur dans les deux sens de rotation.

### III.6.2.1 Le correcteur à deux niveaux

Ce correcteur s'apparente à celui employé pour l'ajustement du module de  $\Phi_s$ . Il autorise la régulation du couple dans un seul sens de rotation. Par conséquent, il n'est possible de choisir que les vecteurs  $V_{i+1}$  et  $V_{i+2}$  afin de modifier le flux. Ainsi, la réduction du couple se fait exclusivement en optant pour des vecteurs nuls. En utilisant ce correcteur, il est essentiel de croiser deux phases de la machine afin d'inverser le sens de rotation. Toutefois, cette correction est plus facile à appliquer [46].

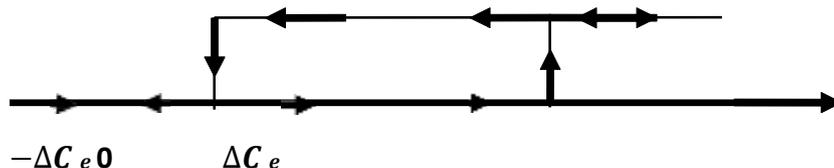


Figure III.6: Comparateur à hystérésis à deux niveaux.

### III.6.2.2 Le correcteur à hystérésis à trois niveaux

Le correcteur à trois niveaux d'hystérésis permet une diminution rapide du couple électromagnétique. Effectivement, afin de réduire le couple, en plus des vecteur nuls, il est possible d'utiliser les vecteur.

$\bar{V}_{i-1}$  et  $\bar{V}_{i-2}$  si l'on opte pour le sens trigonométrique comme sens de rotation du moteur. Lorsque le flux  $\phi_s$  s'est arrêté ou se déplace en sens inverse de rotation du moteur, le vecteur flux rotorique des aimants  $\phi_f$  rappelle le flux  $\phi_s$ . La fonctionnalité du comparateur à hystérésis à trois niveaux permet de fonctionner dans les quatre quadrants sans avoir à intervenir sur la structure de commande du moteur. En outre, cela permet à l'un des bras de l'onduleur de commuter considérablement moins fréquemment que les deux autres, sur une zone de déplacement du flux  $\phi_s$ . Ainsi, pendant son fonctionnement, l'onduleur peut subir des phases de mise en veille des interrupteurs d'un bras du convertisseur [14].

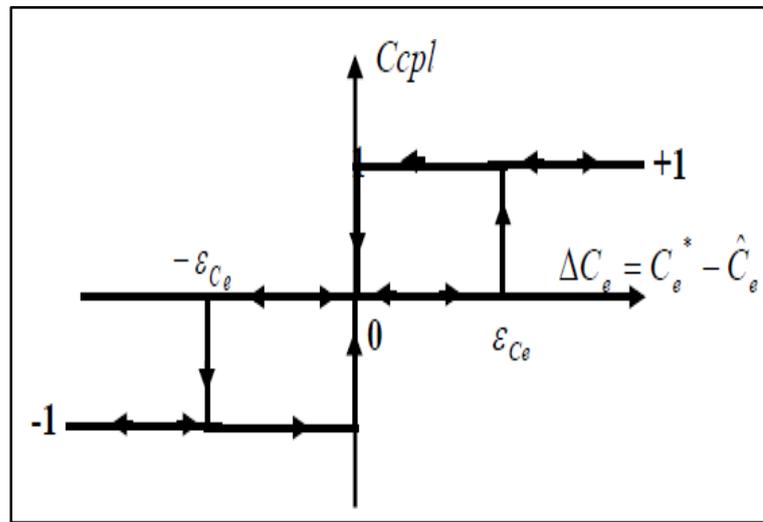


Figure III.7 : Comparateur à hystérésis à trois niveaux utilisé pour le réglage du couple Électromagnétique.

### III.7 Élaboration de la table de commutation

La table de vérité est construite en fonction des erreurs du flux, du couple  $\Delta\phi_s$  et  $\Delta C_e$ , ainsi que de la position du vecteur de flux statorique ( $N=1,\dots,6$ ). Le plan complexe est divisé en six secteurs angulaires. Cela permet de déterminer pour chaque secteur donné, la séquence de commande des interrupteurs de l'onduleur correspondant aux différents états des grandeurs de contrôle  $\Delta\phi_s$  et  $\Delta C_e$ , en fonction de la logique du comportement de flux et de couple vis-à-vis de l'application d'un vecteur de tension statorique [47].

Le tableau (III.1) résume l'action combinée de chaque configuration sur le flux statorique et le couple électromagnétique.

	<i>AUGMENTATION</i>	<i>DIMINUTION</i>
$\phi_s$	$V_{i-1}, V_i \text{ et } V_{i+1}$	$V_{i+2}, V_{i+3} \text{ et } V_{i-2}$
$C_e$	$V_{i+1} \text{ et } V_{i+2}$	$V_{i-1} \text{ et } V_{i-2}$

**Tableau (III.1) : Table de commutation.**

De manière générale, les tableaux ci-dessous présentent les séquences de tension active à appliquer pour augmenter ou diminuer le module du flux statorique et le couple électromagnétique en fonction du secteur.

	$N=1$	$N=2$	$N=3$	$N=4$	$N=5$	$N=6$
$\phi_s \uparrow$	$V_6, V_1, V_2$	$V_1, V_2, V_3$	$V_2, V_3, V_4$	$V_3, V_4, V_5$	$V_4, V_5, V_6$	$V_5, V_6, V_7$
$\phi_s \downarrow$	$V_3, V_4, V_5$	$V_4, V_5, V_6$	$V_5, V_6, V_1$	$V_6, V_1, V_2$	$V_1, V_2, V_3$	$V_2, V_3, V_4$

**Tableau (III.2) : Table de commande du flux.**

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

**Tableau (III.3) : Table de commande du couple.**

Enfin, la comparaison des tables de commande du module du flux statorique et du couple électromagnétique permet de réaliser une synthèse finale d'une seule table de commande. Cependant, il est possible de la diviser en deux autres tables, la première avec des vecteurs de tension nuls et la deuxième avec des vecteurs de tension active :

<i>flux</i>	<i>Couple</i>	<i>N=1</i>	<i>N=2</i>	<i>N=3</i>	<i>N=4</i>	<i>N=5</i>	<i>N=6</i>	<i>Correcteur</i>
	<i>Ccpl=1</i>	$V_3$	$V_4$	$V_5$	$V_6$	$V_1$	$V_2$	<i>2 Niveau</i>
$k_\phi=0$	<i>Ccpl=0</i>	$V_0$	$V_7$	$V_0$	$V_7$	$V_0$	$V_7$	
	<i>Ccpl=-1</i>	$V_5$	$V_6$	$V_1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$	<i>3 Niveau</i>
	<i>Ccpl=1</i>	$V_2$	$V_3$	$V_4$	$V_5$	$V_6$	$V_1$	<i>2 Niveau</i>
$k_\phi=1$	<i>Ccpl=0</i>	$V_7$	$V_0$	$V_7$	$V_0$	$V_7$	$V_0$	
	<i>Ccpl=-1</i>	$V_6$	$V_1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$	$V_5$	<i>3 Niveau</i>

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

Lorsque nous choisissons l'un des vecteurs nuls, nous arrêtons la rotation du flux statorique et réduisons également le couple. Nous optons pour  $V_0$  ou  $V_7$  afin de réduire au minimum le nombre de commutations d'un même interrupteur de l'onduleur.

<i>flux</i>	<i>Couple</i>	<i>N=1</i>	<i>N=2</i>	<i>N=3</i>	<i>N=4</i>	<i>N=5</i>	<i>N=6</i>	<i>Correcteur</i>
	<i>Ccpl=1</i>	$V_3$	$V_4$	$V_5$	$V_6$	$V_1$	$V_2$	<i>2 Niveau</i>
$k_\phi=0$	<i>Ccpl=0</i>	$V_4$	$V_5$	$V_6$	$V_1$	$V_2$	$V_3$	
	<i>Ccpl=-1</i>	$V_5$	$V_6$	$V_1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$	<i>3 Niveau</i>
	<i>Ccpl=1</i>	$V_2$	$V_3$	$V_4$	$V_5$	$V_6$	$V_1$	<i>2 Niveau</i>
$k_\phi=1$	<i>Ccpl=0</i>	$V_1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$	$V_5$	$V_6$	
	<i>Ccpl=-1</i>	$V_6$	$V_1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$	$V_5$	<i>3 Niveau</i>

**Tableau (III.5) : Stratégie de contrôle avec comparateur à hystérésis à trois niveaux avec les vecteurs de tension non nuls.**

### III.8 Structure générale de la DTC appliquée à la MSAP

La Figure (III.8) représente le schéma bloc du contrôle direct du couple d'une machine synchrone à aimant permanent alimentée par un onduleur de tension. A chaque période d'échantillonnage ( $T_e$ ), on évalue le flux statorique et le couple électromagnétique en mesurant les courants statoriques et en connaissant le vecteur tension requis. Le capteur mesure la vitesse de rotation, comparée avec une référence, l'erreur de cette comparaison passe par un régulateur de type (PI) avec ses paramètres ( $K_p=2$ ,  $K_i=10$ ) pour établir la référence du couple.

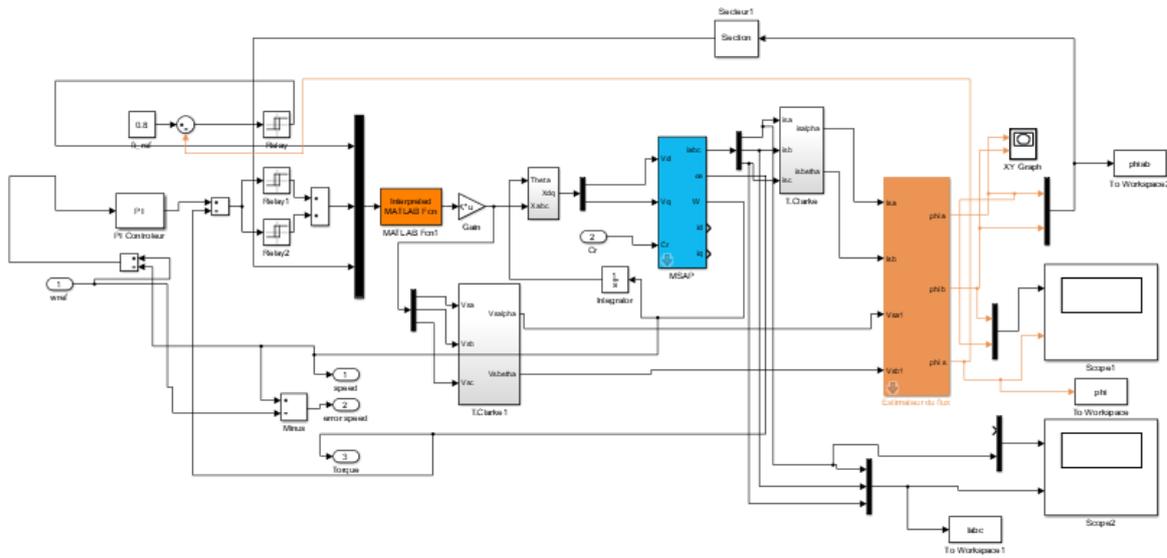


Figure III.8 : Schéma bloc de la commande directe du couple appliquée à la MSAP.

### Résultats de simulation de la DTC classique et interprétation

Afin de visualiser le fonctionnement de la commande DTC sur un modèle de machine synchrone à aimants permanents (MSAP) alimenté par un onduleur triphasé, On a effectué un test de démarrage et d'inversion de vitesse en utilisant une charge. La vitesse de référence varie de 100 rad/s à -100 rad/s avec un couple de 20 N.m appliqué entre [1.5 ;2.5s] et un couple de -20 N.m appliqué entre [6.5 ;7.5s].

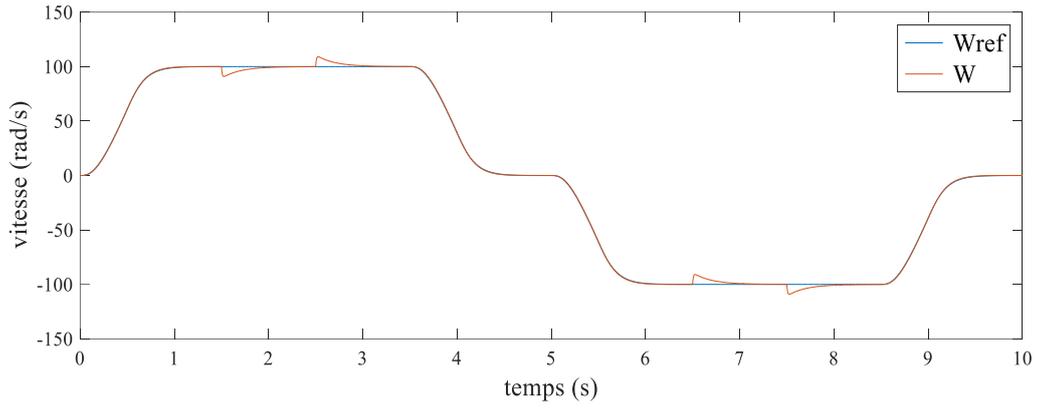


Figure III.9 : Allure de la vitesse de rotation et sa référence.

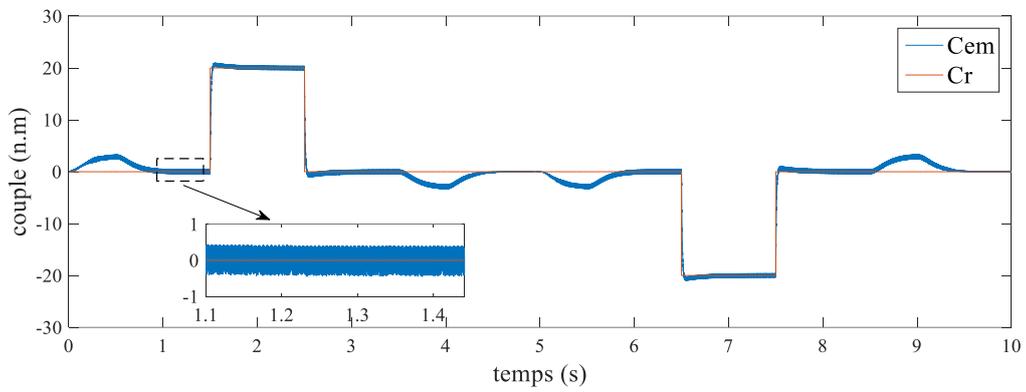


Figure III.10 : Allure du couple électromagnétique et sa référence.

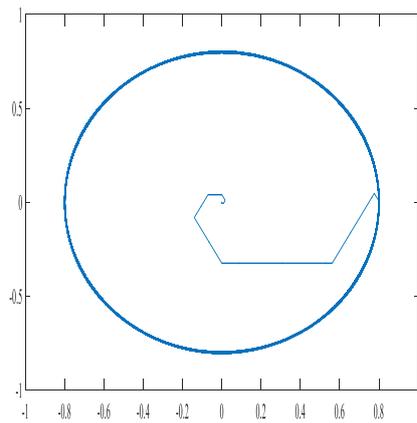


Figure III.11 : Evolution du flux statorique ( $\phi_{s\alpha}$ ,  $\phi_{s\beta}$ ) [Wb].

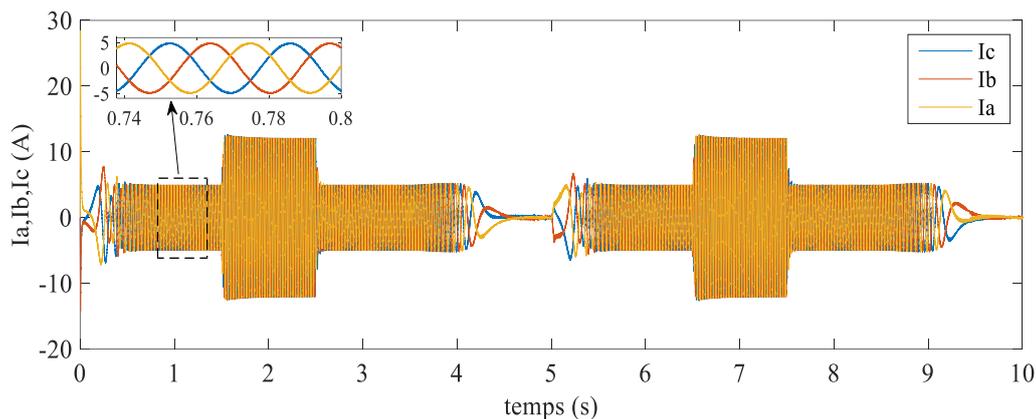


Figure III.12 : Allure des courants statorique.

## Interpretation des résultats de simulation

- La Figure III.9 : la vitesse suit sa référence sans dépassement, à l'instant où l'on applique le couple de charge, la vitesse est réduite.
- La Figure III.10 : on voit que le couple électromagnétique ( $C_{em}$ ) suit parfaitement le couple de charge ( $C_r$ ).
- La Figure III.11 : l'évolution du flux statorique est constante à sa valeur nominale qui suit une trajectoire presque circulaire.
- La Figure III.12 : les courants statoriques ont une forme sinusoidale.

## Simulation de la DTC avec véhicule électrique

le schéma bloc de la figure III.13 représente la commande DTC appliqué au véhicule électrique.

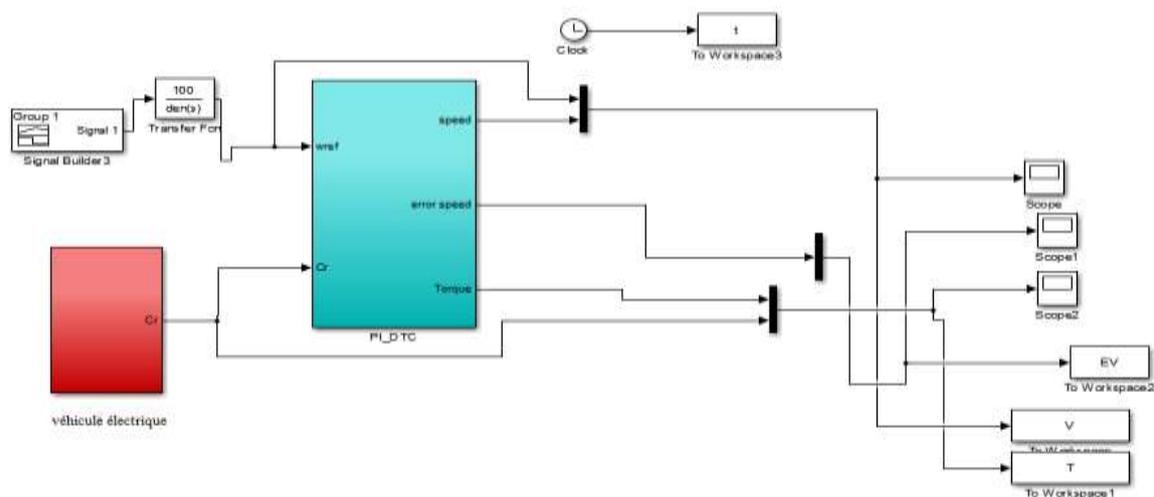


Figure III.13 : Schéma bloc de l'ensemble DTC-Véhicule électrique.

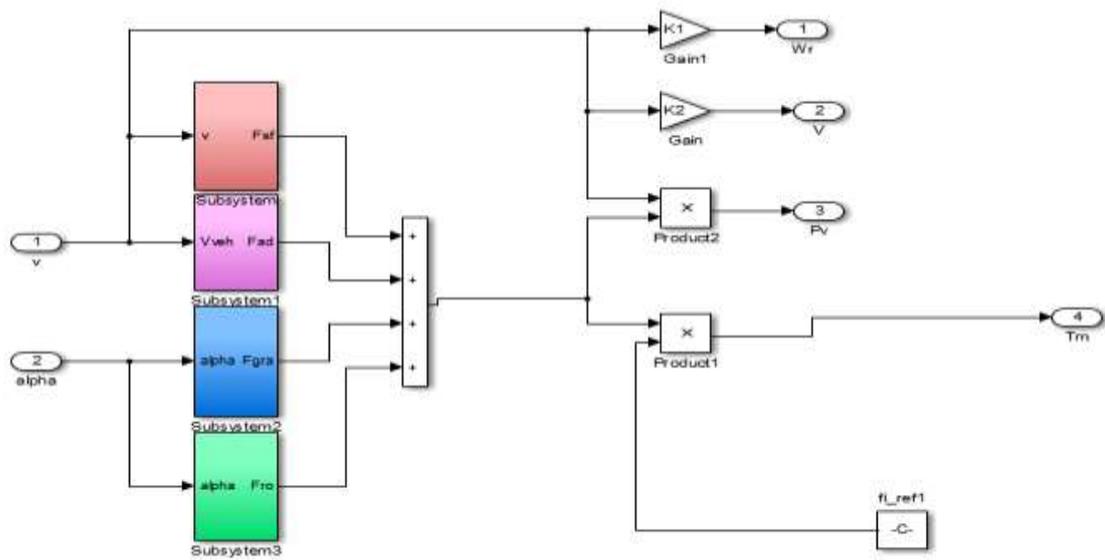


Figure III.14 : Schéma bloc de l'ensemble Véhicule électrique.

Dans la partie suivante nous allons simulé la réponse de la commande proposée pour une consigne de vitesse suivie d'une variation de la pente de la route, ou nous vérifions la poursuite de la vitesse de sortie.

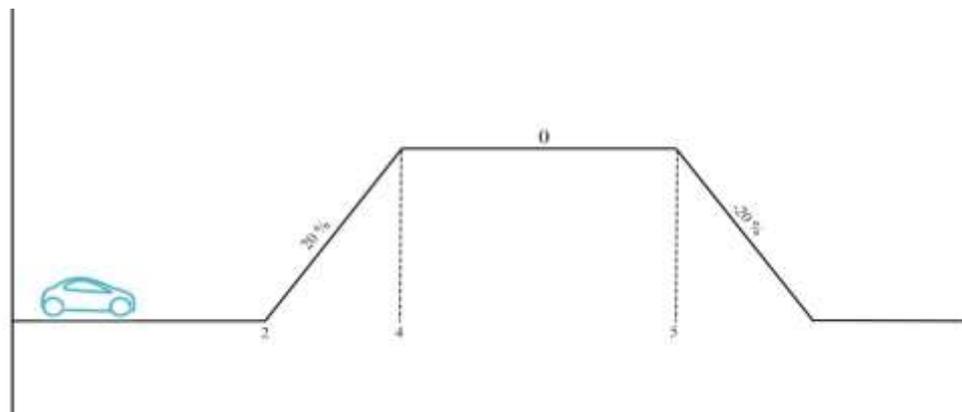


Figure III.15 : Variation de la pente .

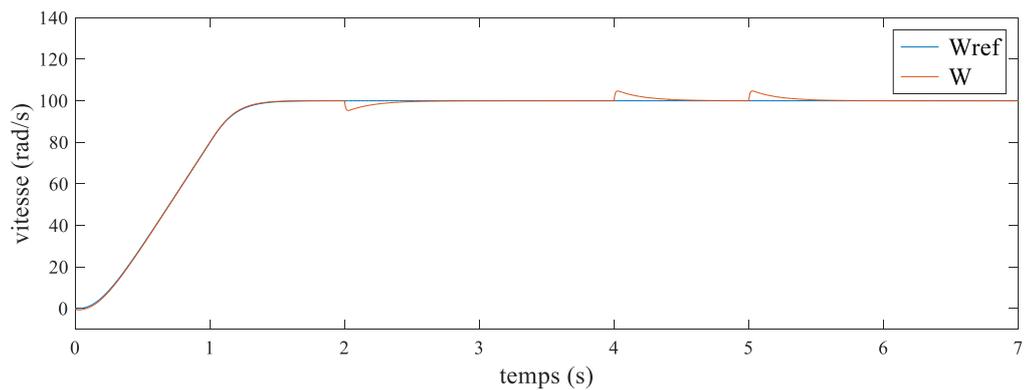


Figure III.16 : Allure de la vitesse de rotation et sa référence.

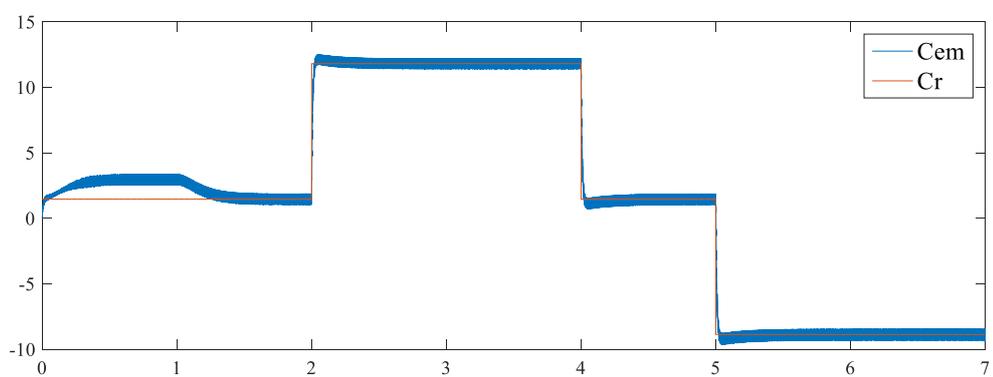


Figure III.17: Allure du couple électromagnétique et sa référence.

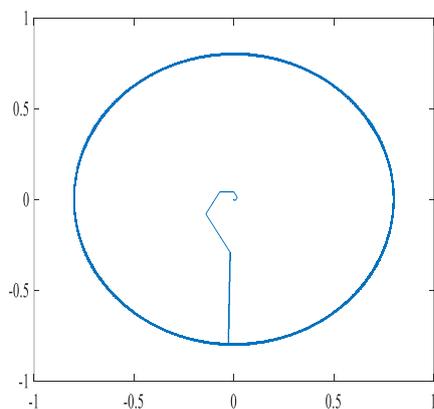


Figure III.18 : Evolution du flux statorique ( $\phi_{s\alpha}$ ,  $\phi_{s\beta}$ ) [Wb].

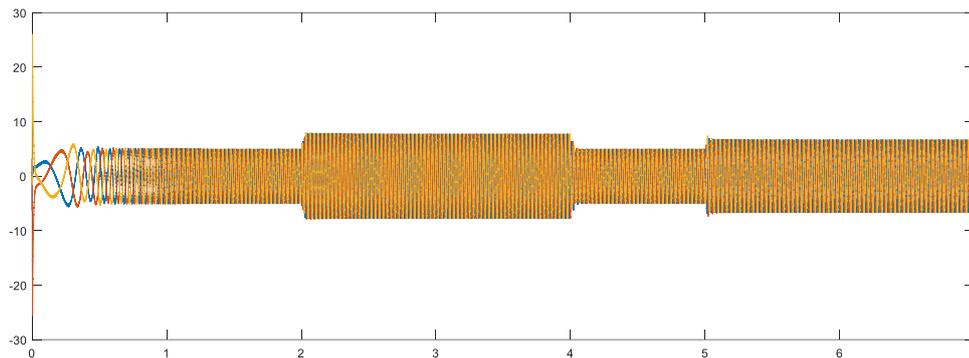


Figure III.19 : Allure des courants statorique.

### Intéprétations des résultats

Le couple électromagnétique a divers effets lors du démarrage du moteur :

Pour une pente 0%, lorsque la charge résistante est faible ( $C_r$  faible), les vitesses se stabilisent à des valeurs préétablies et les courants restent pratiquement constants. Cela s'explique par la puissance requise pour dépasser l'inertie du véhicule.

Pour une pente 20%, Le  $C_r$  élevé entraîne une diminution de la vitesse. La machine capte un courant considérable afin de générer un couple adéquat pour faire face à toutes les charges résistantes. Par la suite, le régime de vitesse se stabilise à des valeurs préétablies.

Pour une pente -20%, on constate que la vitesse augmente et le couple électromagnétique diminue progressivement.

Les simulations présentées dans les figures précédentes sont assez satisfaisantes, ce qui suggère que cette méthode de contrôle peut être employée pour un véhicule électrique. Le suivi de la commande garantit un suivi efficace de la consigne et permet de compenser de manière efficace les perturbations causées par la charge. En outre, malgré la variation du  $C_r$  en fonction de la pente, il est observé que la DTC permet une régulation précise de la vitesse.

### Conclusion

Dans la première partie de ce chapitre, nous avons présenté la commande directe du couple de la machine synchrone à aimants permanents ainsi que sa perspective théorique. Dans la partie suivante, nous avons effectué une simulation avec Simulink sous Matlab du modèle de commande directe du couple appliquée à la machine synchrone à aimants permanents de réglage de vitesse par un régulateur PI associé au véhicule électrique. On peut conclure que la DTC présente de bonnes performances dynamiques et statiques. En revanche, l'évolution des deux grandeurs commandées (le flux et surtout le couple) présente des fluctuations, c'est l'inconvénient majeur de ce type de commande.

# CHAPITRE IV

### IV.1 Introduction

La commande par mode glissement a été perçue comme l'une des méthodes de commande les plus intéressantes pour les systèmes non linéaires et les systèmes avec des modèles imprécis à partir des années 1980.

Les avantages d'une telle commande, qui la rendent également cruciale, sont sa résistance aux perturbations et aux incertitudes du modèle. La commande par mode glissant a démontré son efficacité dans de nombreuses études théoriques, avec des domaines d'application principaux dans la robotique et la commande des moteurs électriques. [48]

Dans le chapitre aborde l'utilisation de la commande DTC 0 régulateur PI pour élaborer le signal de couple électromagnétique, ce qui est remplacé dans ce chapitre par un régulateur de type mode glissant. Enfin, nous réaliserons une étude comparative entre la commande par un régulateur mode glissant et PI.

### IV.2 Principe du réglage par mode glissement

La méthode des modes de glissement implique d'orienter la trajectoire d'état d'un système vers la surface de glissement et de la faire commuter à l'aide d'une logique de commutation adéquate autour de celle-ci jusqu'au point d'équilibre, ce qui entraîne le phénomène de glissement. Parmi les propriétés des modes glissements, on cite [49] :

- La trajectoire d'état du système en mode de glissement appartient à une surface de dimension inférieure à celle de l'espace d'état, par conséquent l'ordre des équations différentielles régissant le fonctionnement du système en mode de glissement est réduit.
- La théorie des modes glissements s'adapte bien pour les systèmes dont la commande est discontinue.
- La dynamique du système en mode de glissement est déterminée uniquement par le choix des coefficients de la surface de glissement.

### IV.3 Conception de la commande par mode de glissement

La conception des régulateurs par les modes glissements prend en charge les problèmes de stabilité et des performances désirées d'une façon systématique. La mise en œuvre de cette méthode de commande nécessite principalement trois étapes :

1. Le choix de la surface.
2. L'établissement des conditions d'existence de la convergence.
3. La détermination de la loi de commande.

#### IV.3.1 Choix de la surface de glissement

En choisissant la surface de glissement, il est important de prendre en compte non seulement le nombre de surfaces nécessaires, mais aussi leurs formes en fonction de l'utilisation et de l'objectif visé. En règle générale, un système est défini par l'équation d'état suivante [51].

$$\begin{cases} \dot{x}(t) = f(x, t) + g(x, t)u(t) \\ y = C^t x \end{cases} \quad y \in R^m \quad (\text{IV.1})$$

En général, la dimension du vecteur de commande  $u(t)$  est déterminée par le nombre de surfaces de glissement. Différents travaux suggèrent la forme générale suivante pour garantir la convergence d'une variable d'état  $x$  vers sa valeur de référence  $x_{ref}$  [52].

$$S(x) = \left[ \frac{\partial}{\partial t} + \lambda_x \right]^{r-1} e(x) \quad (\text{IV.2})$$

Où

$e(x)$  : L'écart de la variable à réguler.

$\lambda_x$  : Une constante positive qui interprète la bande passante du contrôle désiré.

$r$  : Degré relatif, représentant le nombre de fois qu'il faut dériver la surface pour faire apparaître la commande.

Pour  $r = 1$        $S(x) = e(x)$

Pour  $r = 2$        $S(x) = \lambda_x e(x) + \dot{e}(x)$

Pour  $r = 3$        $S(x) = \lambda_x^2 e(x) + 2\lambda_x \dot{e}(x) + \ddot{e}(x)$

L'objectif de la commande est de maintenir la surface à zéro. Cette dernière est une équation différentielle linéaire dont l'unique solution est  $e(x)=0$ . Pour un choix convenable du paramètre, ceci revient à un problème de poursuite de trajectoire qui est équivalent à une linéarisation exacte de l'écart tout en respectant la condition de convergence [52].

### IV.3.2 Conditions de convergence

Les conditions de convergence favorisent la convergence des dynamiques du système vers les surfaces de glissement et leur permettent de rester à cette position indépendamment de la perturbation. Deux conditions sont retenues de la littérature, elles correspondent au mode de convergence de l'état du système [53].

#### IV.3.2.1 Fonction directe de commutation

C'est la condition initiale de convergence, suggérée par Emelyanov Utkin, elle est sous la forme suivante :

$$S(x)S(\dot{x}) < 0 \quad (\text{IV.3})$$

Dans cette condition, il est nécessaire d'introduire pour  $(x)$  et sa dérivée  $\dot{S}(x)$ , les valeurs justes à gauche et à droite de la surface de commutation. Étant donné que  $(x)$  change de signe aux deux côtés de la surface de commutation [54].

#### IV.3.2.2 Fonction de LYAPUNOV

Les variables d'état du système sont représentées par la fonction de Lyapunov, une fonction scalaire positive. L'idée consiste à sélectionner une fonction scalaire  $S(x)$  afin d'assurer l'attraction de la variable à contrôler vers sa valeur de référence. Nous définissons la fonction de Lyapunov comme suit [55].

$$V(x) = \frac{1}{2}S^2(x) \quad (\text{IV.4})$$

Et sa dérivée par:

$$\dot{V}(x) = S(x)S(\dot{x}) \quad (\text{IV.5})$$

Pour que la fonction  $V(x)$  puisse décroître, il suffit d'assurer que sa dérivée est négative. D'où la condition de convergence exprimée par :

$$S(x)S(\dot{x}) < 0 \quad (\text{IV.6})$$

Selon cette équation, on observe une diminution continue du carré de la distance vers la surface, mesuré par  $S(x)$ , ce qui oblige la trajectoire du système à se diriger vers la surface des deux côtés, comme illustré dans la figure (IV.1). Cette condition suppose un régime glissement idéal.

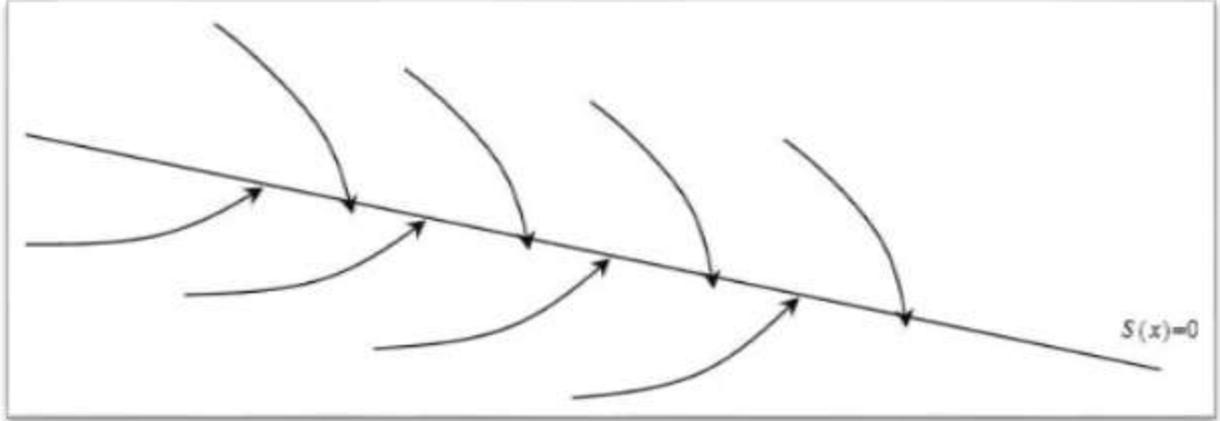


Figure IV.1 : Trajectoire de l'état vis-à-vis de la surface.

### IV.3.3 Détermination de loi de commande

Après avoir sélectionné la surface de glissement et le critère de convergence, il reste à définir la commande requise pour ramener la variable à contrôler vers la surface et ensuite vers son point d'équilibre, tout en préservant la condition d'existence des modes de glissement.

La structure d'un contrôleur par mode de glissement est composée de deux termes  $u_{eq}$  et  $u_n$  :

$$U = u_{eq} + u_n \quad (IV.7)$$

La surface est nulle pendant le mode de glissement, ce qui signifie que sa dérivée et la parité discontinue sont également nulles. C'est de là que nous tirons l'expression de la commande équivalente :

$$\dot{S}(x) = \frac{dS}{dt} = \frac{\partial S}{\partial x} \cdot \frac{\partial x}{\partial t} = \frac{\partial S}{\partial x} [f(x, t) + g(x, t)u_{eq}(t)] + \frac{\partial S}{\partial x} [g(x, t)u_n] \quad (IV.8)$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, la surface est nulle et par conséquent, sa dérivée et la partie discontinue sont aussi nulles. D'où on déduit l'expression de la commande équivalente [56] :

$$\begin{cases} u_{eq} = \left\{ \frac{\partial S}{\partial x} g(x, t) \right\}^{-1} \cdot \left\{ -\frac{\partial S}{\partial x} f(x, t) \right\} \\ u_n = 0 \end{cases} \quad (IV.9)$$

Avec la condition d'existence :

$$\left\{ \frac{\partial S}{\partial x} g(x, t) \right\}^{-1} \neq 0 \quad (\text{IV.10})$$

$u_n$  : Est un terme introduit pour satisfaire la condition de convergence  $S(x)S(\dot{x}) < 0$

Durant le mode de convergence et en remplaçant la commande équivalente par son expression dans (IV.8), on obtient la nouvelle expression de la dérivée de la surface :

$$S(\dot{x}) = \frac{\partial S}{\partial x} \{g(x, t)u_n\} \quad (\text{IV.11})$$

Le problème revient à trouver  $u_n$  tel quel :

$$S(x)S(\dot{x}) = S(x) \frac{\partial S}{\partial x} \{g(x, t)u_n\} < 0 \quad (\text{IV.12})$$

La solution la plus simple est de choisir  $u_n$  sous la forme de relais (Figure IV.2).

Dans ce cas, la commande s'écrit comme suit :

$$u_n = K \text{sign}(S(x)) \quad (\text{IV.13})$$

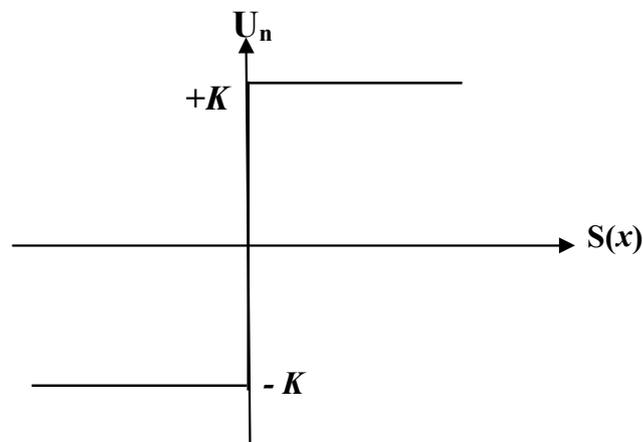


Figure IV.2 : Représentation de la fonction « sign ».

En remplaçant l'expression (IV.13) dans (IV.12), on obtient

$$S(x)S(\dot{x}) = \frac{\partial S}{\partial x} g(x, t) |S(x)| < 0 \quad (\text{IV.14})$$

Il faut que  $\frac{\partial S}{\partial x} g(x, t)$  soit toujours négatif.

Il est nécessaire que le gain  $K$  soit positif pour vérifier les conditions de l'attractivité et de la stabilité. Le choix de ce gain  $K$  est très influent car, s'il est très petit le temps de réponse sera très long et s'il est choisi très grand, nous aurons des fortes fluctuations au niveau de l'organe de commande. Ces oscillations peuvent exciter les dynamiques négligées (phénomène de Chattering), ou même détériorer l'organe de commande [57] [58] [59].

Le caractère discontinu de la commande entraîne un comportement dynamique spécifique autour d'une couche limite de la surface de glissement, connu sous le nom de chattering ou phénomène de réticence (figure VI.3). Cette oscillation au voisinage de la surface est due à l'imperfection des éléments de commutation ou des limites technologiques et physiques, telles que les retards au niveau des commutations ou des comportements avec hystérésis, qui peuvent exciter les dynamiques négligées (non modélisées) en haute fréquence [60].

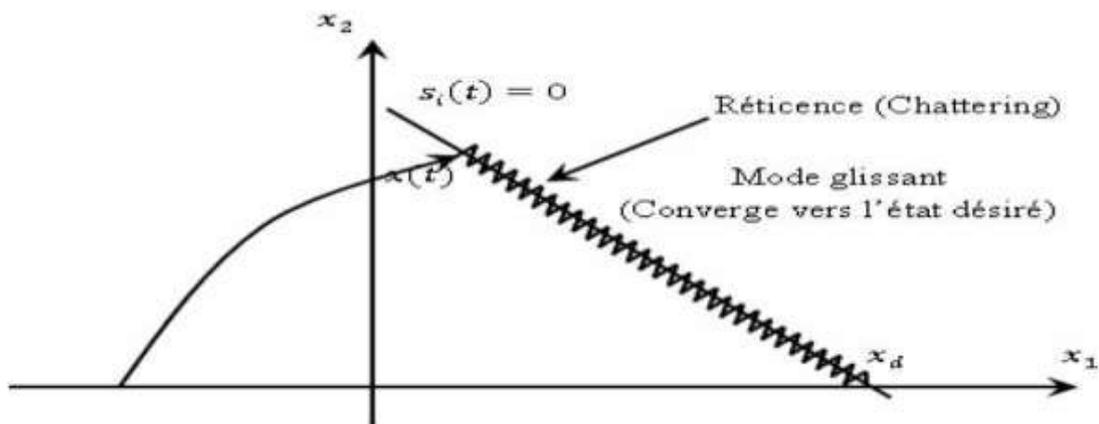


Figure IV.3: Phénomène de broutement (Chattering).

#### IV.4 Quelques solutions pour le chattering

Pour diminuer ou éliminer le phénomène de chattering, plusieurs méthodes ont été suggérées. Parmi les méthodes couramment employées, on peut citer :

- La couche limite (boundary layer)
- Fuzzy sliding mode
- Mode glissant d'ordre supérieur

### Application de la commande DTC- MG au véhicule électrique

Dans le chapitre précédent on utilise un régulateur proportionnel intégrale PI pour élaborer le signal de couple électromagnétique , ce qui est remplacé dans la nouvelle commande DTC par un régulateur mode glissement (Figure IV.4).

En prend comme surface de glissement :

$$S = e_w = w_{ref} - w \quad (IV.15)$$

Lorsque on prend  $w_{ref}$  comme constante alors  $w_{ref} = 0$

A partir de l'équation

$$w = \frac{1}{J} C_{em} - \frac{1}{J} C_r - \frac{1}{J} f w$$

Alors

$$S = \frac{1}{J} C_{em} + \frac{1}{J} C_r + \frac{1}{J} f w \quad (IV.16)$$

Une manière pour atteindre la condition de convergence . et en appliquant la technique de la commande continue avec composante intégrale, on prend:

$$S = k \frac{s}{|s|+\lambda} \text{ avec } \lambda > 0 \quad (IV.17)$$

Donc

$$\frac{1}{J} C_{em} + \frac{1}{J} C_r + \frac{1}{J} f w = k \frac{s}{|s|+\lambda}$$

Finalement le couple électromagnétique qui sera utilisé pour la commande DTC est donné par:

$$C_{em} = C_r + f w + J k \frac{s}{|s|+\lambda}$$

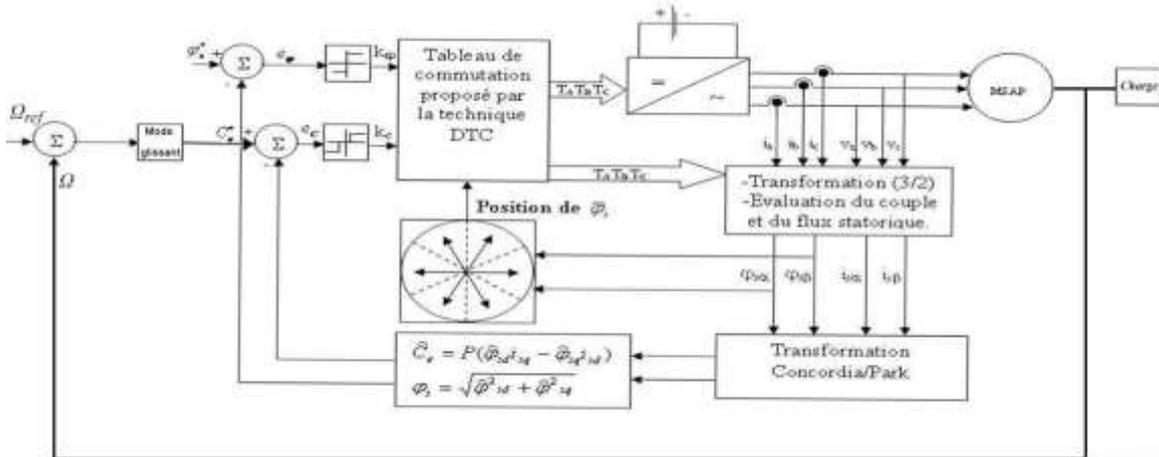


Figure IV.4 : Schéma Structurel de la commande DTC mode glissant (Reg. MG)[18].

## Résultats de simulation

Dans cette partie, nous allons examiner la réponse de la commande DTC- mode glissement pour une consigne de vitesse constante (100 rad/s) suivie d'une variation de la pente de la route (voir figure III.15), ou nous vérifions la poursuite de la vitesse de sortie.

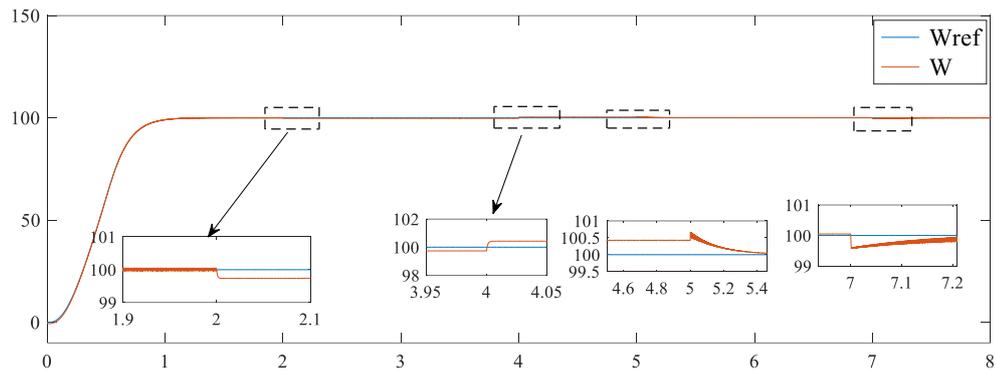


Figure IV.5 : Allure de la vitesse de rotation et sa référence.

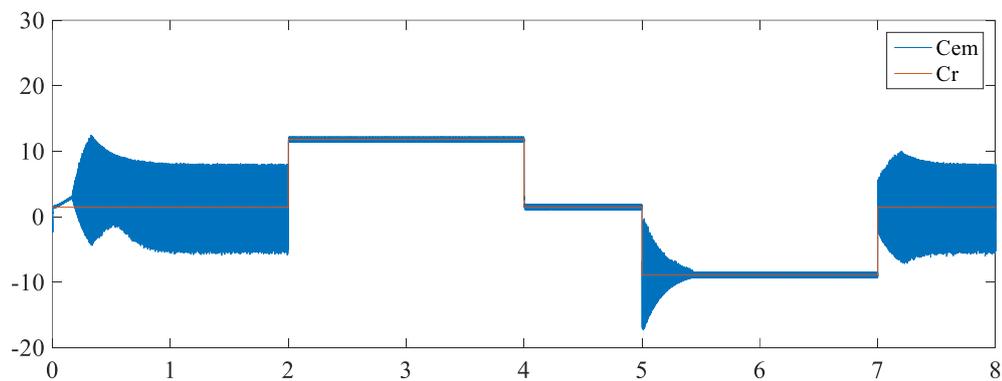


Figure IV.6 : Allure du couple électromagnétique et sa référence.

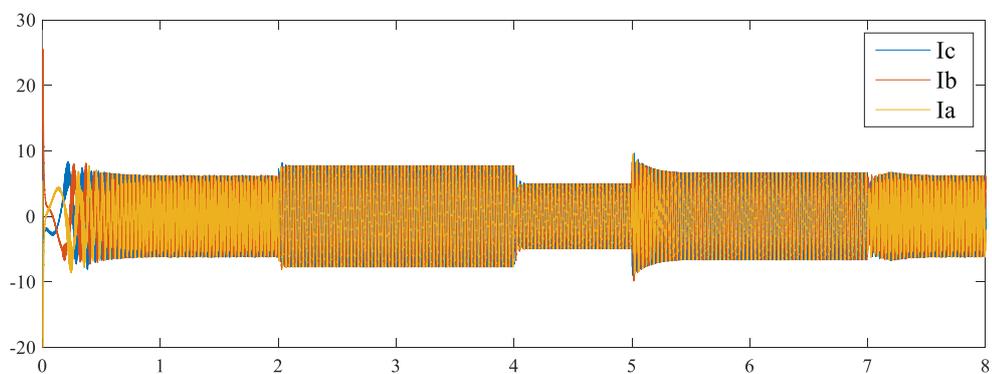


Figure IV.7 : Allure des courants statorique.

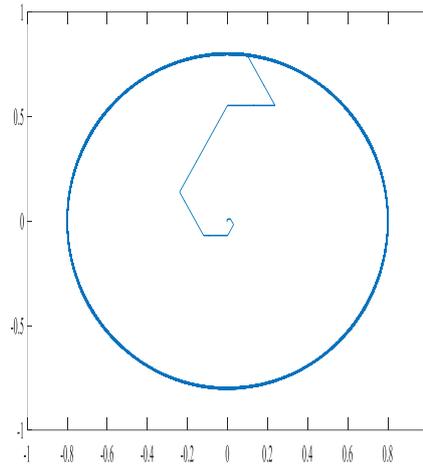


Figure IV.8 : Evolution du flux statorique ( $\phi_{sa}$ ,  $\phi_{sb}$ ) [Wb].

### IV.5 Etude Comparative Entre la Commande DTC-PI et DTC-MG

Il est nécessaire de mener une étude comparative des résultats de simulation obtenus précédemment avec les deux commandes DTC-PI et DTC-MG afin de comprendre les performances de chaque méthode.

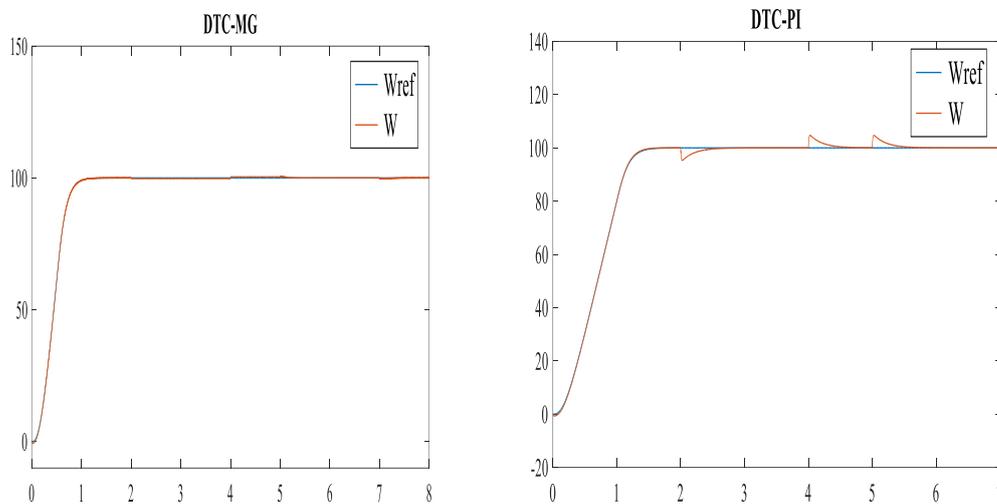


Figure IV.9: variation de vitesse..

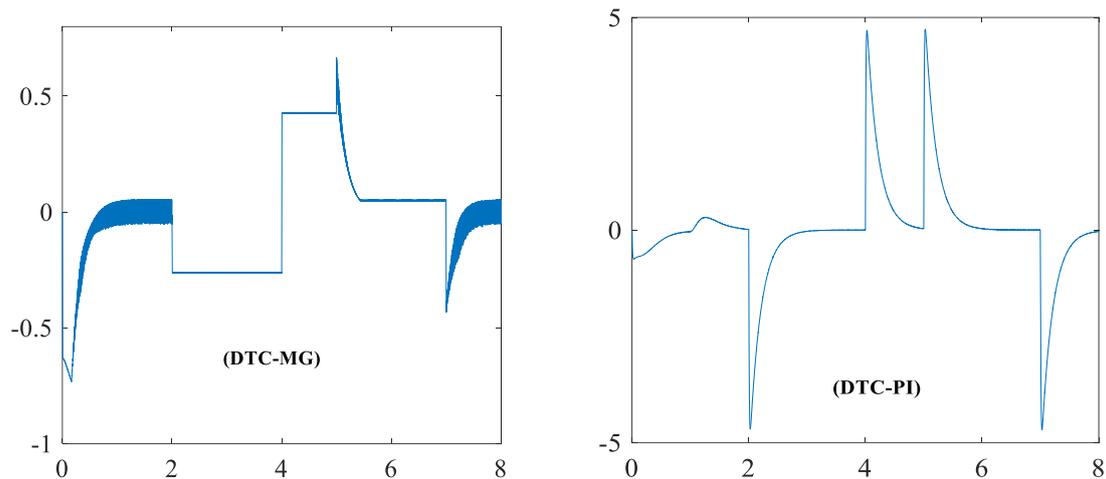


Figure IV.10: Erreur de vitesse.

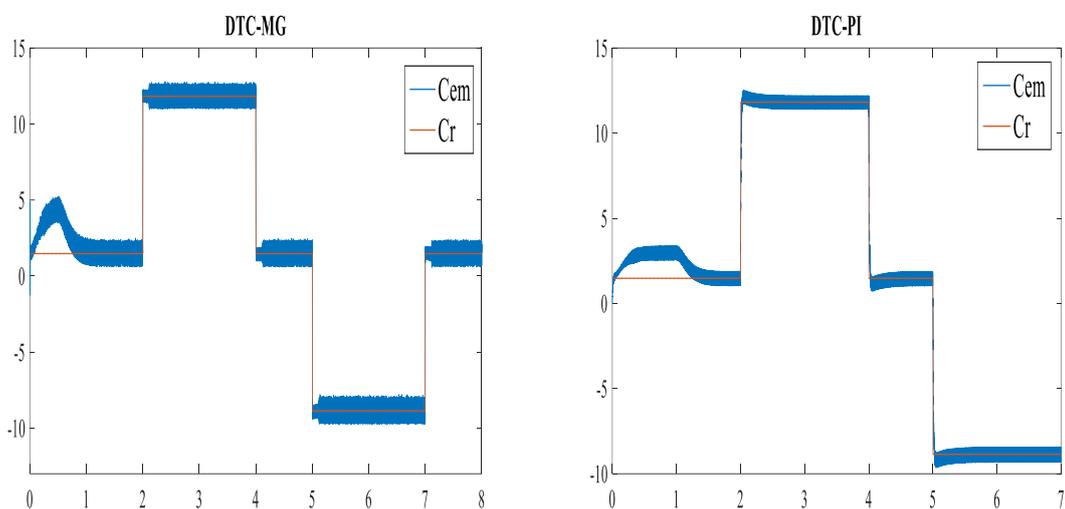


Figure IV.11: couple électromagnétique.

On observe que les résultats obtenus avec les deux types de commande (DTC-PI, DTC-MG) montrent que le système commandé avec mode glissant est plus robuste par rapport à la structure PI. Où la réponse est avec dépassement dans la commande PI. Cependant, la réponse en vitesse obtenu par le R.MG est sans dépassement et suit sa référence. D'autre part, les résultats montrent aussi que le couple obtenu par la commande PI diminue progressivement, tandis que le couple obtenu par le régulateur mode glissant est maintenu plus longtemps à sa valeur maximale, en particulier pendant les phases de changement du sens de rotation.

### **Conclusion**

Au cours de ce chapitre, nous avons exposé la commande par mode glissant, utilisée pour la machine synchrone à aimants permanents. Après avoir exposé sa théorie de base, nous avons effectué une simulation. Le mode glissant offre de nombreux avantages tels que sa simplicité, sa robustesse, sa précision élevée, ainsi que son temps de réponse très rapide.

Finalement, nous avons présenté une étude comparative entre la commande DTC à régulateur PI et à régulateur mode glissant.

# CONCLUSION GENERALE

### CONCLUSION GENERALE

Afin de créer des véhicules novateurs fiables et sécurisés, il est essentiel d'avoir une modélisation précise de la dynamique qui correspond au mouvement du véhicule, assurant ainsi une stabilité de la mobilité et de bonnes performances du moteur.

Dans le premier chapitre ,en commençant par un bref historique et une présentation des différentes composantes des véhicules électriques, nous avons réalisé une analyse approfondie du sujet de ces véhicules. Nous avons ensuite évoqué les avantages et les inconvénients des véhicules électriques, mettant en évidence leur impact environnemental et leur potentiel.

Au cours du deuxième chapitre nous avons présenté les éléments de base de la chaîne de traction d'un véhicule électrique. Ainsi nous avons présenté la machine synchrone à aimants permanents et les équations mathématiques utilisées. Afin de faciliter la résolution des équations électromagnétiques de la machine, nous avons employé la méthode de transformation de Park pour présenter la machine triphasée dans un repère à deux axes. Nous avons ensuite procédé à la présentation du modèle d'un onduleur de tension.

Le troisième chapitre, traite la présentation de la commande directe du couple de la machine synchrone à aimants permanents à l'aide d'un régulateur PI. Dans la première partie, nous avons également présenté une approche théorique de la DTC.

Dans la deuxième partie, on a procédé à la simulation du modèle du moteur. en utilisant la commande DTC, ainsi que l'association entre le moteur et le véhicule électrique, qui est notre objectif dans cette étude, en utilisant Simulink sous Matlab. Selon les résultats de simulation, la DTC présente de bonnes performances dynamiques et statiques. D'un autre côté, les fluctuations dans l'évolution des deux grandeurs commandées (le flux et surtout le couple) sont un inconvénient majeur de ce type de commande.

Au dernier chapitre, après avoir présenté la commande par mode glissant et exposé sa théorie de base, nous l'avons appliqué au véhicule électrique.

Les résultats obtenus se révèlent positifs. Effectivement, le système est rapide, la vitesse de rotation suit précisément la consigne. Et en comparant les résultats obtenus en utilisant le R.MG à ceux obtenus en utilisant le régulateur de type PI. L'étude comparative met en évidence la rapidité et la solidité des réponses de régulateur mode glissant.

## ANNEXES

### I.1 Paramètre du moteur synchrone à aimants permanents étudié :

Paramètre	Valeur (SI)
Fréquence	50 Hz
tension d'alimentation	220/380 V
Nombre de paires de pôles	3
Résistance statorique	1.4 $\Omega$
Inductance longitudinale Ld	0.0066 H
Inductance transversale Lq	0.0066 H
Flux d'aimant	0.1546 web
Coefficient de frottement	0.000388 N.m.s/rad
Inertie	<sup>2</sup> 0.00176 Kg.m

### I.2 Paramètres du véhicule électrique :

Symbole	Valeur
ka	0.22
psi	0.23
$\rho_{\text{air}}$	0
C <sub>x</sub>	0.23
K1	10.27
K2	3.2
g	9.81

# BIBLIOGRAPHIE

- [1] : **V. Mester**, << *Conception optimale systémique des composants des chaînes de traction Electrique* >>. Thèse de doctorat, Ecole Centrale de Lille, mai 2007.
- [2] : **Abdeljalil Daanone** « Contribution à l'étude et à l'optimisation d'une machine synchrone à double excitation pour véhicules hybrides », Thèse pour obtenir le grade de docteur de l'université de GRENOBLE, 7aout 2006 Spécialité : Génie électrique.
- [3] : **M. Florence, L. Benoit**, Mobilité urbaine et technologies de l'information et de la communication(TIC) : enjeux et perspectives pour le climat, *Studies*, 5 :56, 2012.
- [4] : **S. Zaouzaou, S. Meziani**, Etude et simulation des convertisseurs statiques existant dans un Véhicule électrique, Mémoire de Master , Université Abderrahmane Mira de Bejaia , 2017.
- [5] : **D. Sury**, La voiture électrique : révolution ou fausse bonne idée ?, Mémoire de master, Université Libre de Bruxelles, 2011.
- [6] : **A. Nouh**, Contribution au développement d'un simulateur pour les véhicules électriques routiers,Thèse de doctorat, Université de technologie de Belfort-Montbéliard et par l'université de Franche-Comté, Mars 2008.
- [7] : **A. Daanoune**, Contribution à l'Etude et à l'Optimisation d'une Machine Synchrone à Double Excitation pour Véhicules Hybrides, Thèse de doctorat, Université de Grenoble, Décembre 2012.
- [8] : **M. Ikkiss, R. El Ferrare**, Voitures solaires électriques, Mémoire de Master, Faculté multydisciplinairede Ouarzazate, Mai 2013.
- [9] : **G. Henni**, Modélisation et Commande d'un véhicule électrique hybride, Mémoire de Magister, Université Hassiba Ben Bouali de Chlef 2015.
- [10] : **CC Chan**. The state of the art of electric and hybrid vehicles. *Proceedings of the IEEE*, 90(2) : 247–275, 2002.
- [11] : **P Andrada, M Torrent**, B Blanqué, and JI Perat. Switched reluctance drives for electric vehicle applications. In *International Conference on Renewable Energies and Power Quality*, 2012
- [12] : **S. Meziani, A. Bourenane**, Contrôle par logique floue d'une chaine de traction d'un véhicule Électrique basé sur une machine asynchrone à double alimentation, Mémoire de master, Université Abderahmane Mira Bejaia, 2013
- [13] : **YACINE, T & HACENE, B.** (2018). Commande en vitesse d'un véhicule électrique par mode glissant (Doctoral dissertation, Université Mouloud Mammeri).
- [14] **FERHAT, C.** (2022). Commande directe de couple par la logique floue de la machine synchrone à aimants permanents (Doctoral dissertation, université of M'sila).
- [15] **P.CHAPOULIE**, "Modélisation Systématique Pour la Conception de Véhicules électriques multi-moteurs, Thèse Doctorat, institut nationale polytechnique deToulouse,1999.

[16] **M. PORNIN** "Traction électrique automobile routière ", Techniques de l'Ingénieur, Traité de Génie électrique, juin 1981.

[17] **C. Espanet**. Modélisation et conception optimale de moteurs sans balais à structure inversée Application au moteur-roue, Thèse de doctorat, Université de Franche-Comté, Janvier 1999

[18] <https://www.transbus.org>.

[19] **BENNANI Samy et MERAHI Sofiane**, «La commande non linéaire d'un véhicule électrique entraîné par un moteur asynchrone », Ecole Nationale Polytechnique d'Oran, 2015

[20] **Khenfour S., Smaili Y.** " Contrôle commande d'un véhicule électrique à base d'un moteur synchrone à aimants permanents". Master en Electromécanique, Université Bouira, 2018.

[21] **Gwenaëlle SOUFFRAN**, "Dimensionnement de la chaîne de traction d'un véhicule électrique hybride basé sur une modélisation stochastique de ses profils de mission" Thèse de doctorat, Université de Nantes, 2012.

[22] **B. Tabbache, A. Kheloui, M.E.H. Benbouzid** (Design and Control of the Induction Motor Propulsion of an Electric Vehicle), IEEE, 2010.

[23] **A. Haddoun, M.E.H. Benbouzid, D. Diallo, R. Abdessemed, J. Ghouli and K. Sraïri** (A Loss- Minimization DTC Scheme for EV Induction Motors), IEEE, 2005.

[24] **Arif Ali**, "Amélioration des performances d'un véhicule électrique alimenté par une source photovoltaïque" diplôme de Doctorat en sciences, Université Mohamed Kheider, Biskra, Novembre 2013.

[25] **Bambang Sri Kaloko, Soebagio, Mauridhi Hery Purnomo**, (Design and Development of Small Electric Vehicle using MATLAB/Simulin), International Journal of Computer Applications, June 2011.

[26] **Ould Elemine Ould V. A., Issoufou Karsani T.**, "Commande vectorielle de la machine synchrone a aimants permanents", Mémoire de Master - Université Ibn Khaldoun, Tiaret, 2015

[27] **Zegueb Boubaker**, " Commande d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents Sans Capteur de Vitesse. Utilisation d'Un Observateur Non Linéaire" Mémoire de Magister, Université de Batna 2008.

[28] **Amor KHLAIEF**, "Contribution à la Commande Vectorielle sans Capteur Mécanique des Machines Synchrones à Aimants Permanents (MSAP) " Thèse de doctorat, Aix-Marseille Université, Juillet 2012.

[29] **Mohamad KOTEICH**, " Modélisation et Observabilité des Machines Électriques en vue de la commande sans capteur mécanique " Thèse de doctorat, L'Université Paris-Saclay Préparée à Centrale Supélec, Mai 2016.

- [30] **R.Abdessemed, M.Kadjoudj**, "Modélisation des Machines Electriques", Presses de l'Université de Batna ,1997.
- [31] **MESLOUB. H**, " *Commande DTC Prédictive D'une Machine Synchrone à Aimants Permanents*", Thèse de Doctorat, Université Mohamed Khider – Biskra, 2016.
- [32] **Lachtar Salah**, " *Commande à Structure Variable d'un Moteur Synchrone à Aimant Permanent (MSAP)*", mémoire de Magister, Université de Annaba 2006.
- [33] **J. C.TROUNCE , S.D.ROUND, R.M.DUKE** " *Evaluation of direct torque control using space vector modulation for electric vehicle applications* ", University of Cacterbury, New Zealand.
- [34] **R. Toufouti**," *Contribution a la commande directe du couple de la machine asynchrone*", Thèse de doctorat, Université de Constantine, 2008.
- [35] **Casadei, D.; Profumo, F.; Serra, G.; Tani, A** "*FOC and DTC: Two Viable Schemes for Induction Motors Torque Control* ", Power electronics, IEEE Transactions on volume 17, issue 5, Sep 2002 page(s): 779 – 787.
- [36] **M. Kadjoudj, C. Ghennai, C. Bouchareb, and N. Golea**, "*Variable Band Hysteresis Controller for Direct Torque Control of PMSM Drive*", In Proceedings of MS'02 conference, Girona, Spain 2002.
- [37] **P. A. Arias**, "Improvements in Direct Torque Control of Induction Motors", Thèse de Doctorat, Université de Catalunya, Espagne, 2000.
- [38] **Akkouchi Kamel**, "*Commande directe du couple (DTC) d'une machine asynchrone* ", Mémoire de Magister, Université Badji Mokhtar d'Annaba, 2007.
- [39] **Z. Rabah**," *Contrôle Direct du Couple d'une Machine Asynchrone Alimentée par des Onduleurs Multi-niveaux*", Thèse de doctorat de l'ENP El-Harrach, 2007.
- [40] **M. Staebler**, "*TMS320F240 DSP solution for obtaining resolver angular position and speed*", Texas Instruments, Application report, Feb. 2000.
- [41] **F.Bouchafaa**,"Etude et Commande de différentes Cascades à Onduleur à Neuf Niveaux à StructureNPC.Applicationàlaconduited'uneMSAP", Thèse de doctorat, Ecole nationale polytechnique, El-Harrach, 2006.
- [42] **L.Litim**,"ContrôleDirectduCoupled'uneMachineSynchroneàAimants Permanents sans Capteur Mécanique",Thèsedemagistère,UniversitédeBatna,2008.
- [43] **D.Lahouel**,"Commande Non Linéaire Adaptative D'une Machine Synchrone à Aimants Permanents", Thèse de magistère, Université de Batna, 2009.
- [44] **Benaissa Malika**, " *Minimisation des pulsations du couple dans une commande directe du couple (DTC) d'une machine asynchrone* ", Mémoire de Magister, Université de Batna, 2008.

- [45] **Mohammed Ilyes Hemmami**, " *Commande sans capteur de vitesse d'un moteur synchrone à aimants permanents (MSAP) par l'utilisation de la commande directe du couple et d'un observateur de vitesse à mode glissant* ", Mémoire de Magister en Electrotechnique, Université Mohamed Khider de Biskra, 2015.
- [46] **ABDELKARIM AMMAR**.(2017). Amélioration des Performances de la Commande Directe de Couple (DTC) de La Machine Asynchrone par des Techniques Non-Linéaires (Doctoral dissertation, Université Mohamed Khider-Biskra).
- [47] **C. Carlos**, "*Modélisation Contrôle Vectoriel et DTC, Commande des Moteurs Asynchrone I*", Edition Hermes Science Europe, 2000.
- [48] **Hakim TEIAR** , Stratégies De Commande Robuste A Base D'intelligence Artificielle De La Machine Synchrone A Aimants Permanents A Partir De La Plaque Signalétique , mémoire doctorat , MARS 2018.
- [49]**L. Fadhila** « Etude comparative de la commande par mode glissant et la commande vectorielle d'une machine asynchrone ». ICEEE'2004
- [50] **Y.A. Chapuis**, "commande directe du couple d'une machine asynchrone par le contrôle direct de son flux statorique" Thèse de doctorat de l'INP de Grenoble, France 1996.
- [51] **G. Guy**, "*Actionneurs Electriques, Principes Modèles Commande*", Edition Eyrolles, 2000.
- [52] : **R. Sadouni**, « Commande par mode glissant flou d'une machine asynchrone à double étoile », Thèse de Magister, Université de Sidi Bel Abbès, 2010.
- [53] **I. Takahashi**, T.Noguchi, "a new quick-reponse and high efficiency control strategy of an induction machine" IEEE Trans.Ind.Applicat., Vol.IA-22, pp.820-827, Oct.1986.
- [54].**H. Amrous** « Commandes adaptatives d'une machine synchrone a aimants permanents » Thèse de Magister, Ecole Nationale Polytechnique, 2009.
- [55] **M. hadef** "contrôle direct du couple des machines synchrones à aimants permanents avec et sans capteur mécanique" mémoire de magister université de béjaia 2003.
- [56].**N. Bounasla** " Commande par mode de glissement d'ordre supérieur de la machine synchrone à aimants permanents " Mémoire de Magister, Université de Sétif, 2014.
- [57] **Boiko**, « Frequency domain analysis of fast and slow motions in sliding modes » Asian Journal of Control, vol. 5, no. 4, pp. 445–453, 2003.
- [58]. **L. Fridman**, « An averaging approach to chattering » IEEE transactions, on Automatic Control, vol. 46, no. 8, pp. 1260–1264, 2001.

## **bibliographie**

---

[59]. **G. Bondarev, S.A. Bondarev, N.Y. Kostyerva, and V. I. Utkin** « Sliding modes in systems with asymptotic state observers » Automation and remote control, vol. 46, no. 6, pp. 679-684, 1985.

[60] **T. Hicham** « Contrôle par mode glissant : Observation et estimation paramétrique d'une machine à induction avec défauts », Doctorat université de Biskra 2016.