
 <p>جامعة بجاية Tasdawit n'Bgayet Université de Béjaïa</p>	<p>UNIVERSITE ABDERRAHMANE MIRA - BEJAÏA FACULTE DE TECHNOLOGIE DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE</p>	 <p>Faculté de Technologie كلية التكنولوجيا Université de Béjaïa</p>
---	---	---

# Mémoire de Fin de d'Etudes

Présenté par :

**Bachioua Nouamane & Chelghoum Raouf**

Pour l'obtention du diplôme de MASTER

Filière : Electrotechnique

Spécialité : Machine Electrique

**Thème :**

**Commandes avancées appliquées aux machines dédiées à la traction électrique.**

**M'ombre du jury :**

**-Mr : OUARI.**

**-Mr : ALOUI**

Encadré par : Zahra MOKRANI

## REMERCIEMENT

**Louange A Dieu, le miséricordieux, sans lui rien de tout cela n'aurait pu être.**

Nos remerciements à notre promoteur **Madame Zahra MOKRANI** qui nous a guidés tout au long de notre travail, avec son expérience, son savoir-faire, sa patience, son dévouement et ces conseils précieux durant la réalisation de ce travail.

Nous tenons à remercier **Monsieur AZIB Ahmed** pour son aide précieuse, sa lecture attentive du manuscrit, pour ses corrections et pour ses remarques qui nous ont permis d'améliorer le document final.

Un grand merci à **Monsieur KAKOUCHE Khoudir et Monsieur OUBELAID Adel** pour leurs attentions, leurs remarques ainsi que le temps qu'ils nous ont consacré afin de faire avancer notre mémoire.

Nos remerciements les plus vifs vont à **nos parents** qui nous ont soutenus. Nous ne serons jamais assez reconnaissants envers eux. Ils ont toujours tout mis en œuvre pour qu'on puisse s'épanouir dans tout ce que nous entreprenons.

Nous tenons également à remercier l'ensemble de **membres de jury** qui nous ont fait l'honneur de juger ce travail.

Enfin, nous remercions tous les **enseignants de génie électrique**, et à toute personne qui nous a aidé de près ou de loin ainsi que toute la promotion master machine électrique.

## **DEDICACES**

**Rien n'est aussi beau à offrir que le fruit d'un labeur qu'on dédie du fond du cœur à ceux qu'on aime et qu'on remercie en exprimant la gratitude et la reconnaissance durant toute notre existence.**

**Je dédie ce modeste travail ;**

**A mes très chers parents qui m'ont guidé durant les moments les plus pénibles de ce long chemin, ma mère qui m'a soutenu durant toute ma vie, et mon père qui a sacrifié toute sa vie afin de me voir devenir ce que je suis, merci infiniment mes parents d'être là à mes côtés durant toutes ces années.**

**A mes chères sœurs Remaiss, Massouda,**

**A mon chère copine Bader et Farouk**

**A mes amis ; Zaim, Raouf, oussama, Rida, houssam, Zobir, Hamza, Hani, dajahid, naime, Riade, kaci, faysel, coco.**

**Sans oublier toute la promotion de génie électrique 2021/2022.**

**A mon promoteur Zahra MOKRANI**

**A mon binôme Raouf et sa famille.**

**NOUAMANE**

## **DEDICACES**

**Avec une pensée profonde que je dédie ce modeste travail :**

**À ma chère mère ;**

**À mon frère ;**

**À mon binôme ;**

**À mon promoteur ;**

**À tous mes amis.**

## **RESUME**

**Titre** : Commandes avancées appliquées aux machines dédiées à la traction électrique

**Mots clés** : Commande directe du couple, logique floue, machine asynchrone, véhicule électrique.

**Résumé** : Ce mémoire porte sur l'application des techniques de commande avancées appliquées aux machines électriques dédiées à la traction électrique. En d'autres termes, la commande directe du couple (CDC) ainsi que celles par logique floue. Nous avons présenté les principaux constituants du véhicule électrique et dressé un état de l'art des commandes qui lui sont appliquées. De plus, toute la chaîne de traction est modélisée, à savoir l'onduleur et la machine asynchrone triphasés et le véhicule électrique. La robustesse de la commande directe du couple et sa simplicité de mise en œuvre, associées aux avantages de la commande par logique floue nous ont incités à l'appliquer à la machine électrique dans le but d'en améliorer le fonctionnement. Aussi, les résultats obtenus ont montré les performances de l'association de la logique floue à la CDC.

## TABLE DES MATIERES

<b>I-MACHINES ELECTRIQUES DEIEES A LA TRACTION ELECTRIQUE .....</b>	<b>6</b>
<b>I.1- Introduction.....</b>	<b>7</b>
<b>I.2- Machine à courant continue.....</b>	<b>7</b>
I.2.1- Constitution de la machine à courant continue.....	7
I.2.2- Principe de fonctionnement .....	8
I.2.3- Utilisation des machines à courant continu .....	9
I.2.4- L'attrait pour les machines à courant continue .....	10
<b>I.3- La machine synchrone .....</b>	<b>10</b>
I.3.1- Constitution d'une machine synchrone.....	11
I.3.2- Principe de fonctionnement .....	11
I.3.3- Utilisation de la machine synchrone .....	12
I.3.4- L'attrait pour les machines synchrones.....	12
<b>I.4- La machine asynchrone .....</b>	<b>12</b>
I.4.1- Constitution d'une machine Asynchrone.....	12
I.4.2- Principe de fonctionnement .....	13
I.4.3- Utilisation de la machine asynchrone .....	14
I.4.4- L'attrait pour les machines asynchrone : .....	14
<b>I.5- Conclusion.....</b>	<b>15</b>
<b>II-TECHNIQUES DE COMMANDE APPLIQUEES A LA MACHINE ASYNCHRONE</b>	
.....	<b>16</b>
<b>II.1- Introduction.....</b>	<b>17</b>
<b>II.2- La commande directe du couple (CDC).....</b>	<b>17</b>
II.2.1- Principe de la commande directe du couple .....	18
II.2.2- Estimation du flux statorique .....	19
II.2.3- Estimation du couple électromagnétique .....	21
II.2.4- Choix du vecteur de tension .....	21
II.2.5- Correction du flux rotorique et du couple électromagnétique.....	22
II.2.5.1- Correcteur du flux.....	23

---

II.2.5.2- Correcteur du couple électromagnétique .....	23
II.2.6- Table de commutation .....	24
II.2.7- Avantages et inconvénients.....	26
<b>II.3- Commande par logique floue .....</b>	<b>26</b>
II.3.1- Initiation à la logique floue .....	26
II.3.2- Principe de la logique floue .....	27
II.3.2.1- Ensemble flou .....	27
II.3.2.2- Fonction d'appartenance .....	28
II.3.2.3- Opération sur les ensembles flous.....	30
II.3.3- régulateur flou .....	31
II.3.3.1- Base de connaissance (Règles).....	32
II.3.3.2- Logique de prise de décision (Inférence flou) .....	32
II.3.3.3- Interface de fuzzification.....	33
II.3.3.4- Interface de defuzzification .....	33
II.3.3.5- Loi de commande du régulateur MAMDANI .....	33
II.3.4- Avantages et Inconvénients .....	36
II.3.5- Conclusion .....	36
<b>III-MODELISATION DE LA CHAINE DE TRACTION.....</b>	<b>37</b>
<b>III.1- Introduction .....</b>	<b>38</b>
<b>III.2- Modélisation de l'onduleur de tension .....</b>	<b>38</b>
III.2.1- Structure de l'onduleur de tension .....	38
III.2.2- Tension de sortie : .....	39
III.2.3- Principe de commande de l'onduleur .....	40
III.2.3.1- La commande MLI vectorielle .....	41
<b>III.3- Modélisation de la machine asynchrone .....</b>	<b>42</b>
III.3.1- Hypothèses simplificatrices .....	42
III.3.2- Modélisation de la MAS dans le plan triphasé abc : .....	43
III.3.2.1- Modèle mathématique du moteur asynchrone triphasé	43
III.3.3- Equations des tensions d'un moteur asynchrone.....	45
III.3.4- Equations des flux d'un moteur asynchrone.....	45

III.3.5- Application de la transformation de Park à un moteur asynchrone triphasée .....	45
III.3.6- Equations électriques de la machine asynchrone dans le Repère de Park .....	47
III.3.6.1- Equations des tensions .....	47
III.3.6.2- Equations des flux .....	47
III.3.6.3- Equations du couple .....	48
<b>III.4-Modélisation du véhicule électrique .....</b>	<b>48</b>
III.4.1- Force de résistance au roulement ( $F_{\text{tire}}$ ) .....	49
III.4.2- Force résistante à la pénétration dans l'air ( $F_{\text{aero}}$ ) .....	49
III.4.3- Force résistante due à la pente à gravir ( $F_{\text{slope}}$ ) .....	49
III.4.4- Force résistive totale $F_r$ .....	50
III.4.5- Force de traction $F$ .....	50
III.4.6- Puissance mécanique $P_v$ .....	50
III.4.7- Couple de charge $T_r$ .....	50
III.4.8- Schéma de la dynamique du véhicule électrique .....	51
<b>III.5- Conclusion.....</b>	<b>51</b>
<b>IV-RESULTATS DE SIMULATION .....</b>	<b>52</b>
<b>IV.1- Introduction .....</b>	<b>53</b>
<b>IV.2- Simulation de la commande directe du couple appliquée au véhicule électrique. ..</b>	<b>54</b>
IV.2.1- Teste de suivi de consigne de la commande directe de couple ..	58
<b>IV.3- Simulation de la commande directe du couple avec régulateur Flou appliquée au véhicule électrique .....</b>	<b>62</b>
IV.3.1- Teste de suivi de consigne de la commande directe du couple avec logique floue .....	66
<b>IV.4- Conclusion.....</b>	<b>69</b>



## LISTE DES TABLEAUX

### LISTE DES TABLEAUX DU CHAPITRE II

Tableau II-1 : Vecteurs de tensions appliqués pour chaque secteur pour le contrôle du flux et du couple.....	25
Tableau II-2 : Table de commutation .....	25
Tableau II-3 : Matrice d'inférence. ....	35

### LISTE DES TABLEAUX DU CHAPITRE III

Tableau III-1 : Etats des commutations de l'onduleur de tension. ....	42
---	----

### LISTE DES TABLEAUX DU CHAPITRE IV

Tableau IV-1 : Paramètres de la Machine asynchrone triphasée.....	53
Tableau IV-2 : Paramètres du véhicule électrique. ....	53

## LISTE DES FIGURES

### LISTE DES FIGURES DU CHAPITRE I

Figure I.1 : Constitution d'une machine à courant continu.....	8
Figure I.2 : Principe de fonctionnement du moteur à courant continu.....	9
Figure I.3 : Structure d'un Moteur Synchrone à Aimants Permanents...	11
Figure I.4 : Structure d'une machine asynchrone à cage d'écureuil ou à rotor massif. ....	13
Figure I.5 : Schéma équivalent du moteur asynchrone. ....	14

### LISTE DES FIGURES DU CHAPITRE II

Figure II.1 : Stratégie de Commande Directe de Couple. ....	19
Figure II.2 : Variation du flux statorique.....	20
Figure II.3 : Vecteurs actifs des tensions statoriques et secteurs.....	22
Figure II.4 : Fonctionnement d'un correcteur du flux statorique .....	23
Figure II.5 : Schéma synoptique de comparateur de flux.....	23
Figure II.6 : Schéma synoptique de comparateur de couple électromagnétique. ....	24
Figure II.7 : Fonction trapézoïdale .....	28
Figure II.8 : Fonction triangulaire.....	29
Figure II.9 : Fonction gaussienne. ....	29
Figure II.10 : Schéma synoptique d'un contrôleur flou.....	31
Figure II.11 : Structure de régulateur flou. ....	34
Figure II.12 : Répartition floue de fonction d'appartenance des entrées et la sortie du régulateur [15].....	35

### LISTE DES FIGURES DU CHAPITRE III

Figure III.1 : Structure de l'onduleur de tension. ....	39
Figure III.2 : Représentation des états de l'onduleur dans le repère $(\alpha\beta)$ . ....	41

Figure III.3 : Présentation des axes statorique et rotorique.....43

Figure III.4 : Transformation de Park.....45

Figure III.5 : Représentation des forces agissant sur le véhicule électrique de masse  $m$  se déplaçant sur une pente.....48

Figure III.6 : Schéma de la dynamique du véhicule électrique. ....51

**LISTE DES FIGURES DU CHAPITRE IV**

Figure IV.1 : Schéma bloc de la DTC sous MATLAB/SIMULINK. ....54

Figure IV.2 : Profil de la vitesse du véhicule électrique.....55

Figure IV.3 : Profil du couple de charge du véhicule électrique.....55

Figure IV.4 : Allure du courant statorique dans le repère biphasé.....56

Figure IV.5 : Allure du courant statorique dans le repère triphasé .....56

Figure IV.6 : Allure du couple électromagnétique et du couple de charge. ....57

Figure IV.7 : Allure de la vitesse de rotation de la machine électrique ...57

Figure IV.8 : Allure du flux statorique dans le domaine temporel et sa trajectoire circulaire.....58

Figure IV.9: schéma bloc de simulation du teste le suivi de consigne de la DTC.....59

Figure IV.10 : Réponse de vitesse pour une inversion du couple électromagnétique .....60

Figure IV.11 : Couple restant et réponse du couple électromagnétique pour une inversion du couple de consigne.....60

Figure IV.12 : Réponse des courants statoriques triphasés pour une inversion du couple de consigne.....61

Figure IV.13 : Réponse des flux statoriques pour une inversion du couple de consigne.....61

Figure IV.14 : Schéma bloc de la DTC par logique floue sous MATLAB/SIMULINK.....63

Figure IV.15 : Allure de la vitesse de rotation.....	63
Figure IV.16 : Allure du couple électromagnétique.....	64
Figure IV.17 : Allure du courant statorique dans le repère biphasé.....	64
Figure IV.18 : Allure des courants statoriques triphasés.....	65
Figure IV.19 : Allure des flux statoriques.....	65
Figure IV.20 : schéma bloc de simulation du teste de suivi de consigne de la DTC avec logique floue. ....	66
Figure IV.21 : Réponse de vitesse pour une inversion de la consigne de vitesse.....	67
Figure IV.22 : Réponse des courants statoriques triphasés pour une inversion la consigne de vitesse .....	67
Figure IV.23 : Couple restant et réponse du couple électromagnétique pour une inversion la consigne de vitesse .....	68
Figure IV.24 : Réponse des flux statoriques pour une inversion la consigne de vitesse.....	68

## **LISTE DES ABREVIATIONS**

AC : Alternatif current ( en anglais);

CDC : Commande Directe du Couple (DTC en anglais) ;

DC : Direct current;

DTC : Direct Torque Control (en anglais);

F.E.M : Force électromotrice ;

F.M.M : Force magnétomotrice ;

GTO : Gate Turn-Off Theyristor ;

IGBT : Insulate Gate Bipolar Transistor ;

MAS : Machine Asynchrone;

MLI : Modulation de Largeur d'Impulsion ;

MOSFET : Metal oxide Semiconductor Field Effect Transistor ;

MS : Machine Synchrone;

PI : Proportionnel Intégral ;

RLF : Régulateur Logique Floue ;

VE : Véhicule Electrique ;

VSI : Voltage Source Inverter ;

# Nomenclature

$N_s$  : Vitesse de synchronisme du stator (tr/mn).

$f$  : La fréquence (Hz).

$\omega_s$  : Pulsation statorique (rad/s).

$\omega_r$  : Pulsation rotorique (rad/s).

$P$  : Nombre de paires de pôles.

$v$  : Tension d'alimentation (V).

$R$  : Résistance ( $\Omega$ ).

$i$  : Courant absorbé (A).

$\varphi$  : Flux magnétique (Wb)

$v_s$  : Tension aux bornes d'un enroulement statorique (V).

$i_s$  : Le courant d'une phase statorique (A).

$v_r$  : Tension aux bornes d'un enroulement rotorique (V).

$i_r$  : Le courant d'une phase rotorique (A).

$L_s$  : L'inductance propre d'une phase statorique (H).

$L_r$  : L'inductance propre d'une phase rotorique (H).

$m_{sr}$  : Inductance mutuelle maximale entre une phase statorique et une phase rotorique (H).

$\varphi_s$  : Le flux statorique (Wb).

$\varphi_r$  : Le flux rotorique (Wb).

$\theta$  : L'angle électrique entre la phase rotorique et la phase statorique

$g$  : Le glissement.

$\Omega$  : Vitesse mécanique (rad/s).

$N_r$  : Vitesse de rotation du rotor (tr/mn).

$R_s$  : Résistance statorique ( $\Omega$ ).

$R_r$ : Résistance rotorique ( $\Omega$ ).

$M$  : L'inductance mutuelle cyclique entre le stator et le rotor (H).

$L_s$  : L'inductance cyclique statorique de fuite (H).

$L_r$ : L'inductance cyclique rotorique de fuite (H).

$C_{em}$ : Couple électromagnétique (N.m)

$C_r$ : Couple résistant (N.m).

$J$ : Moment d'inertie ( $\text{kg}/\text{m}^2$ ).

$d, q$  : Indices des axes direct et en quadrature du référentiel lié au champ tournant.

$\alpha, \beta$  : Indices des axes liés au stator

## **INTRODUCTION GENERALE**

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

Dans ce mémoire de fin d'étude on s'intéressera aux différentes techniques de commande avancée appliqué aux machines dédiées à la traction électrique, constituant ainsi notre thème de recherche. Dans le premier chapitre, on va aborder quelques généralités sur les machines électriques dédiées à la traction électrique, telle que leurs définitions, constitutions, et on s'intéressera à la machine asynchrone (MAS) présentant plusieurs avantages, principalement l'absence du collecteur balai, contrairement à la machine à courant continu, garantissant ainsi une robustesse plus grande et un cout plus bas.

Le deuxième chapitre sera consacré à l'étude de plusieurs techniques de commande utilisées pour le contrôle de la MAS. La première partie du chapitre sera dédiée à la commande directe du couple de la machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension à deux niveaux. La deuxième partie du chapitre sera consacrée à la commande par logique floue qui suscite actuellement un intérêt général de la part des chercheurs, des ingénieurs et des industriels, vue que la logique floue est une technique de traitement de connaissances imprécises, basées sur des termes linguistiques qui est alors un moyen de convertir une commande linguistique basée sur le raisonnement humain, en une commande automatique, permettant ainsi la commande des systèmes complexes dont les informations sont exprimées d'une façon vague et mal définie.

Dans le troisième chapitre on présentera à la modélisation des éléments de la chaîne de traction, on commencera par la modélisation de l'onduleur de tension et sa constitution, son principe de fonctionnement, son modèle triphasé, son modèle biphasé basé sur la transformation de Park, ensuite la



modélisation de la machine asynchrone dans le repère biphasé de PARK, en décrivant son modèle d'état et notamment les expressions donnant le couple électromagnétique et la vitesse de rotation. Et on termine par modéliser le véhicule électrique.

Le dernier chapitre sera consacré aux résultats de simulation. On discutera les résultats puis on les comparera aux connaissances pré acquises pour arriver à une conclusion générale de ce travail

# **I- MACHINES ELECTRIQUES DEDIEES A LA TRACTION ELECTRIQUE**

## **I.1- Introduction**

Le choix politique de l'augmentation de l'utilisation de l'énergie électrique dans le domaine des transports, a conduit vers une forte utilisation des machines électrique dans la traction à partir de la décennie quatre-vingt. Dans une chaîne de traction les machines électriques jouent le rôle de convertisseur électromécanique, et elles constituent le cœur de la chaîne. Ces machines sont nombreuses et variées. Présentant des avantages et des inconvénients les unes par rapport aux autres qu'elles soient du même type ou de types différents [2] [3].

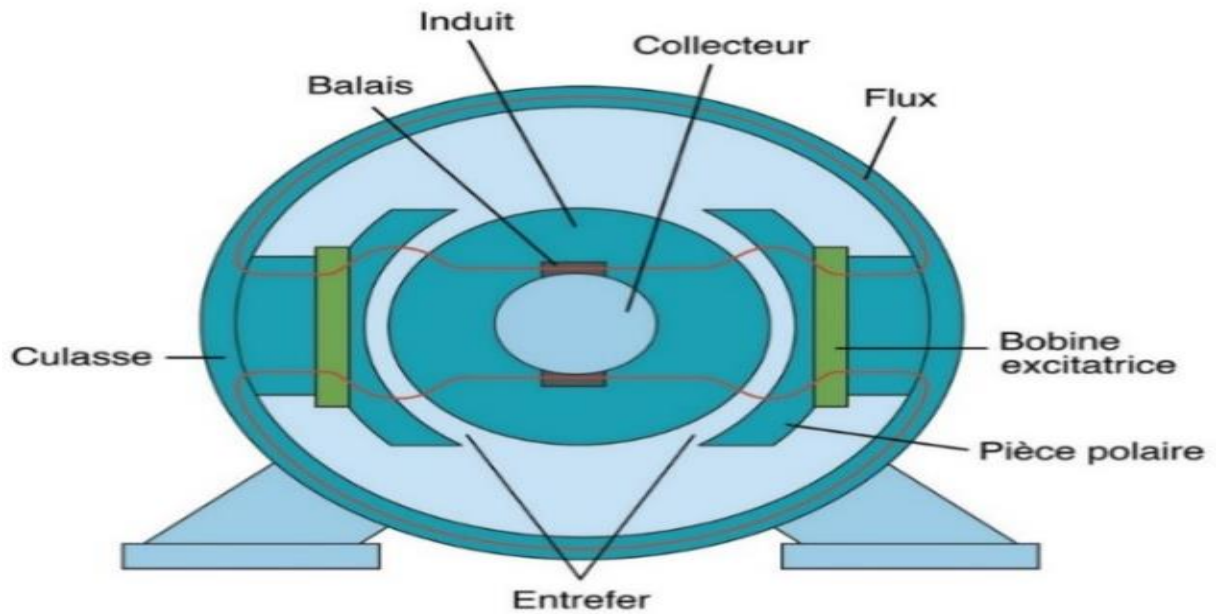
Dans ce chapitre on présentera des généralités sur les machines électriques dédiées à la traction électrique (machine à courant continu "DC", machine à courant alternatif "AC"), de plus on s'intéressera à leurs principaux constitutions et on donnera le principe de fonctionnement de chaque machine, on finira par souligner les différentes utilisations et l'attrait de chaque machine.

## **I.2- Machine à courant continu**

La machine à courant continu est une machine qui transforme l'énergie électrique qu'elle reçoit sous forme de courant continu, en énergie mécanique. Et elle doit sa rotation à la force de Laplace [2].

### **I.2.1- Constitution de la machine à courant continu**

Comprenant une partie fixe destinée à créer le flux magnétique qui est l'inducteur, composée de pôles magnétiques excités par une source de courant continu ou constitués d'aimants permanents. Puis vient la partie rotatif appelé l'induit, séparée par un espace vide avec l'inducteur appelé entrefer, et qui subit les effets de ce champ magnétique créé. Et l'une des caractéristiques spécifiques de cette machine est le système balais-collecteur, qui permet d'accéder au circuit électrique rotorique «induit » [4].

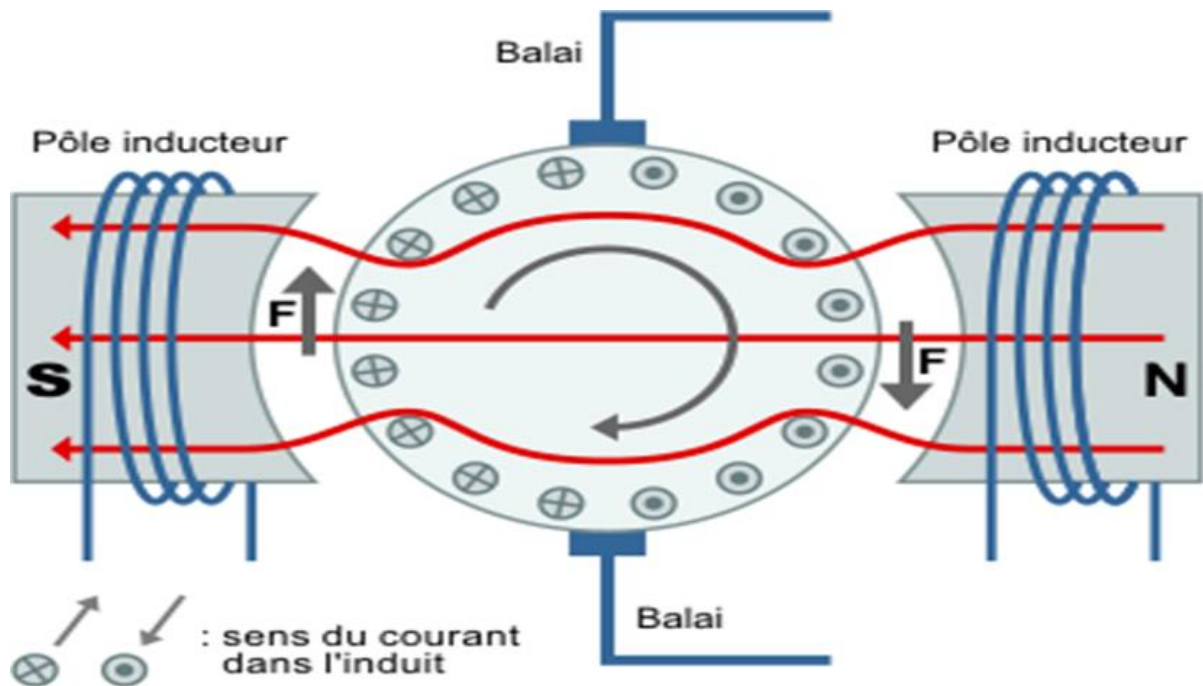


**Figure I.1 : Constitution d'une machine à courant continu.**

## **I.2.2- Principe de fonctionnement**

Le but de l'inducteur « stator » est de créer un champ magnétique fixe  $B$ , et cela avec un aimant permanent ou bien un électroaimant, afin d'avoir un flux d'excitation constant de direction nord-sud [5].

L'induit porte des conducteurs parcourus par un courant continu (alimentation du moteur) formant des spires, qui sont soumises à des forces de « Laplace ». Donc les conducteurs de l'induit, placés de part et d'autre de l'axe des balais (ligne neutre), sont soumis à des forces égales mais de sens opposé qui crée un couple moteur responsable de la rotation du rotor [5].



**Figure I.2 : Principe de fonctionnement du moteur à courant continu.**

La F.E.M induite au rotor par le champ magnétique statorique, recueillie entre balais, est proportionnelle au flux par pôle et à la vitesse angulaire de rotation [4].

$$E' = K \times \Omega \times \phi \quad [I.1]$$

C'est le couple qui correspond à la puissance passée de la forme électrique à la forme mécanique, il est proportionnel au courant induit et au flux inducteur [5].

$$C_{em} = K \times \phi \times I \quad [I.2]$$

### I.2.3- Utilisation des machines à courant continu

La machine à courant continu est utilisée dans le secteur des petites puissances (jouets, perceuses, électroménagers, etc.) et dans l'industrie (presses à imprimer, laminoirs, ascenseurs, etc.) dans l'équipement automobile (essuie-glaces, lève-vitres, toits ouvrants, etc.), ainsi que dans les applications de forte puissance (> 500 kW), principalement utilisées comme moteurs de traction pour les métros et les trains (remplacés par des moteurs synchrones à entraînement automatique, puis remplacés par des moteurs asynchrones à contrôle vectoriel de flux magnétique) [5] [6].

### **I.2.4- L'attrait pour les machines à courant continue**

Les machines à courant continu présentent un intérêt grâce à la simplicité de son contrôle, car son couple électromagnétique ne dépend pas du flux d'excitation mais dépend particulièrement du courant d'induit. Ainsi sa commande s'effectue par action sur le courant d'induit avec une électronique de commande simple. Cependant, deux handicaps majeurs rendent cette technologie obsolète. D'abord, le système balais-collecteur est le siège d'arcs électriques d'autant plus importants que la puissance de la machine augmente. Ce qui limite la vitesse de fonctionnement de ces machines et réduit leur durée de vie. De plus, sachant que la puissance de ces machines est principalement liée à l'intensité des courants d'induit, une augmentation de puissance implique une augmentation de la masse de cuivre et donc du poids du rotor. En conséquence, l'attrait pour ces machines dans les applications de traction a fortement diminué [3] [5].

### **I.3- La machine synchrone**

Le terme de machine synchrone regroupe toutes les machines dont la vitesse de rotation de l'arbre de sortie est égale à la vitesse de rotation du champ tournant. Pour obtenir un tel fonctionnement, le champ magnétique rotorique est généré soit par un circuit d'excitation, soit par des aimants permanents. La position du champ magnétique rotorique est alors fixe par rapport au rotor, ce qui impose en fonctionnement normal une vitesse de rotation identique entre le rotor et le champ tournant statorique [7].



**Figure I.3 : Structure d'un Moteur Synchronique à Aimants Permanents.**

### **I.3.1- Constitution d'une machine synchrone**

Comme toute machine tournante, une machine synchrone comporte un stator et un rotor, à l'exception des rares machines homopolaires, c'est le rotor qui est l'inducteur, et le stator qui est l'induit [8].

### **I.3.2- Principe de fonctionnement**

Les courants de fréquence ( $f$ ) circulants dans le stator (induit), fournis par la source triphasée créent dans l'entrefer une force magnétomotrice tournante à la fréquence synchrone  $N_s$  définie par [7]:

$$N_s = \frac{f}{p} \quad \text{En (tour/seconde)} \quad \text{[I.3]}$$

$$\Omega = \frac{\omega}{p} \quad \text{En (rad/seconde)} \quad \text{[I.4]}$$

Au niveau du rotor (inducteur), un champ magnétique est créé à partir d'un aimant permanent ou bien d'un électroaimant, de ce fait les pôles de cette F.M.M générés par le stator tirent les pôles du rotor, et font entrainer celui-ci à la vitesse de synchronisme  $N_s$  [7].

Et La vitesse de rotation  $\Omega$ , est directement liée au nombre de pair de pole  $P$ .

### **I.3.3- Utilisation de la machine synchrone**

Les MS sont couramment utilisées dans différentes applications industrielles dans une gamme de puissance d'une certaine de watts (servomoteurs) à plusieurs méga watts (systèmes de propulsion des navires...) le secteur de l'automobile, les avions électriques, la traction électrique, la traction ferroviaire [9].

### **I.3.4- L'attrait pour les machines synchrones**

La machine synchrone offre un meilleur rapport couple massique, et une meilleure puissance volumique ainsi qu'un faible moment d'inertie. Son rendement est également supérieur à celui de la machine asynchrone du fait de l'absence de glissement magnétique. Néanmoins, leur développement est compromis par le coût et la disponibilité d'aimants. Aussi commander ces machines est assez compliquer et nécessite un capteur de position [3] [4] [8].

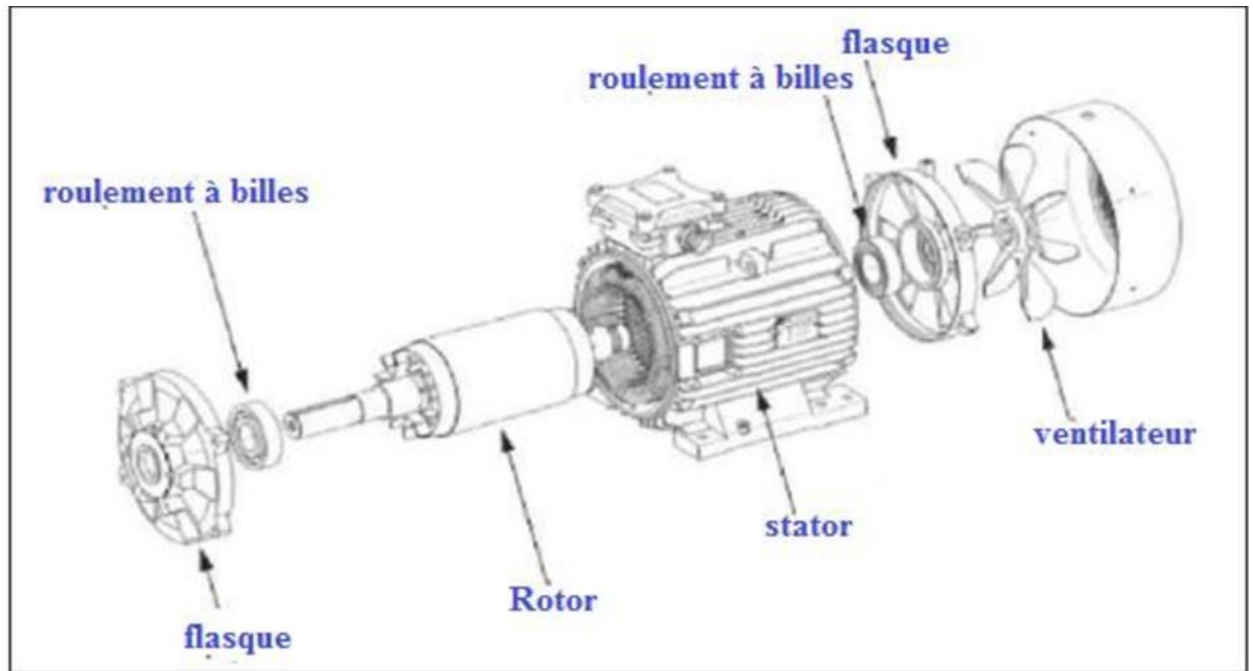
## **I.4- La machine asynchrone**

La machine asynchrone est une machine à courant alternatif, la vitesse du rotor et la vitesse du champ magnétique tournant ne sont pas égales à cause du glissement. Le rotor est toujours en retard par rapport au champ statorique. La machine asynchrone est dite « machine à induction » car l'énergie est transférée du stator au rotor ou inversement par induction électromagnétique [10].

### **I.4.1- Constitution d'une machine Asynchrone**

Une machine asynchrone est constituée des principaux éléments suivants : le stator, le rotor et les organes mécaniques permettant la rotation et le maintien des différents sous-ensembles. Le stator de forme cylindrique représente la partie statique de la machine. Il est constitué d'un bobinage, le plus souvent triphasé, logé dans des encoches et relié à la source d'alimentation. Le rotor est la partie tournante. Il peut prendre plusieurs aspects permettant de distinguer les différents types de machine asynchrone [10].





**Figure I.4 : Structure d'une machine asynchrone à cage d'écureuil ou à rotor massif.**

### I.4.2- Principe de fonctionnement

Le principe de fonctionnement du moteur asynchrone est basé sur l'induction des courants dans le bobinage du rotor par un champ tournant dans l'entrefer dû à la circulation des courants polyphasés dans le stator. Ce champ tournant va créer un couple moteur qui s'exerce sur les conducteurs des courants induits, Il provoque ainsi le démarrage et la rotation du rotor dans le même sens que le champ tournant [10].

Dans le cas général, le moteur tourne à la vitesse de synchronisme donnée par la formule suivante :

$$N_s = \frac{60f}{p} \quad \text{[I.5]}$$

Ainsi, lorsque le stator induit un champ magnétique tournant, le rotor tente de suivre ce champ magnétique sans toutefois atteindre la vitesse de ce dernier ; un décalage se crée alors, on parle de glissement come il est exprimé dans la formule suivante [3] :

$$g = \frac{N_s - N_r}{N_s} \quad \text{[I.6]}$$

L'équation de la vitesse de rotation en fonction de la fréquence et le nombre de pair de pôles est :

$$N_r = \frac{60f}{p} (1 - g) \quad [I.7]$$

L'équation du couple à partir de la Figure I.5 :

$$C_e = \frac{3P}{\omega_s} \times V^2 \times \frac{R_2}{\frac{R_2^2}{g} + g(L_2\omega_s)^2} \quad [I.8]$$

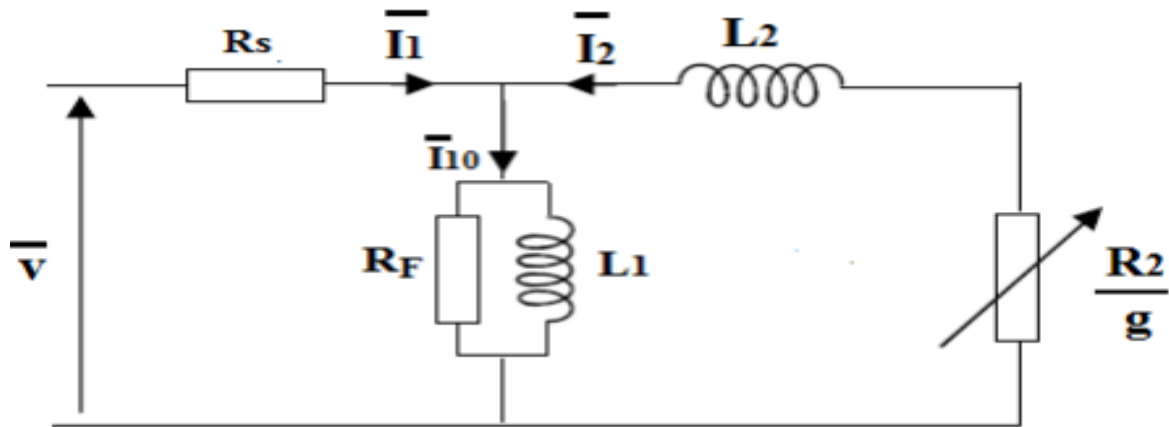


Figure I.5 : Schéma équivalent du moteur asynchrone.

### I.4.3- Utilisation de la machine asynchrone

Le moteur asynchrone est largement utilisé dans le domaine des puissances supérieures à quelques kilowatts car il présente de nombreux avantages tels que sa puissance massique avantageuse, sa robustesse, sa facilité de mise en œuvre, et son faible coût. En effet, il rentre dans la conception de nombreux procédés industriels associant des convertisseurs statiques et des machines électriques (traction électrique, laminoirs, levage, pompage,... etc.) [11].

### I.4.4- L'attrait pour les machines asynchrone

Les moteurs asynchrones sont robustes, faciles à construire et donc peu coûteux. Ils sont particulièrement intéressants lorsque la vitesse du dispositif à entraîner n'a pas à être maintenue rigoureusement constante. Par contre dans ces moteurs, les courants statoriques servent à la fois à générer le flux et le couple, rendant le découplage naturel comme la machine à courant continu non existant, donc leurs commandes est assez complexe, nécessitant une alimentation au moyen d'onduleurs [12].

## **I.5- Conclusion**

Dans ce chapitre, on a décrit brièvement les différentes machines électriques utilisé dans la motorisation des chaines de traction électrique, avec leurs avantages et inconvénients. De ce fait on conclut qu'avec de bonnes techniques de commande, les machines à courants alternatifs sont les mieux adapté pour les chaines de traction, suite aux rapports couples-masse, puissance-volume. Et parmi les machines à courant alternatif, la machine asynchrone, est très intéressante d'un point de vue économique et performances, de plus la non linéarité de cette machine peut être palier par les différentes techniques de commande comme la DTC et la commande vectorielle.

Cependant pour notre étude on a choisi la machine asynchrone à cage d'écureuil comme moteur, appelé aussi moteur à induction.

Dans le prochain chapitre on va aborder le concept de commandes appliquées aux véhicules électrique, et plus précisément au moteur à induction qu'on a choisi.

## **II-TECHNIQUES DE COMMANDE APPLIQUEES A LA MACHINE ASYNCHRONE**

## **II.1- Introduction**

Dans le cadre d'une commande à vitesse variable des machines à courants alternatifs, l'électronique de puissance et les progrès de l'informatique industrielle, on permet d'élaborer des stratégies de commande avancées. Basées principalement sur des techniques qui garantissent un bon découplage entre grandeurs électromagnétiques [13].

Parmi les nombreuses méthodes de commandes qu'on peut trouver dans la littérature, la commande directe du couple (CDC) ou (DTC) en anglais, dont la robustesse et la dynamique élevée du couple attirent notre attention et justifient l'intérêt de cette commande dans le secteur de la traction automobile.

Dans la première partie de ce chapitre, une synthèse de la commande DTC sera présentée, avant de souligner les principaux avantages et inconvénients de cette commande. Cette synthèse sera associée à la présentation d'une commande avancée, qui est la logique floue.

## **II.2- La commande directe du couple (CDC)**

Le contrôle direct du couple (DTC), venu de la nomination anglo-saxonne (Direct Torque Control), a été développé par des chercheurs Allemands et Japonais en 1971. Cette commande est caractérisée par sa simplicité, sa haute performance et sa robustesse. Elle est concurrentielle des méthodes classiques. Basées sur l'amélioration des stratégies de modulation de largeur d'impulsion (MLI), et sur un découplage du flux et du couple moteur par orientation du flux statoriques [13].

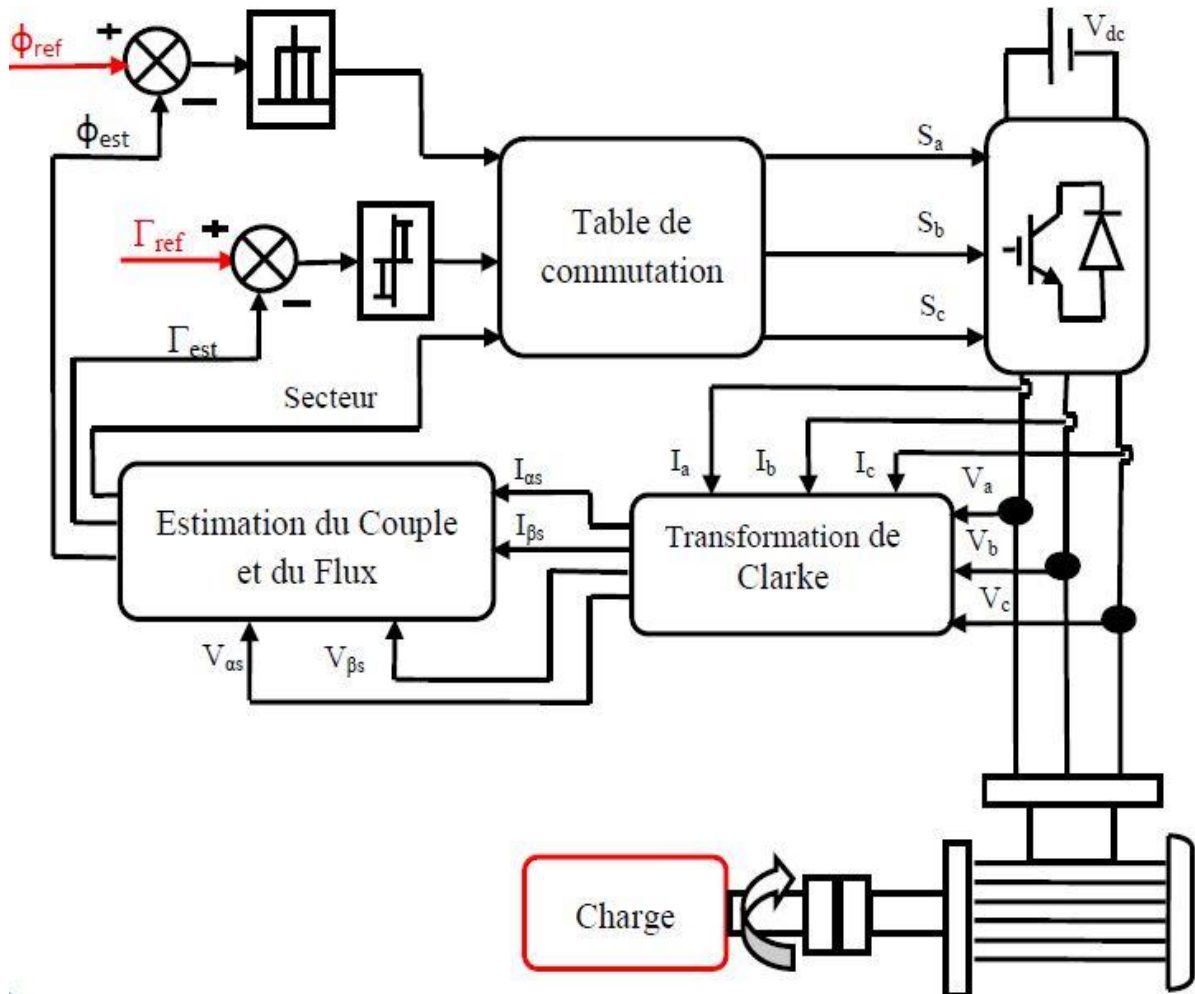
La DTC est une technique de commande exploitant la possibilité d'imposer un couple et un flux aux machines à courants alternatifs d'une manière découplée, une fois alimentée par un onduleur de tension sans régulation de courant faite par une boucle de retour, en atteignant l'exécution semblable à celle obtenue à partir d'une commande vectorielle [13].

La commande directe du couple est insensible aux variations des paramètres rotoriques de la machine et malgré sa simplicité de mise en œuvre, elle est capable de fournir une réponse rapide du couple [13].

### **II.2.1- Principe de la commande directe du couple**

La commande DTC a été proposée par Takahashi au milieu des années 80. Comparée à la commande vectorielle, la commande DTC est moins sensible aux variations paramétriques de la machine et permet d'obtenir une dynamique précise et rapide du couple. La DTC d'un moteur est basée sur la détermination directe de la séquence de commande appliquée aux interrupteurs d'un onduleur (VSI) de tension. Dans ce cadre, deux comparateurs à hystérésis sont utilisés et qui permettent de comparer les valeurs estimés avec celles de références, à savoir l'amplitude du flux statorique et du couple électromagnétique [14].

L'onduleur de tension permet d'atteindre sept positions distinctes dans le plan de phase, correspondant aux huit séquences du vecteur de tension à la sortie de ce dernier, de ce fait on commande les états de l'onduleur à travers une table de commutation (switching table). La stratégie de la Commande DTC de la machine asynchrone est illustrée par la Figure II.1 [13].



**Figure II.1 : Stratégie de Commande Directe de Couple.**

Comme illustré sur la Figure II.1,  $\Phi_{est}$  et  $\Gamma_{est}$  représentent respectivement le flux statorique et le couple électromagnétique estimés par la mesure des courants et tension statorique dans le référentielle stationnaire  $(\alpha, \beta)$  [15].

### II.2.2- Estimation du flux statorique

L'estimation du flux peut être réalisée à partir des mesures des grandeurs statoriques courant et tension de la machine [15].

$$\Phi_s = \int_0^t (V_s - r_s i_s) dt + \Phi_s(0) \quad [\text{II.1}]$$

On se plaçant dans un repère fixe  $(\alpha, \beta)$  lié au stator de la machine. Le flux statorique peut être obtenu par l'équation suivante [15]:

$$\begin{cases} \Phi_{s\alpha} = \int_0^t (V_{s\alpha} - r_s i_{s\alpha}) dt \\ \Phi_{s\beta} = \int_0^t (V_{s\beta} - r_s i_{s\beta}) dt \end{cases} \quad [\text{II.2}]$$

On écrit le module du flux statorique comme suivant [15]:

$$|\Phi_s| = \sqrt{(\Phi_{s\alpha})^2 + (\Phi_{s\beta})^2} \quad \text{[II.3]}$$

Les composantes  $\Phi_{s\alpha}$  et  $\Phi_{s\beta}$  permettent de déterminer l'angle indiquant le secteur  $i$  dans lequel se trouve le vecteur  $\Phi_s$  [15].

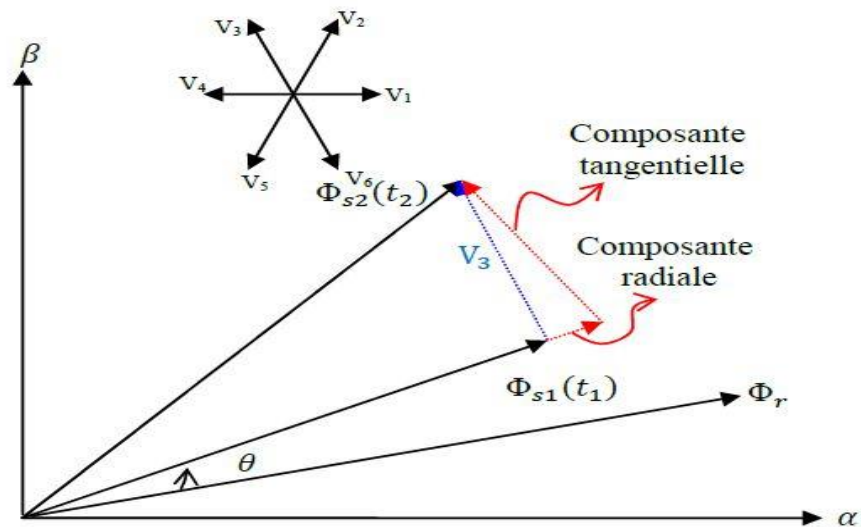
$$\theta_s = \tan^{-1}\left(\frac{\Phi_{s\beta}}{\Phi_{s\alpha}}\right) \quad \text{[II.4]}$$

On négligeant la chute de tension ohmique devant la tension  $V_s$  dans les vitesses suffisamment élevée, de ce fait la variation du flux statorique est donnée par [15] :

$$\Delta\Phi_s = V_s \cdot \Delta t \quad \text{[II.5]}$$

Cette dernière équation implique que l'extrémité du vecteur flux statorique  $\Phi_s(t)$  se déplace sur une droite dont la direction est donnée par le vecteur tension appliquée [4].

Comme illustré sur la Figure II.2, La manière la plus efficace d'augmenter ou de diminuer le flux est celle d'appliquer un vecteur tension parallèle à  $\Phi_s$ , soit de même sens ou de sens opposé. Par contre, l'application d'un vecteur tension en quadrature par rapport au vecteur flux conserve son amplitude constante, mais fait brutalement évoluer sa phase [15].



**Figure II.2 : Variation du flux statorique.**



### II.2.3- Estimation du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique peut se définir comme un produit vectoriel des deux vecteur flux statorique et rotorique [15]:

$$c_{em} = \frac{3}{2} P \frac{M}{L_s L_r - M^2} |\vec{\Phi}_s| |\vec{\Phi}_r| \sin(\theta) \quad [II.6]$$

Le couple dépend des amplitudes des deux vecteurs  $\vec{\Phi}_s$  et  $\vec{\Phi}_r$  et de leur position relative. Si l'on parvient à contrôler correctement le flux  $\vec{\Phi}_s$  en module et en position, on assure un découplage entre le contrôle du couple électromagnétique et le flux statorique [13].

L'estimation du couple est effectuée à partir des grandeurs statorique  $\Phi_{s\alpha}$ ,  $\Phi_{s\beta}$ ,  $i_{s\alpha}$  et  $i_{s\beta}$  par la relation suivante [13] :

$$C_{em} = \frac{3}{2} p (\Phi_{s\alpha} i_{s\beta} - \Phi_{s\beta} i_{s\alpha}) \quad [II.7]$$

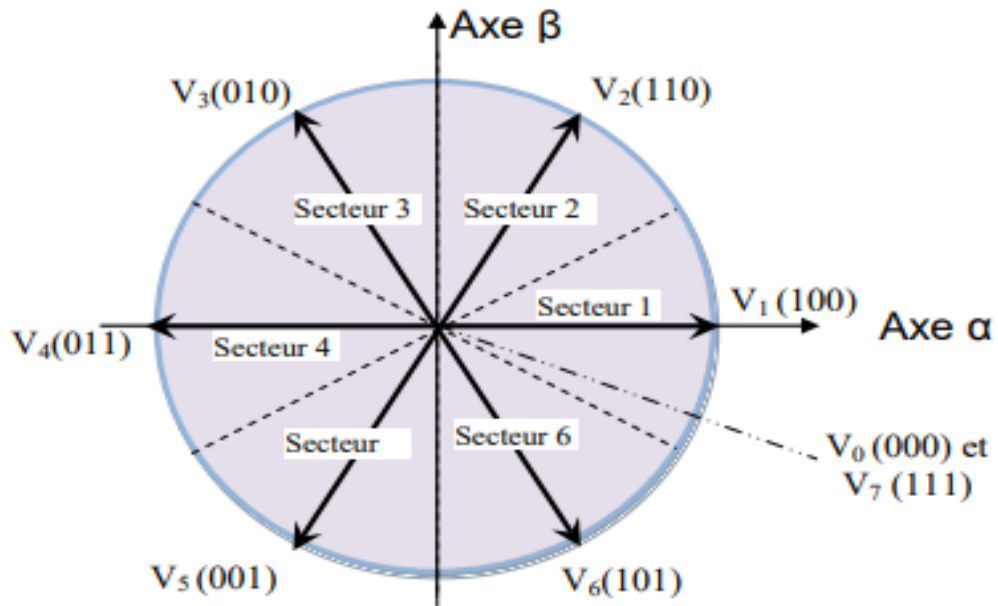
### II.2.4- Choix du vecteur de tension

Le choix du vecteur tension statorique  $V_s$  dépend de la position du vecteur flux statorique dans le plan complexe  $\alpha\beta$ , de la variation souhaitée pour le module du flux  $\Phi_s$ , de la variation souhaitée pour le couple, et du sens de rotation du flux. De ce fait Un estimateur de  $\Phi_s$  en module et en position ainsi qu'un estimateur de couple sont donc nécessaires [16].

L'espace d'évolution du flux est divisé en six zone appelées secteurs, telle que représentées sur la Figure II.3 [16].

Lorsque le flux  $\Phi_s$  se trouve dans une zone  $i$ , le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnant l'un des six vecteurs suivants [16]:

- ✚ Si  $V_{i+1}$  est sélectionné alors  $\Phi_s$  croît et  $c_e$  croît
- ✚ Si  $V_{i-1}$  est sélectionné alors  $\Phi_s$  croît et  $c_e$  décroît
- ✚ Si  $V_{i+2}$  est sélectionné alors  $\Phi_s$  décroît et  $c_e$  croît
- ✚ Si  $V_{i-2}$  est sélectionné alors  $\Phi_s$  décroît et  $c_e$  décroît
- ✚ Si  $V_0$  ou  $V_7$  est sélectionnée la rotation de  $\Phi_s$  est arrêtée, d'où une décroissance du couple alors que le module du couple reste inchangé.



**Figure II.3 : Vecteurs actifs des tensions statoriques et secteurs.**

Le niveau d'efficacité des vecteurs tensions appliquées dépend de la position du vecteur flux dans la zone  $i$  [16].

En effet, en début de la zone, les vecteurs  $V_{i+1}$  et  $V_{i-2}$  sont perpendiculaires à  $\Phi_s$  d'où une évolution rapide du couple mais une évolution lente de l'amplitude du flux  $\Phi_s$ , alors qu'en fin de zone, l'évolution est inverse. Avec les vecteurs  $V_{i-1}$  et  $V_{i+2}$ , il correspond une évolution lente du couple et rapide de l'amplitude de  $\Phi_s$  en début de la zone, alors qu'en fin de la zone c'est le contraire. Quel que soit le sens d'évolution du flux ou du couple, dans la zone  $i$ , les deux vecteurs  $V_i$  et  $V_{i+3}$  ne sont jamais utilisés. En effet, ces deux vecteurs provoquent une forte croissance du flux mais son effet sur le couple dépend de la zone, avec un effet nul en milieu de zone [16].

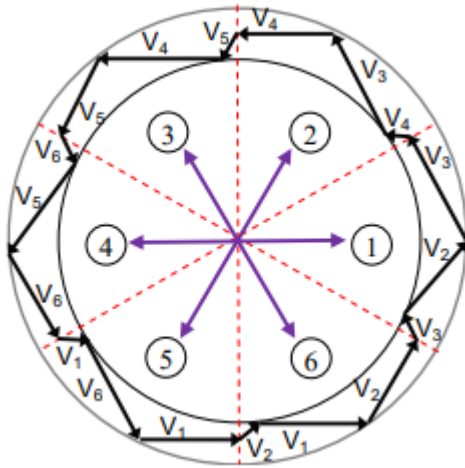
### II.2.5- Correction du flux rotorique et du couple électromagnétique

La commande directe de couple a pour objectif de maintenir le flux statorique et le couple électromagnétique de la machine asynchrone à une valeur désirée en appliquant le vecteur tension appropriée. Ce dernier est issu des sorties des deux correcteurs appelés aussi comparateurs hystérésis [16].

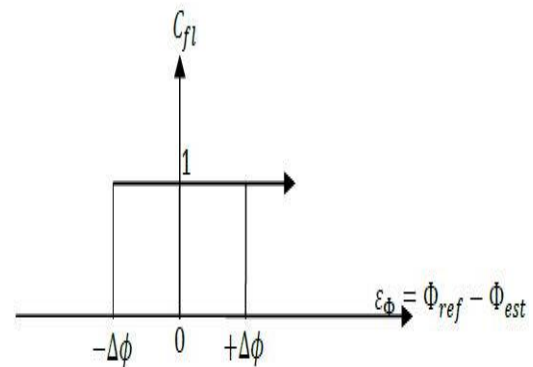
### II.2.5.1- Correcteur du flux

Le flux statorique estimé  $\Phi_{est}$  est comparé à celui de référence  $\Phi_{ref}$  pour obtenir l'erreur, cette dernière est l'entrée du comparateur hystérésis. L'objectif de cette correction est de conserver l'amplitude du flux statorique dans une bande, et de maintenir ainsi l'extrémité de ce dernier dans une couronne circulaire comme le montre la Figure II.4 [15].

La sortie du contrôleur de flux est donnée par la grandeur booléenne  $C_{fl}$ , qui indique les dépassements supérieurs et inférieurs de l'amplitude du flux [4]. Comme illustré dans la Figure II.5 .



**Figure II.4 : Fonctionnement d'un correcteur du flux statorique**



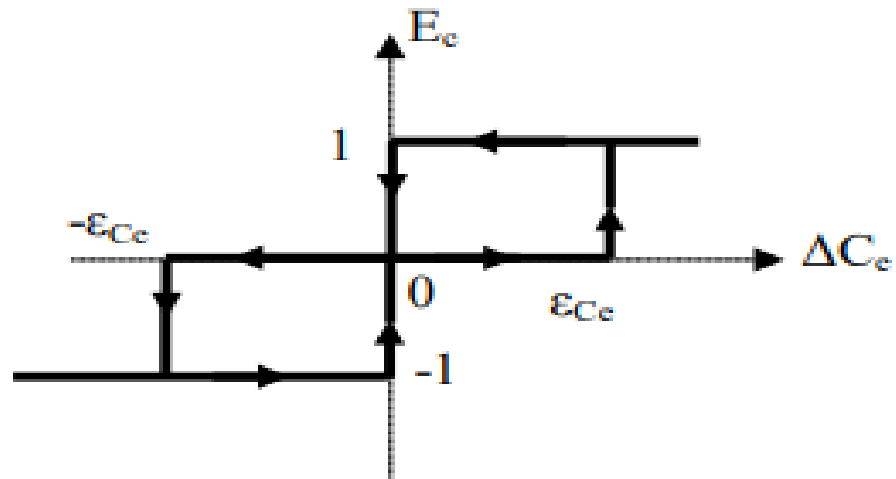
**Figure II.5 : Schéma synoptique de comparateur de flux.**

La variable de sortie  $C_{fl}$ , indique directement si l'amplitude de flux doit être augmentée ( $C_{fl} = 1$ ) ou diminuer ( $C_{fl} = 0$ ) de façon à maintenir  $|\Phi_{ref} - \Phi_{est}| < \varepsilon_{\phi}$ , avec  $\varphi_{ref}$  la consigne de flux et  $\varepsilon_{\phi}$  l'écart d'hystérésis du contrôleur.

### II.2.5.2- Correcteur du couple électromagnétique

Le correcteur de couple a pour but de maintenir le couple dans sa bande d'hystérésis et d'imposer ainsi l'amplitude des ondulations du couple [16].

Pour mieux contrôler le couple dans les quatre cadrans de fonctionnement sans intervention sur la structure ; Takahashi a proposé un correcteur à hystérésis à trois niveaux. Ce correcteur permet de commander la machine dans les deux sens de rotation avec un couple positif ou négatif [16].



**Figure II.6 : Schéma synoptique de comparateur de couple électromagnétique.**

La sortie de ce comparateur est une variable logique à trois états (-1,0 et 1), elle indique si l'on doit augmenter ou diminuer le couple, telle que [15]:

- ✚ Si l'erreur du couple est positive ( $\Delta C_e > \epsilon_{Ce}$ ), il faudra augmenter le couple et  $E_c = 1$ .
- ✚ Si l'erreur du couple est positive ( $\Delta C_e < \epsilon_{Ce}$ ), il faudra augmenter le couple et  $E_c = -1$ .
- ✚ Si l'erreur du couple se trouve à l'intérieur de la bande d'hystérésis ( $\Delta C_e = 0$ ), alors  $E_c = 0$ .

### II.2.6- Table de commutation

En fonction du secteur et de l'évolution du flux et du couple on peut choisir le vecteur tension  $V_s$  à appliquer de manière à respecter la consigne de flux et de couple [13].

Secteur	1	2	3	4	5	6
$\Phi_s^{\nearrow}$	$V_6, V_1, V_2$	$V_1, V_2, V_3$	$V_2, V_3, V_4$	$V_3, V_4, V_5$	$V_4, V_5, V_6$	$V_5, V_6, V_1$
$\Phi_s^{\searrow}$	$V_3, V_4, V_5$	$V_4, V_5, V_6$	$V_5, V_6, V_1$	$V_6, V_1, V_2$	$V_1, V_2, V_3$	$V_2, V_3, V_4$
Secteur	1	2	3	4	5	6
$C_{em}^{\nearrow}$	$V_2, V_3$	$V_3, V_4$	$V_4, V_5$	$V_5, V_6$	$V_6, V_1$	$V_1, V_2$
$C_{em}^{\searrow}$	$V_5, V_6$	$V_6, V_1$	$V_1, V_2$	$V_2, V_3$	$V_3, V_4$	$V_4, V_5$

**Tableau II-1 : Vecteurs de tensions appliqués pour chaque secteur pour le contrôle du flux et du couple [15].**

Par la synthèse des deux parties du Tableau II-1, on obtient la table de vérité proposé par Takahashi pour contrôler le flux statorique et le couple électromagnétique de la machine asynchrone représentée dans le Tableau II-2 [15] .

$C_{fl}$	$E_c$	1	2	3	4	5	6
<b>0</b>	1	$V_3$	$V_4$	$V_5$	$V_6$	$V_1$	$V_2$
	0	$V_7$	$V_0$	$V_7$	$V_0$	$V_7$	$V_0$
	-1	$V_5$	$V_6$	$V_1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$
<b>1</b>	1	$V_2$	$V_3$	$V_4$	$V_5$	$V_6$	$V_1$
	0	$V_0$	$V_7$	$V_0$	$V_7$	$V_0$	$V_7$
	-1	$V_6$	$V_1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$	$V_5$

**Tableau II-2 : Table de commutation [15].**

Le Tableau II-2 est élaboré en se basant sur les erreurs de flux  $C_{fl}$  , et de couple  $E_c$  et selon la position du vecteur de flux statorique ( $i = 1, \dots, 6$ ) [13].

Les séquences nulles  $V_0$  et  $V_7$  , sont indépendantes de l'état du flux, elles sont liées uniquement à l'écart  $E_c$  . Ces séquences sont appliquées lorsqu'on souhaite maintenir le couple dans sa bande [13].

## II.2.7- Avantages et inconvénients

### Les avantages de la DTC

- ✚ Pas de régulateur proportionnel intégrateur (PI)
- ✚ Le bruit est maintenu à un bas niveau
- ✚ Bon rendement, les transistors n'étant commutés qu'en cas de besoin.
- ✚ Le couple et le flux peuvent être changés rapidement, en modifiant leurs consignes respectives [14].

### Les inconvénients de la DTC

- ✚ L'existence de problème à basse vitesse.
- ✚ L'existence des oscillations du couple.
- ✚ Nécessité de disposer des comparateurs à hystérésis [14].

## II.3- Commande par logique floue

La commande par la logique floue est de grande actualité aujourd'hui. La commande par la logique floue a le même but qu'une commande classique. En effet, cette méthode permet d'obtenir une loi de réglage souvent très efficace sans devoir faire des modélisations approfondies. Par opposition à un régulateur classique, Le régulateur flou ne traite pas une relation mathématique bien définie (algorithme de réglage), mais utilise des inférences avec plusieurs règles, se basent sur des variables linguistiques. Dans ce qui suit, nous allons présenter les bases générales de la commande par logique floue et la procédure générale de la conception d'un régulateur flou utilisé dans la stratégie DTC [17].

### II.3.1- Initiation à la logique floue

La logique floue (fuzzy logic) est une technique utilisée en intelligence artificielle. En réalité elle existait déjà depuis longtemps ce sont les paradoxes logiques et les principes de l'incertitude d'Heisenberg qui ont conduit au développement de la "logique à valeurs multiples" dans les années 1920 et 1930. En 1937, le philosophe Max Black a appliqué la logique continue, qui se base sur l'échelle des valeurs vraies  $\{0, 1/2 \text{ et } 1\}$ , pour classer les éléments

ou symboles. Les bases théoriques de la logique floue ont été formalisées en 1965 par le professeur Lotfi A. Zadeh de l'université de Californie de Berkeley [94]. A cette époque, la théorie de la logique floue n'a pas été prise au sérieux. En effet, les ordinateurs, avec leur fonctionnement exact par tout ou rien (1 ou 0), on commence à se répandre sur une grande échelle. Par contre, la logique floue permettait de traiter des variables non exactes dont la valeur peut varier entre 1 et 0. Initialement, cette théorie été appliquée dans des domaines non techniques, comme la médecine et le commerce. Mamdani a été le premier à appliquer ce nouveau formalisme. A partir de 1985, la logique floue a été appliquée dans des domaines aussi variés que l'automatisme, la robotique, la gestion de la circulation routière, le contrôle aérien, l'environnement (météorologie, climatologie, sismologie) [17].

### II.3.2- Principe de la logique floue

Le principe de réglage par logique floue s'approche de la démarche humaine du fait que les variables traitées ne sont pas des variables logiques mais des variables linguistiques, contrairement à la logique classique, qui considère qu'une proposition est soit vraie soit fausse. De plus, ces variables linguistiques sont traitées à l'aide des règles qui font référence à une certaine connaissance du comportement du système, permettant en cas de transition abrupte de distinguer une infinité de valeurs entre (0 et 1) [13].

Pour permettre de démontrer et de justifier certains principes de base, toute une série de notions fondamentales à été développée dans la logique floue [15].

#### II.3.2.1- Ensemble flou

Un ensemble classique A est caractérisé par sa fonction caractéristique  $\chi_A$ , cette fonction prend seulement 0 ou 1 comme valeurs [18].

$$\chi_A = \begin{cases} 0, & \text{si } \chi \notin A \\ 1, & \text{si } \chi \in A \end{cases} \quad \text{[II.8]}$$

Par extension, si cette fonction peut prendre des valeurs dans l'intervalle  $[0, 1]$ , on peut parler de l'appartenance  $\mu_A$  partielle à un ensemble.

Dans ce cas, la fonction sera appelée fonction d'appartenance à l'ensemble A, dit 'flou' [18].

La fonction d'appartenance à l'ensemble flou A, est notée comme suit :

$$\mu_A: X \rightarrow [0, 1] \quad \text{[II.9]}$$

$\mu_A(x)$  Est le degré d'appartenance de l'élément x au sous-ensemble flou A [18].

### II.3.2.2- Fonction d'appartenance

La variable linguistique varie dans un domaine appelé univers de discours qui est partagé en sous-ensemble flous, tel que dans chaque zone il a une situation dominante. Ces zones sont décrites par des fonctions appelés fonctions d'appartenance permettent un traitement numérique des variable linguistiques dans la prise de décisions floues par calculateur [15].

Dans les ensembles conventionnels, le degré d'appartenance est 0 ou 1 alors que dans la théorie des ensembles flous, le degré d'appartenance peut varier entre 0 et 1, on parle alors de fonction d'appartenance  $\mu$  [13].

En générale, la forme des fonctions d'appartenance peuvent être comme suit :

**Fonction trapézoïdale :** la forme trapézoïdale est complètement définie par quatre points  $\{a, b, c, d\}$  [15]:

$$\mu(x) = \begin{cases} \frac{x-a}{b-a} & \text{si } x \in [a, b] \\ 1 & \text{si } x \in [b, c] \\ \frac{d-x}{d-c} & \text{si } x \in [c, d] \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases}$$

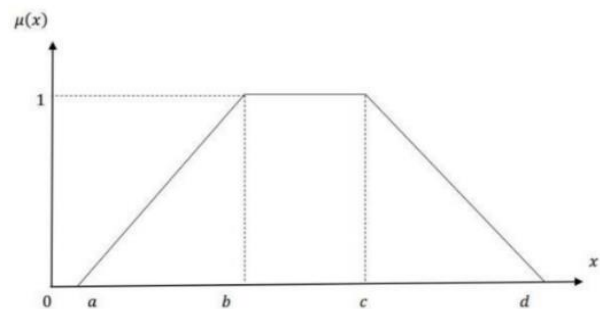


Figure II.7 : Fonction trapézoïdale



**Fonction triangulaire** : la forme triangulaire peut être considérée comme un cas particulier du trapèze lorsque les deux points (b et c) coïncident [13].

$$\mu(x) = \begin{cases} \frac{x-a}{b-a} & \text{si } x \in [a, b] \\ \frac{c-x}{c-b} & \text{si } x \in [b, c] \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases}$$

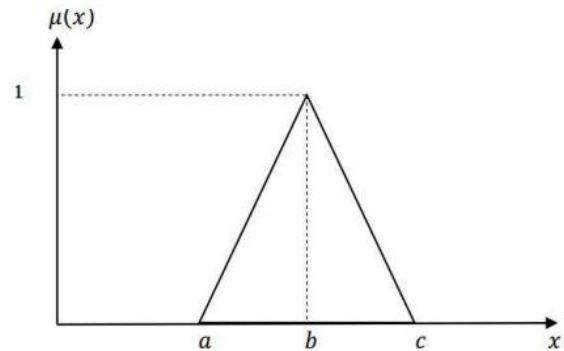


Figure II.8 : Fonction triangulaire.

**Fonction gaussienne** : définie par deux paramètres  $\{m, \sigma\}$  [15]:

$$\mu(x) = \left\{ \exp\left(-\left(\frac{x-m}{2\sigma}\right)^2\right) \right\}$$

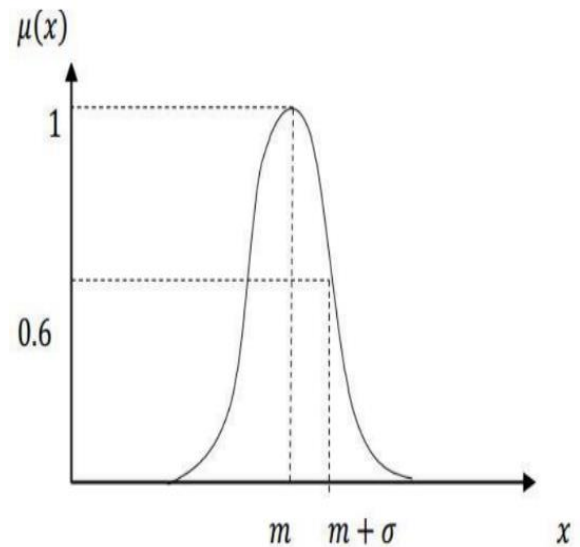


Figure II.9 : Fonction gaussienne.

### II.3.2.3- Opération sur les ensembles flous

#### ✚ Union (Disjonction) :

L'Union de deux ensembles flous  $A$  et  $B$  de  $X$  se fait par le calcul du maximum ou par la formation de la moyenne arithmétique des deux degrés d'appartenance [19].

Elle est définie comme l'ensemble flou  $C = A \cup B = A \text{ OU } B$ , tel que [19]:

$$\forall x \in X \quad \mu_C(x) = \max(\mu_A(x), \mu_B(x)) \quad \text{[II.10]}$$

#### ✚ Intersection (Conjonction)

L'intersection de deux ensembles  $A$  et  $B$  de  $X$  est réalisé par la formulation du minimum, appliqué aux fonctions d'appartenance  $\mu_A(x)$  et  $\mu_B(x)$  [19].

Elle est définie comme l'ensemble  $D = A \cap B = A \text{ ET } B$ , tel que [18]:

$$\forall x \in X \quad \mu_C(x) = \min(\mu_A(x), \mu_B(x)) \quad \text{[II.11]}$$

#### ✚ Complémentation

La fonction d'appartenance  $\mu_{\bar{A}}$  du compliment d'un ensemble flou  $A$  est définie pour tout  $x \in X$  par [15]:

$$\mu_{\bar{A}} = 1 - \mu_A(x) \quad \text{[II.12]}$$

#### ✚ Implication floue

Une expression conditionnelle de type « si  $V$  est  $A$  alors  $W$  est  $B$  », ou  $A$  et  $B$  sont des ensembles flous sur les univers  $U$  et  $V$  respectivement une relation floue  $R$  sur le produit cartésien  $U \times V$  est appelé « Règle floue ».

$V$  et  $W$  étant les variables linguistiques décrites respectivement par  $A$  et  $B$ ,  $R$  est caractérisé par une fonction d'appartenance [15].

$$\mu_R(x, y) = \text{imp}(\mu_A(x), \mu_B(x)) \quad \text{[II.13]}$$

Les opérateurs les plus utilisés en commande floue sont les implications de MAMDANI et de LARSEN [15] :

#### ✚ Implication de MAMDANI

$$\mu_R(x, y) = \min(\mu_A(x), \mu_B(x)) \quad \text{[II.14]}$$

#### ✚ Implication de LARSEN

$$\mu_R(x, y) = \mu_A(x) \cdot \mu_B(x) \quad \text{[II.15]}$$

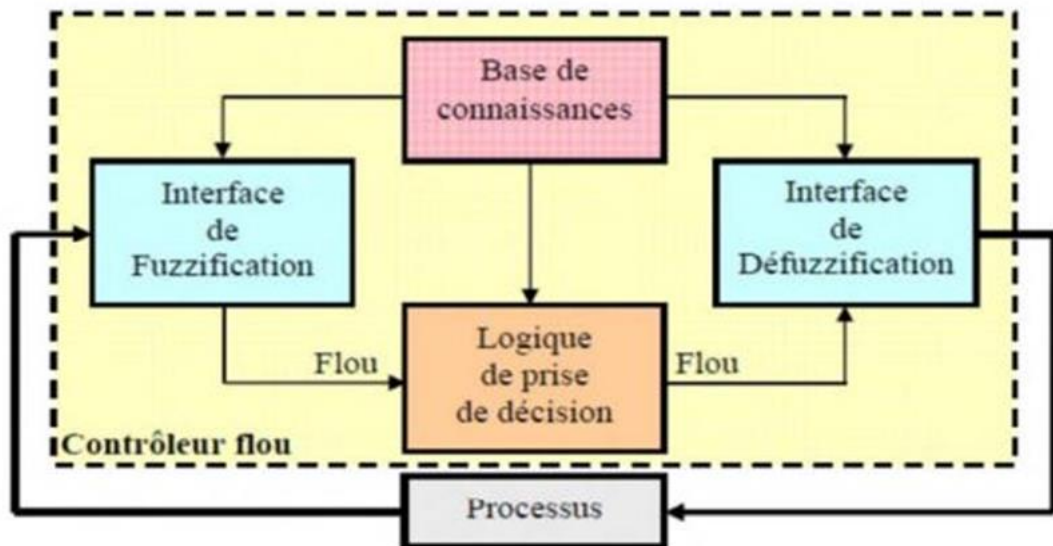
### II.3.3- Régulateur flou

La commande par logique floue permet d'obtenir une loi de réglage souvent très efficace sans avoir recours à des modélisations approfondies. Par opposition à un régulateur standard ou à un régulateur à retour d'état, le régulateur par logique flou RLF ne traite pas une relation mathématique bien définie, mais il permet de gérer des processus selon des consignes désirées par action sur des grandeurs physiques, en utilisant des inférences avec plusieurs règles, se basant sur des variables linguistiques, dont il est possible de tenir compte des expériences acquises par les opérateurs d'un processus technique [18].

La forme générique pour un régulateur à deux entrées et une sortie est la suivante [15]:

$$\text{Si}\{x_1 \text{ est } A_1 \text{ et } x_2 \text{ est } A_2\} \text{ alors } \{y \text{ est } B\}.$$

Le schéma synoptique général d'un contrôleur flou est représenté dans la Figure II.10, par la suite, on présente les bases générales de la commande par logique floue et la procédure de la conception d'un tel réglage. Ceci va permettre d'appliquer cette technique dans la commande des machines asynchrones.



**Figure II.10 : Schéma synoptique d'un contrôleur flou.**

### II.3.3.1- Base de connaissance (Règles)

Elle comprend toutes les connaissances concernant le domaine d'application et les buts de commande prévus, elle est composée d'Une base de données qui fournit les définitions nécessaires utilisées par les règles floues. Et une base de règles floues caractérisant la stratégie de la commande au moyen d'un ensemble de citations conditionnelles, ces règles permettent de déterminer le signal de sortie du contrôleur en fonction des signaux d'entrée ; elles sont exprimées sous la forme « Si - Alors », et à titre d'exemple [13] :

$$R_1: Si X_1 \text{ est } A_{11} \text{ et } X_n \text{ est } A_{1n} \text{ Alors } Y \text{ est } B_1$$

Ou sous la forme de SUGENO :

$$R_1: Si X_1 \text{ est } A_{11} \text{ et } \dots \text{ et } X_n \text{ est } A_{1n} \text{ Alors } Y = f_1(x)$$

Et :  $f_1(x)$  est un polynôme.

### II.3.3.2- Logique de prise de décision (Inférence flou)

La prise de décision ou l'inférence floue est le noyau du contrôleur flou. Elle a l'aptitude de simuler la prise de décision de l'être humain en se basant sur les concepts flous et l'expertise. Pour le réglage par logique floue, on utilise en général une des méthodes suivantes [15]:

#### Méthode d'inférence MAX-MIN (Méthode de MAMDANI)

La méthode d'inférence max-min est réalisée, au niveau de la condition l'opérateur « ET » par la formulation du minimum. La conclusion dans chaque règle, introduite par « ALORS », lie le facteur d'appartenance de la prémisse avec la fonction d'appartenance de la variable de sortie est réalisé par la formation du minimum. Enfin l'opérateur « OU » qui lie les différentes règles est réalisé par la formation du maximum [15] [13].

#### Méthode d'inférence MAX-PRODUIT (Méthode de LARSEN)

La méthode d'inférence Max- PRODUIT est réalisée, au niveau de la condition, l'opérateur «ET» par la formation du produit. La condition dans chaque règle, introduite par «ALORS» est réalisée par la formation du produit.

L'opérateur «OU», qui lie les différentes règles, est réalisé par la formation du maximum [15].

#### Méthode de SUGENO :





L'opérateur «ET» est réalisé par la formation du minimum, la conclusion de chaque règle floue a une forme polynomiale. La sortie est égale à la moyenne pondérée de la sortie de chaque règle floue [15].

### **II.3.3.3- Interface de fuzzification**

L'étape de fuzzification permet de fournir les degrés d'appartenance de la variable floue à ses ensembles flous en fonction de la valeur réelle de la variable d'entrée. Le choix du nombre des ensembles flous, de la forme des fonctions d'appartenance, du recouvrement de ces fonctions et de leur répartition sur l'univers de discours n'est pas évident. Il y a cependant des facteurs qui sont plus important que d'autres [12].

### **II.3.3.4- Interface de defuzzification**

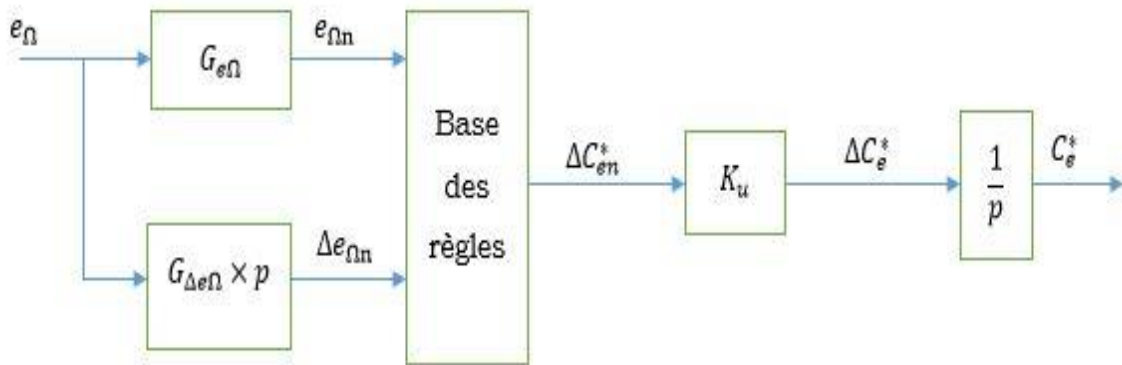
Par cette étape se fait le retour aux grandeurs de sortie réelles. Il s'agit de calculer, à partir des degrés d'appartenance à tous les ensembles flous de la variable de sortie, l'abscisse qui correspond à la valeur de cette sortie. Différentes méthodes sont utilisées [12]:

-  Méthode du centre de gravité.
-  Méthode par valeur maximum.
-  Méthode des hauteurs pondérées.
-  Méthode de moyenne des maxima.

### **II.3.3.5- Loi de commande du régulateur MAMDANI**

MAMDANI a présenté pour la première fois, la technique de réglage par la logique floue et il a conçu le premier contrôleur flou. Ce contrôleur est construit autour d'un organe de décision [15].

La structure de régulateur flou proposé par MAMDANI est comme sur la Figure II.11 [15].



**Figure II.11 : Structure de régulateur flou.**

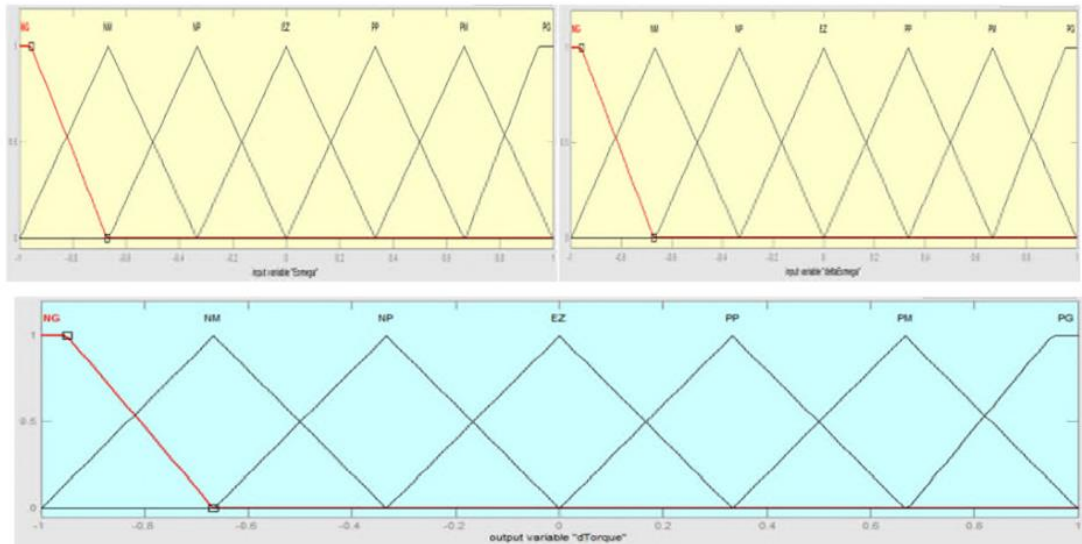
On trouve en entrée et en sortie de régulateur des gains 'facteurs de normalisation' qui permettent de changer la sensibilité de régulateur sans changer la structure. L'erreur  $e_{\Omega}$  et la variation de l'erreur de sont définies comme suit [15]:

$$\begin{cases} e_{\Omega n} = G_{e_{\Omega}} \cdot e_{\Omega} \\ \Delta e_{\Omega n} = G_{\Delta e_{\Omega}} \cdot \Delta e_{\Omega} \end{cases} \quad \text{[II.16]}$$

Les entrées du régulateur par logique floue se calcul avec les équations suivantes [15]:

$$\begin{cases} e_{\Omega}(t) = \Omega^*(t) - \Omega(t) \\ d e_{\Omega} = e_{\Omega}(t) - e_{\Omega}(t - \Delta t) \end{cases} \quad \text{[II.17]}$$

La répartition floue est symétrique, et non équidistante. Pour répartir ces grandeurs dans les espaces flous, il faut d'abord définir des ensembles flous : **NG** négatif grand, **NM** négatif moyen, **NP** négatif petit, **EZ** environ de zéro, **PP** positif petit, **PM** positif moyen, **PG** positif grand [15].



**Figure II.12 : Répartition floue de fonction d'appartenance des entrées et la sortie du régulateur [15].**

Sur la base des propriétés dynamique et des ensembles flous, on peut établir les règles linguistiques qui permettent de piloter le régulateur par logique floue. Nous avons choisis la répartition élaborée par le Tableau II-3 résumant les règles linguistiques employées [15].

$\Delta e_{\Omega}$ \ $e_{\Omega}$	<i>NG</i>	<i>NM</i>	<i>NP</i>	<i>EZ</i>	<i>PP</i>	<i>PM</i>	<i>PG</i>
<i>NG</i>	<i>NG</i>	<i>NG</i>	<i>NG</i>	<i>NG</i>	<i>NM</i>	<i>NP</i>	<i>EZ</i>
<i>NM</i>	<i>NG</i>	<i>NG</i>	<i>NM</i>	<i>NM</i>	<i>NP</i>	<i>EZ</i>	<i>PP</i>
<i>NP</i>	<i>NG</i>	<i>NM</i>	<i>NM</i>	<i>NP</i>	<i>EZ</i>	<i>PP</i>	<i>PM</i>
<i>EZ</i>	<i>NG</i>	<i>NM</i>	<i>NP</i>	<i>EZ</i>	<i>PP</i>	<i>PM</i>	<i>PG</i>
<i>PP</i>	<i>NM</i>	<i>NP</i>	<i>EZ</i>	<i>PP</i>	<i>PM</i>	<i>PM</i>	<i>PG</i>
<i>PM</i>	<i>NP</i>	<i>EZ</i>	<i>PP</i>	<i>PM</i>	<i>PM</i>	<i>PG</i>	<i>PG</i>
<i>PG</i>	<i>EZ</i>	<i>PP</i>	<i>PM</i>	<i>PG</i>	<i>PG</i>	<i>PG</i>	<i>PG</i>

**Tableau II-3 : Matrice d'inférence [15].**

Le régulateur conçu aura pour objectif d'améliorer les performances de la DTC à savoir sa robustesse et son temps de réponse. Cependant la régulation de vitesse n'est pas faite [15].

### II.3.4- Avantages et Inconvénients

#### Les avantages

- ✚ La non-nécessité d'une modélisation (cependant, il peut être utile de disposer d'un modèle convenable).
- ✚ La possibilité d'implanter des connaissances (linguistiques) de l'opérateur de processus.
- ✚ La maîtrise du procédé avec un comportement complexe (fortement non-linéaire et difficile à modéliser) [20].

#### Les inconvénients

- ✚ Le manque de directives précises pour la conception d'un réglage (choix des grandeurs à mesurer, détermination de la fuzzification, des inférences et de la défuzzification).
- ✚ L'approche artisanale et non systématique (implantation des connaissances des opérateurs souvent difficile).
- ✚ L'impossibilité de la démonstration de la stabilité du circuit de réglage en toute généralité (en l'absence d'un modèle valable) [20].

### II.3.5- Conclusion

Dans ce chapitre, on a exposé la stratégie de commande par contrôle directe du couple (DTC), ainsi qu'une technique de commande avancée qui est la logique floue. D'une manière principale on a axé notre présentation sur le principe de fonctionnement des deux méthodes de commandes, puis on a mis l'accent sur les avantages et les inconvénients de chaque commande.

Le prochain chapitre, sera consacré à la présentation et modélisation des différentes parties de la chaîne de traction.



## **III- MODELISATION DE LA CHAINE DE TRACTION**

### **III.1- Introduction**

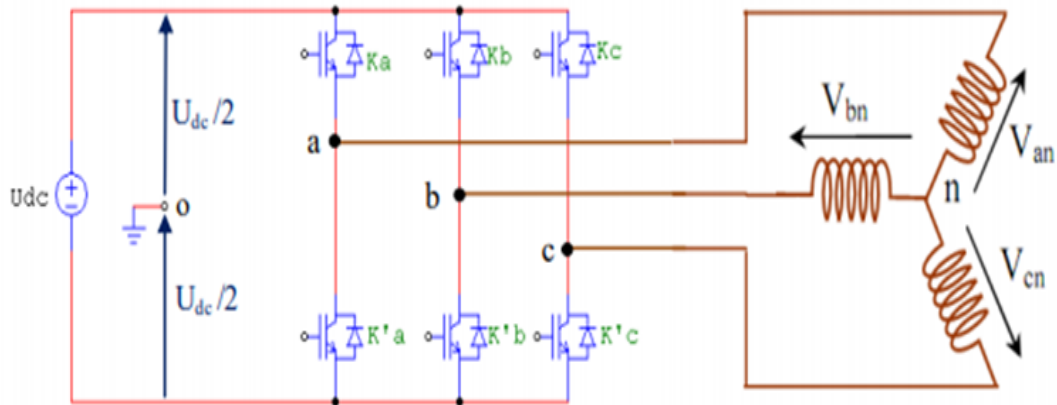
Dans ce chapitre, on présentera dans un premier temps la modélisation classique de la machine asynchrone, cette machine fonctionne en moteur, en utilisant les transformations de Park, en se basant sur les hypothèses simplificatrices pour simplifier les calculs, on cite les propriétés des différents repères et les équations mathématiques (magnétiques et électriques) qui gèrent la machine dans chaque repaire. Et par la suite on passera à la modélisation de l'alimentation de la machine qui sera par un convertisseur statique (onduleur de tension). Puis vers la fin, on termine avec le modèle dynamique du véhicule électrique, traduisant le couple résultant des forces que subit la machine asynchrone.

### **III.2- Modélisation de l'onduleur de tension**

L'onduleur de tension est un convertisseur statique qui permet d'imposer à la machine des ondes de tensions à amplitudes et fréquences réglables, à partir d'un courant continue qui est obtenue d'une batterie, un panneau solaire photovoltaïque ou une pile à combustible. Avec l'apparition de nouveaux interrupteurs de puissance et la mise en œuvre de configuration avec les meilleurs circuits de commutation, des onduleurs très efficaces sont conçue, pour l'alimentation des machines à courant alternatifs [15].

#### **III.2.1- Structure de l'onduleur de tension**

L'onduleur est constitué de trois branches (phases), dont chacune possède deux cellules de commutation qui sont montées en série. Dans ce cas, chaque cellule est assimilable à un interrupteur contrôlable à la fermeture et à l'ouverture. Ces interrupteurs peuvent être des transistors (bipolaire, MOSFET, ou IGBT) associés à leurs diodes tête bêche pour permettre la réversibilité du courant ou des thyristors GTO avec leurs ensemble d'extinction et d'inversion [11].



**Figure III.1 : Structure de l'onduleur de tension.**

Les couples d'interrupteurs  $(K_a K'_a)$ ,  $(K_b K'_b)$ ,  $(K_c K'_c)$  doivent être commandés de manière complémentaire pour assurer la continuité des courants alternatifs dans la charge d'une part et d'éviter le court-circuit de la source d'autre part. Les six diodes antiparallèles sont des diodes de roue libre assurant la protection des transistors. Pour chaque bras, il y'a donc deux états indépendants. Ces deux états peuvent être considérés comme une grandeur booléenne :  $S_{abc} = 1$  : interrupteur du demi-bras haut (a, b ou c) fermé.  $S_{abc} = 0$  : interrupteur du demi-bras bas (a, b ou c) fermé.

### III.2.2- Tension de sortie

La modélisation de l'onduleur nécessite la détermination des tensions de branche  $v_{a0}$ ,  $v_{b0}$  et  $v_{c0}$  mesurées par rapport à la borne négative de la tension continue  $E$  à l'entrée de l'onduleur, et les tensions de phases  $v_{a0}$ ,  $v_{b0}$  et  $v_{c0}$  mesurée par rapport au neutre N [15].

$$V_{a0} = \begin{cases} \frac{U_{dc}}{2}; S_a = 1 \\ -\frac{U_{dc}}{2}; S_a = 0 \end{cases} \quad \rightarrow V_{a0} = K_a \times \frac{U_{dc}}{2} \quad \text{[III.1]}$$

$$V_{b0} = \begin{cases} \frac{U_{dc}}{2}; S_b = 1 \\ -\frac{U_{dc}}{2}; S_b = 0 \end{cases} \quad \rightarrow V_{b0} = K_b \times \frac{U_{dc}}{2} \quad \text{[III.2]}$$

$$V_{c0} = \begin{cases} \frac{U_{dc}}{2}; S_c = 1 \\ -\frac{U_{dc}}{2}; S_c = 0 \end{cases} \quad \rightarrow V_{c0} = K_c \times \frac{U_{dc}}{2} \quad \text{[III.3]}$$

On suppose que les six interrupteurs de l'onduleur sont parfaits, et la charge triphasé est équilibrée, avec la loi des mailles on peut établir les relations suivantes [15]:

$$\mathbf{V}_{an} + \mathbf{V}_{bn} + \mathbf{V}_{cn} = \mathbf{0} \quad \text{[III.4]}$$

Avec :

$$\begin{cases} \mathbf{V}_{0n} = \mathbf{V}_{0a} + \mathbf{V}_{an} \\ \mathbf{V}_{0n} = \mathbf{V}_{0b} + \mathbf{V}_{bn} \\ \mathbf{V}_{0n} = \mathbf{V}_{0c} + \mathbf{V}_{cn} \end{cases} \quad \text{[III.5]}$$

L'addition des trois équations donnera :

$$\mathbf{V}_{0n} = -\frac{1}{3} \times (\mathbf{V}_{a0} + \mathbf{V}_{b0} + \mathbf{V}_{c0}) \quad \text{[III.6]}$$

Sachant que les tensions de charge simple sont les suivantes :

$$\begin{cases} \mathbf{V}_{an} = \mathbf{V}_{0n} + \mathbf{V}_{a0} \\ \mathbf{V}_{bn} = \mathbf{V}_{0n} + \mathbf{V}_{b0} \\ \mathbf{V}_{cn} = \mathbf{V}_{0n} + \mathbf{V}_{c0} \end{cases} \quad \text{[III.7]}$$

On remplacera  $V_{0n}$  par sa valeur précédente pour l'obtention de  $V_{an}$ ,  $V_{bn}$  et  $V_{cn}$ . Au finale nous obtenons :

$$\begin{cases} \mathbf{V}_{an} = \frac{1}{3} \times (2 \times \mathbf{V}_{a0} - \mathbf{V}_{b0} - \mathbf{V}_{c0}) \\ \mathbf{V}_{cn} = \frac{1}{3} \times (-\mathbf{V}_{a0} + 2 \times \mathbf{V}_{b0} - \mathbf{V}_{c0}) \\ \mathbf{V}_{bn} = \frac{1}{3} \times (-\mathbf{V}_{a0} - \mathbf{V}_{b0} + 2 \times \mathbf{V}_{c0}) \end{cases} \quad \text{[III.8]}$$

En introduisant, comme variable,  $K_b$  qui prendra la valeur de +1 pour la fermeture et -1 pour l'ouverture, on obtient :

$$\begin{bmatrix} \mathbf{V}_{an} \\ \mathbf{V}_{bn} \\ \mathbf{V}_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \times \frac{U_{dc}}{2} \times \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} \mathbf{K}_a \\ \mathbf{K}_b \\ \mathbf{K}_c \end{bmatrix} \quad \text{[III.9]}$$

### III.2.3- Principe de commande de l'onduleur

Le principe de la stratégie de commande de l'onduleur est basé sur le réglage des durées d'ouverture et de fermeture des interrupteurs. Si les commandes sont des tensions, l'onduleur est commandé par la technique de commande MLI (triangulo-sinusoïdale) ou (MLI vectorielle) qui permet de définir les instants de commande des interrupteurs. Si n'est pas le cas, les commandes sont les courants, on utilise un comparateur à hystérésis [12].

### III.2.3.1- La commande MLI vectorielle

C'est la méthode la mieux adaptée au contrôle des moteurs alternatifs, ou un vecteur tension de contrôle  $v_{ref}$  est calculé et approché sur une période de modulation  $T_m$  par un vecteur tension moyenne [4].

Le vecteur  $v_{ref}$  est défini en coordonnées cartésiennes (référence correspondant à la transformation de Concordia) par [4]:

$$\vec{v}_{ref} = v_{\alpha} + v_{\beta} \quad \text{[III.10]}$$

Comme les six interrupteurs de l'onduleur de tension donnent 8 combinaisons possibles de commutations, le vecteur de tension  $\vec{v}_{ref}$  peut avoir également huit positions dont deux positions sont des vecteurs nuls qui correspondent à la fermeture des trois interrupteurs en haut ou celles d'en bas [15].

Les six autres positions donnent des vecteurs de tensions actifs (non nul), d'amplitude  $\frac{2}{3}U_{dc}$  et déphasés de  $\frac{\pi}{3}$ . [15]

$$\mathbf{V} = \frac{2}{3}U_{dc} \left( \mathbf{S}_a + \mathbf{S}_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + \mathbf{S}_c e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) \quad \text{[III.11]}$$

Appliqué à l'onduleur de tension, ce vecteur tournant de tension décrit les fondamentaux des tensions de sortie [15].

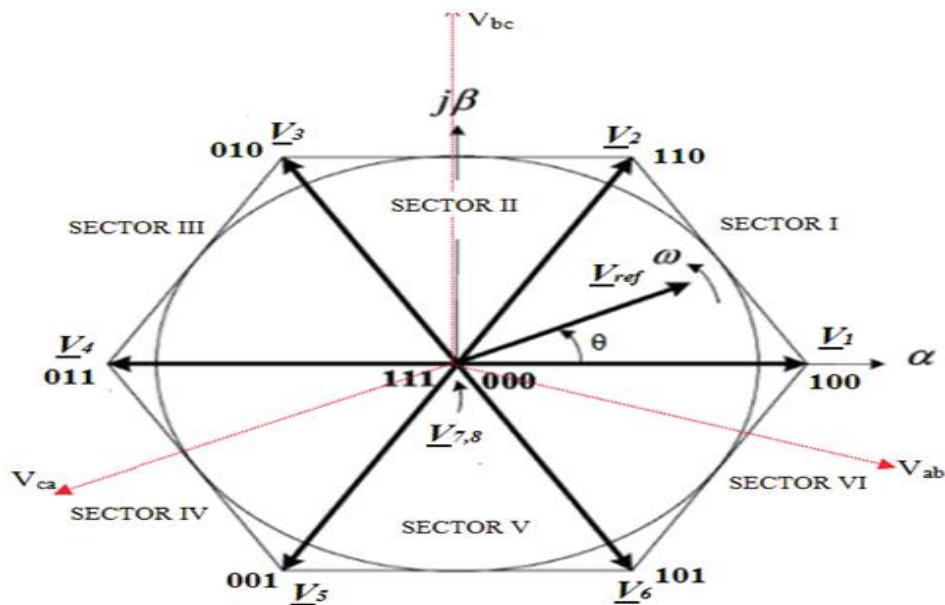


Figure III.2 : Représentation des états de l'onduleur dans le repère  $(\alpha\beta)$ .

Le tableau suivant résume les vecteurs de tensions correspondant aux différents états des interrupteurs de l'onduleur [15].

Signal des grilles			Tensions de sortie			Vecteur de tension
$S_a$	$S_b$	$S_c$	$v_{an}$	$v_{bn}$	$v_{cn}$	$\vec{V}$
0	0	0	0	0	0	$V_0 = 0$
1	0	0	$\frac{2}{3}U_{dc}$	$-\frac{1}{3}U_{dc}$	$-\frac{1}{3}U_{dc}$	$V_1 = \frac{2}{3}U_{dc}$
1	1	0	$\frac{1}{3}U_{dc}$	$\frac{1}{3}U_{dc}$	$-\frac{2}{3}U_{dc}$	$V_2 = \frac{2}{3}U_{dc}e^{j\frac{\pi}{3}}$
0	1	0	$-\frac{1}{3}U_{dc}$	$\frac{2}{3}U_{dc}$	$-\frac{1}{3}U_{dc}$	$V_3 = \frac{2}{3}U_{dc}e^{j\frac{2\pi}{3}}$
0	1	1	$-\frac{2}{3}U_{dc}$	$\frac{1}{3}U_{dc}$	$\frac{1}{3}U_{dc}$	$V_4 = -\frac{2}{3}U_{dc}$
0	0	1	$-\frac{1}{3}U_{dc}$	$-\frac{1}{3}U_{dc}$	$\frac{2}{3}U_{dc}$	$V_5 = \frac{2}{3}U_{dc}e^{j\frac{4\pi}{3}}$
1	0	1	$\frac{1}{3}U_{dc}$	$-\frac{2}{3}U_{dc}$	$\frac{1}{3}U_{dc}$	$V_6 = \frac{2}{3}U_{dc}e^{j\frac{5\pi}{3}}$
1	1	1	0	0	0	$V_7 = 0$

Tableau III-1 : Etats des commutations de l'onduleur de tension [15].

### III.3- Modélisation de la machine asynchrone

#### III.3.1- Hypothèses simplificatrices

L'analyse analytique du comportement de la machines asynchrone fait appel à des équations très complexes, pour cause de non linéarité électrique et magnétique. De ce fait il est nécessaire de s'appuyer sur un certains nombres d'hypothèses simplificatrices qui sont les suivantes :

- ✚ L'entrefer est constant, et l'effet de l'encochage est négligé.
- ✚ On néglige les phénomènes de saturation, ce qui permet de considérer le flux magnétique comme fonction linéaire des courants.

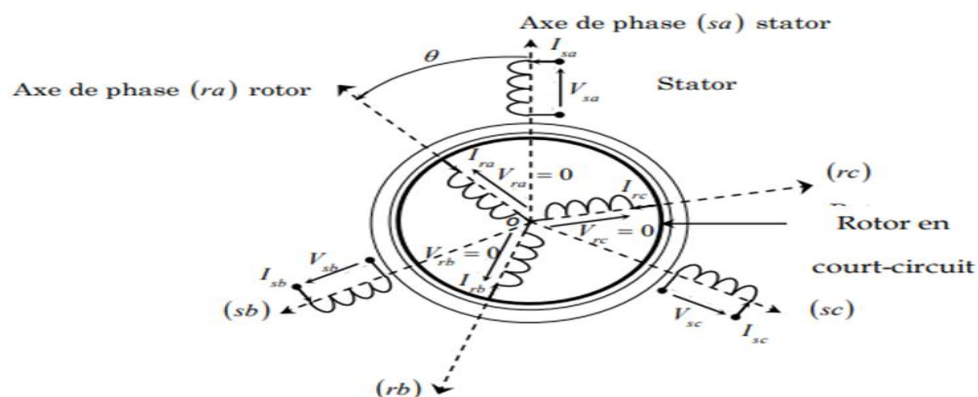
- ✚ L'effet de peau ainsi que la variation des résistances des enroulements avec la température ne sont pas pris en compte.
- ✚ On admet que la répartition de l'induction dans l'entrefer est sinusoïdale.
- ✚ Machine de construction symétrique.
- ✚ Ces choix signifient que :
  - ✚ Les flux deviennent additifs.
  - ✚ Les inductances propres sont constantes.
  - ✚ Variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre enroulement statorique et rotorique en fonction de l'angle électrique de leur axe magnétique [11].

### III.3.2- Modélisation de la MAS dans le plan triphasé abc

#### III.3.2.1-Modèle mathématique du moteur asynchrone triphasé

Le modèle mathématique, dans un premier temps permet d'observer les différentes évolutions des grandeurs électromécaniques, et dans un second temps, avoir la possibilité de prévoir le contrôle nécessaire pour pallier aux différents problèmes qui accompagnent les opérations de variation de charge et de vitesse [12].

Les enroulements des trois phases statoriques et des trois phases rotoriques dans l'espace peuvent être représentés, comme indiqué sur la Figure III.3, avec les phases rotoriques sont court-circuitées sur elles-mêmes.  $\theta$  Est l'angle électrique entre l'axe de la phase statorique et la phase rotorique [12].



**Figure III.3 : Présentation des axes statorique et rotorique**

Selon la loi de Faraday :

$$\mathbf{V} = \mathbf{R} \cdot \mathbf{I} + \frac{d\phi}{dt} \quad \text{[III.12]}$$

Sachant que :

$[\mathbf{V}_{ABC}] = [V_A \ V_B \ V_C]^T$  : Le vecteur des tensions appliquées aux trois phases statoriques.

$[\mathbf{V}_{abc}] = [V_a \ V_b \ V_c]^T$  : Le vecteur des tensions appliquées aux trois phases rotoriques.

$[\phi_{ABC}] = [\phi_A \ \phi_B \ \phi_C]^T$  : Le vecteur des flux totaux statoriques à travers ces enroulements.

$[\phi_{abc}] = [\phi_a \ \phi_b \ \phi_c]^T$  : Le vecteur des flux totaux rotoriques à travers ces enroulements.

$[\mathbf{i}_{ABC}] = [i_A \ i_B \ i_C]^T$  : Le vecteur des courants statoriques qui traversent celle-ci.

$[\mathbf{i}_{abc}] = [i_a \ i_b \ i_c]^T$  : Le vecteur des courants rotoriques qui traversent celle-ci.

$R_s$  et  $R_r$  : Désignent les résistances par phase du stator et du rotor.

$[\mathbf{L}_S]$  : Matrice d'inductance statorique définie par :

$$[\mathbf{L}_S] = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{AA} & \mathbf{I}_{AB} & \mathbf{I}_{AC} \\ \mathbf{I}_{BA} & \mathbf{I}_{BB} & \mathbf{I}_{BC} \\ \mathbf{I}_{CA} & \mathbf{I}_{CB} & \mathbf{I}_{CC} \end{bmatrix} \quad \text{[III.13]}$$

$[\mathbf{L}_r]$  : Matrice d'inductance rotorique définie par :

$$[\mathbf{L}_r] = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{aa} & \mathbf{I}_{ab} & \mathbf{I}_{ac} \\ \mathbf{I}_{ba} & \mathbf{I}_{bb} & \mathbf{I}_{bc} \\ \mathbf{I}_{ca} & \mathbf{I}_{cb} & \mathbf{I}_{cc} \end{bmatrix} \quad \text{[III.14]}$$

$[\mathbf{M}]$  : Matrice d'inductance mutuelle stator-rotor qu'on peut exprimer ainsi

:

$$[\mathbf{M}] = \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos \theta \end{bmatrix} \quad \text{[III.15]}$$



### III.3.3- Equations des tensions d'un moteur asynchrone

Avec les hypothèses précédentes, les équations des tensions des trois phases statoriques et des trois phases rotoriques s'écrivent [12] :

Au stator :

$$[\mathbf{V}_{ABC}] = \mathbf{R}_s \cdot [\mathbf{i}_{ABC}] + \frac{d}{dt} [\boldsymbol{\phi}_{ABC}] \quad \text{[III.16]}$$

Au rotor :

$$[\mathbf{V}_{abc}] = \mathbf{R}_r \cdot [\mathbf{i}_{abc}] + \frac{d}{dt} [\boldsymbol{\phi}_{abc}] \quad \text{[III.17]}$$

### III.3.4- Equations des flux d'un moteur asynchrone

Au stator :

$$[\boldsymbol{\phi}_{ABC}] = [\mathbf{L}_s][\mathbf{i}_{ABC}] + [\mathbf{M}][\mathbf{i}_{abc}] \quad \text{[III.18]}$$

Au rotor :

$$[\boldsymbol{\phi}_{abc}] = [\mathbf{L}_r][\mathbf{i}_{abc}] + [\mathbf{M}][\mathbf{i}_{ABC}] \quad \text{[III.19]}$$

### III.3.5- Application de la transformation de Park à un moteur asynchrone triphasée

La transformation de Park est constituée d'une transformation triphasée-diphase suivie d'une rotation. Elle permet de passer du repère abc vers le repère  $\alpha\beta$  puis vers le repère dq. Le repère  $\alpha\beta$  est toujours fixe par rapport au repère abc Figure III.4 , par contre le repère dq est mobile. Il forme avec le repère fixe  $\alpha\beta$  un angle qui est appelé l'angle de la transformation de Park ou angle de Park [12] .

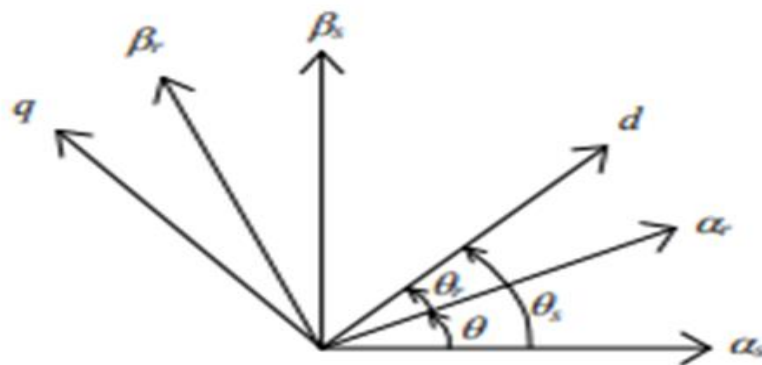


Figure III.4 : Transformation de Park.

Le passage des grandeurs réelles aux grandeurs équivalentes se fait de la même façon pour les tensions, courants et flux se fait comme suit [12] :

$$\begin{bmatrix} \mathbf{x}_d \\ \mathbf{x}_q \\ \mathbf{x}_0 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & \cos(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_s) & -\sin(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{X}_a \\ \mathbf{X}_b \\ \mathbf{X}_c \end{bmatrix} = [\mathbf{p}\theta_s] \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{X}_a \\ \mathbf{X}_b \\ \mathbf{X}_c \end{bmatrix} \quad \text{[III.20]}$$

$$\begin{bmatrix} \mathbf{x}_a \\ \mathbf{x}_b \\ \mathbf{x}_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & -\sin(\theta_s) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{X}_d \\ \mathbf{X}_q \\ \mathbf{X}_0 \end{bmatrix} = [\mathbf{p}^{-1}\theta_s] \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{X}_d \\ \mathbf{X}_q \\ \mathbf{X}_0 \end{bmatrix} \quad \text{[III.21]}$$

Lorsque  $\theta_s = 0$ , c'est-à-dire le système d'axe triphasé est immobile par rapport aux systèmes d'axe biphasé, la transformation Park porte le nom de la transformation de Concordia [T] pour la conservation des puissances, et la transformation de Clarke [C] pour la conservation des amplitudes [15].

Les matrices de passage direct et indirect sont respectivement [15] :

$$[\mathbf{T}] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \mathbf{1} & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ \mathbf{0} & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}; \quad [\mathbf{T}]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \mathbf{1} & \mathbf{0} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad \text{[III.22]}$$

$$[\mathbf{C}] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \mathbf{1} & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ \mathbf{0} & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}; \quad [\mathbf{C}]^{-1} = \begin{bmatrix} \mathbf{1} & \mathbf{0} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad \text{[III.23]}$$

Ces transformations seront utilisées dans le contrôle direct du couple de la machine asynchrone. Dans le système  $(\alpha \beta)$  on a toujours des grandeurs électriques alternatives, mais les équations de la machine asynchrone sont fortement simplifiées [15].

La transformation de Concordia  $(\alpha \beta)$  peut également être obtenue à partir des composantes de Park  $(d q)$ , et en faisant une rotation de l'angle  $\theta_s$ . Le passage des composantes de Park à celles de Concordia se fait par [12] :

$$\begin{bmatrix} \mathbf{X}_\alpha \\ \mathbf{X}_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_s & -\sin \theta_s \\ \sin \theta_s & \cos \theta_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{X}_d \\ \mathbf{X}_q \end{bmatrix} \quad \text{[III.24]}$$

On définit également la matrice inverse :

$$\begin{bmatrix} \mathbf{X}_d \\ \mathbf{X}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_s & \sin \theta_s \\ -\sin \theta_s & \cos \theta_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{X}_\alpha \\ \mathbf{X}_\beta \end{bmatrix} \quad [\text{III.25}]$$

### III.3.6- Equations électriques de la machine asynchrone dans le Repère de Park

Le modèle de la machine asynchrone triphasé dans le référentiel de Park [12]:

#### III.3.6.1- Equations des tensions

Au stator :

$$\begin{cases} \mathbf{V}_{sd} = \mathbf{R}_s \mathbf{i}_{sd} + \frac{d\phi_{sd}}{dt} - \omega_s \phi_{sq} \\ \mathbf{V}_{sq} = \mathbf{R}_s \mathbf{i}_{sq} + \frac{d\phi_{sq}}{dt} - \omega_s \phi_{sd} \\ \mathbf{V}_{s0} = \mathbf{R}_s \mathbf{i}_{s0} + \frac{d\phi_{s0}}{dt} \end{cases} \quad [\text{III.26}]$$

Au rotor :

Le rotor tourne à la vitesse  $\omega_r$ , les axes ( $d$   $q$ ) fixes sur le rotor, se déplacent à la vitesse  $(\omega_s - \omega_r)$  relativement au référentiel tournant synchrone [12].

$$\begin{cases} \mathbf{V}_{rd} = \mathbf{R}_r \mathbf{i}_{rd} + \frac{d\phi_{rd}}{dt} - (\omega_s - \omega_r) \phi_{rq} \\ \mathbf{V}_{rq} = \mathbf{R}_r \mathbf{i}_{rq} + \frac{d\phi_{rq}}{dt} - (\omega_s - \omega_r) \phi_{rd} \\ \mathbf{V}_{r0} = \mathbf{R}_r \mathbf{i}_{r0} + \frac{d\phi_{r0}}{dt} \end{cases} \quad [\text{III.27}]$$

$\omega_r$  : Vitesse de rotation de l'arbre du moteur.

#### III.3.6.2- Equations des flux

$$\begin{cases} \phi_{sd} = \mathbf{L}_s \mathbf{i}_{sd} + \mathbf{M} \mathbf{i}_{rd} \\ \phi_{sq} = \mathbf{L}_s \mathbf{i}_{sq} + \mathbf{M} \mathbf{i}_{rq} \\ \phi_{rd} = \mathbf{L}_r \mathbf{i}_{rd} + \mathbf{M} \mathbf{i}_{sd} \\ \phi_{rq} = \mathbf{L}_r \mathbf{i}_{rq} + \mathbf{M} \mathbf{i}_{sq} \end{cases} \quad [\text{III.28}]$$

Avec :

$$\begin{cases} \mathbf{L}_s = \mathbf{L}_{AA} - \mathbf{L}_{AB} \\ \mathbf{L}_r = \mathbf{L}_{aa} - \mathbf{L}_{ab} \\ \mathbf{M} = \frac{3}{2} \mathbf{m}_{sr} \end{cases} \quad [\text{III.29}]$$

### III.3.6.3- Equations du couple

$$\left\{ \begin{array}{l} C_{em} = p \cdot (\Phi_{rq} i_{rd} - \Phi_{rd} i_{rq}) \\ C_{em} = p \cdot \frac{M}{L} \cdot (\Phi_{sq} i_{rd} - \Phi_{sd} i_{rq}) \\ C_{em} = p \cdot M \cdot (i_{sq} i_{rd} - i_{sd} i_{rq}) \\ C_{em} = p \cdot \frac{M}{L} \cdot (\Phi_{rd} i_{sq} - \Phi_{rq} i_{sd}) \\ C_{em} = p \cdot \left( \frac{1-\sigma}{\sigma \cdot M} \right) \cdot (\Phi_{rd} \Phi_{sq} - \Phi_{rq} \Phi_{sd}) \end{array} \right. \quad \text{[III.30]}$$

Avec  $\sigma$ , coefficient de dispersion de Blondel [12] :

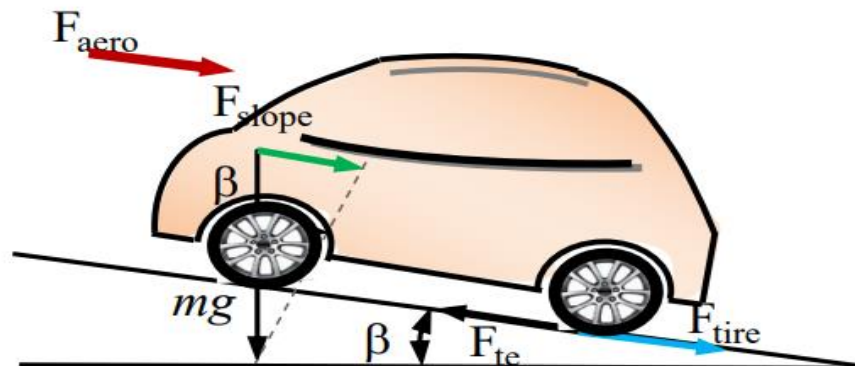
$$\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r} \quad \text{[III.31]}$$

## III.4- Modélisation du véhicule électrique

Le véhicule électrique « VE » est une automobile tractée par une motorisation électrique alimentée par une batterie d'accumulateurs, et souvent considérée comme une innovation contemporaine. Cantonnée à un statut d'objet d'avenir [21].

Pour pouvoir modéliser un véhicule électrique, il est nécessaire de déterminer l'équilibre des forces appliquées au véhicule. Les équations utilisées sont directement issues de la mécanique et de l'aérodynamique [15].

Dans notre travail, on se focalise sur l'aspect charge du véhicule. Et on modélise les différentes forces subies par ce dernier lorsqu'il se déplace sur une pente, comme illustré sur la Figure III.5 .



**Figure III.5 : Représentation des forces agissant sur le véhicule électrique de masse  $m$  se déplaçant sur une pente**

### III.4.1- Force de résistance au roulement ( $F_{\text{tire}}$ )

La force de roulement agit au niveau des pneus et s'oppose au mouvement libre du véhicule. Elle est causée par la déformation des pneus sur la chaussée qui engendre une résistance au roulement. Cette force agit dans le sens opposé du déplacement du véhicule, et elle est directement proportionnelle à la masse [15].

Elle est donnée par la relation :

$$F_{\text{tire}} = m g f_{\text{ro}} \cos(\beta) \quad [\text{III.32}]$$

### III.4.2- Force résistante à la pénétration dans l'air ( $F_{\text{aero}}$ )

La force résistante à la pénétration dans l'air, est la résistance que l'air exerce sur un véhicule en mouvement. Dont la vitesse est le facteur explicatif le plus important,  $F_{\text{aero}}$  est proportionnelle au carré de la vitesse.

Son expression est [15] :

$$F_{\text{aero}} = \frac{1}{2} \rho_{\text{air}} A_f C_d V_e^2 \quad [\text{III.33}]$$

### III.4.3- Force résistante due à la pente à gravir ( $F_{\text{slope}}$ )

La force de gravité agit de façon directe sur le véhicule dans les pentes, et elle est proportionnelle à la masse  $m$  du véhicule. Son expression est donnée par la relation qui suit [15]:

$$F_{\text{slop}} = m g \sin(\beta) \quad [\text{III.34}]$$

Avec :

$m$  : La masse totale du véhicule en  $Kg$ .

$g$  : La gravité en  $\frac{m}{s^2}$ .

$f_{\text{ro}}$  : Constante de la force de résistance due au déplacement.

$\beta$  : L'angle de pente de la route en  $rad$ .

$V_e$  : La vitesse du véhicule en  $\frac{m}{s}$ .

$\rho_{\text{air}}$  : La densité de l'air en  $\frac{Kg}{m^3}$ .

$A_f$  : La surface frontale du véhicule en  $m^2$ .

$C_d$  : Le coefficient de traînée aérodynamique.

#### III.4.4- Force résistive totale $F_r$

La force résistive totale est donnée par la formule suivante [15]:

$$F_r = F_{\text{tire}} + F_{\text{aero}} + F_{\text{slope}} \quad \text{[III.35]}$$

#### III.4.5- Force de traction $F$

En mouvement le moteur électrique assure une force de traction  $F$ , et d'après le principe fondamental de la dynamique, l'équation du mouvement devient [15]:

$$m \frac{dv_e}{dt} = F_r - F_{\text{tire}} = \text{accélération} \quad \text{[III.36]}$$

D'après l'équation on peut déduire que si l'accélération est positive le véhicule accélère, ou bien décélère dans le cas contraire. Par contre dans le cas où l'accélération est nulle, le véhicule est soit à l'arrêt ou bien garde une vitesse constante [15].

#### III.4.6- Puissance mécanique $P_v$

La puissance mécanique du véhicule électrique est donnée par l'équation suivante [15]:

$$P_v = F_r \times V_e \quad \text{[III.37]}$$

#### III.4.7- Couple de charge $T_r$

Le couple de charge est déduit de la puissance mécanique comme le montre l'équation suivante [15] :

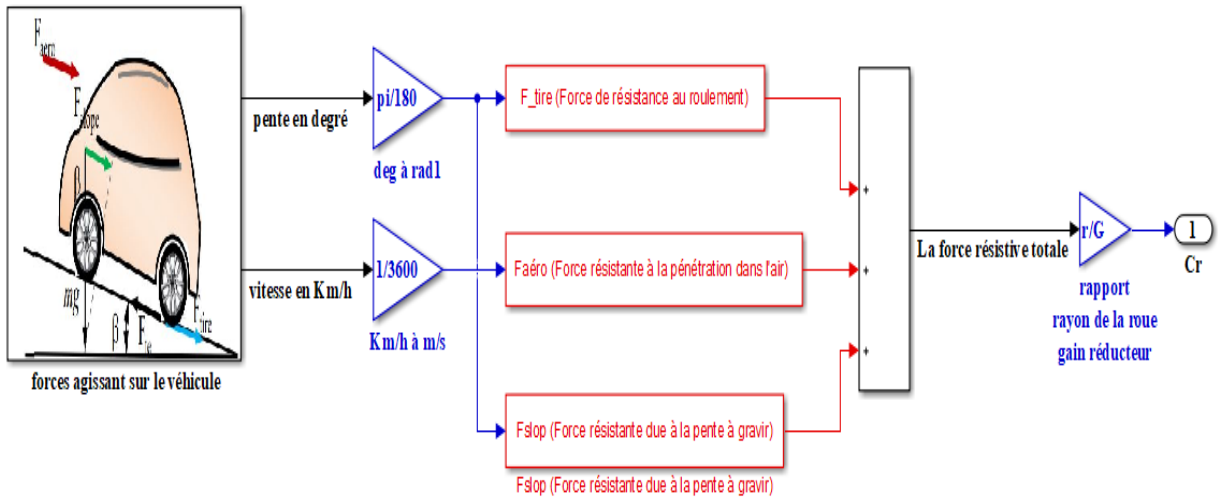
$$T_r = P_v \times \frac{r}{G} \quad \text{[III.38]}$$

Avec :

$r$  : Le rayon de la roue

$G$  : Le gain du réducteur qui relie le moteur à l'axe.

### III.4.8- Schéma de la dynamique du véhicule électrique



**Figure III.6 : Schéma de la dynamique du véhicule électrique.**

Ce modèle aérodynamique du véhicule, représente les principales forces mécaniques exercées sur le véhicule, le couple de charge  $T_r$  sera appliqué à la machine asynchrone [15].

### III.5- Conclusion

Dans ce chapitre, on a modélisé l'ensemble machine-onduleur. En utilisant la transformation de Park, le modèle dynamique du moteur asynchrone devient plus simple. Les équations obtenues par la transformation de Clarke engendrent des phénomènes identiques aux phénomènes liés à la machine à courant continu à excitation séparée, ce qui confirme l'analogie entre les deux modèles.

Tout comme on a modélisé l'onduleur de tension triphasée qui va être associé à la machine asynchrone pour élaborer les différentes techniques pour la commande. Et nous avons établi un modèle mathématique du véhicule électrique dont la complexité a été réduite en utilisant un certains nombres d'hypothèses simplificatrices

Le chapitre suivant sera consacré à des résultats de simulation dans le cas de la commande directe du couple (DTC) et dans le cas de contrôle par logique floue.

## **IV-RESULTATS DE SIMULATION**



## IV.1- Introduction

Ce chapitre va traiter les résultats obtenus pour la commande directe du couple (DTC), ainsi que la commande DTC par logique floue, et présenter des interprétations et des commentaires en vue de compléter l'analyse de ses deux commandes. Et d'un point de vue robustesse, nous allons comparer entre les deux, pour arriver à déduire laquelle correspond le mieux à l'utilisation automobile. Plusieurs tests seront effectués avec les mêmes paramètres de simulation, qui seront initiés en début du chapitre dans les tableaux suivants.

Paramètres	Symboles	Valeurs
Puissance	$P_u$	<b>3kw</b>
Nombre de paire de pole	$P$	<b>2</b>
Résistance Statorique	$R_s$	<b>1.76 <math>\Omega</math></b>
Résistance Rotorique	$R_r$	<b>1.95 <math>\Omega</math></b>
Inductance Mutuelle	$M$	<b>0.183 H</b>
Inductance Statorique et Rotorique	$L_s = L_r$	<b>0.194 H</b>
Moment Inertie	$J$	<b>0.02 kg.m<sup>2</sup></b>
Frottement	$f$	<b>0.0001 N.M.S<sup>2</sup></b>

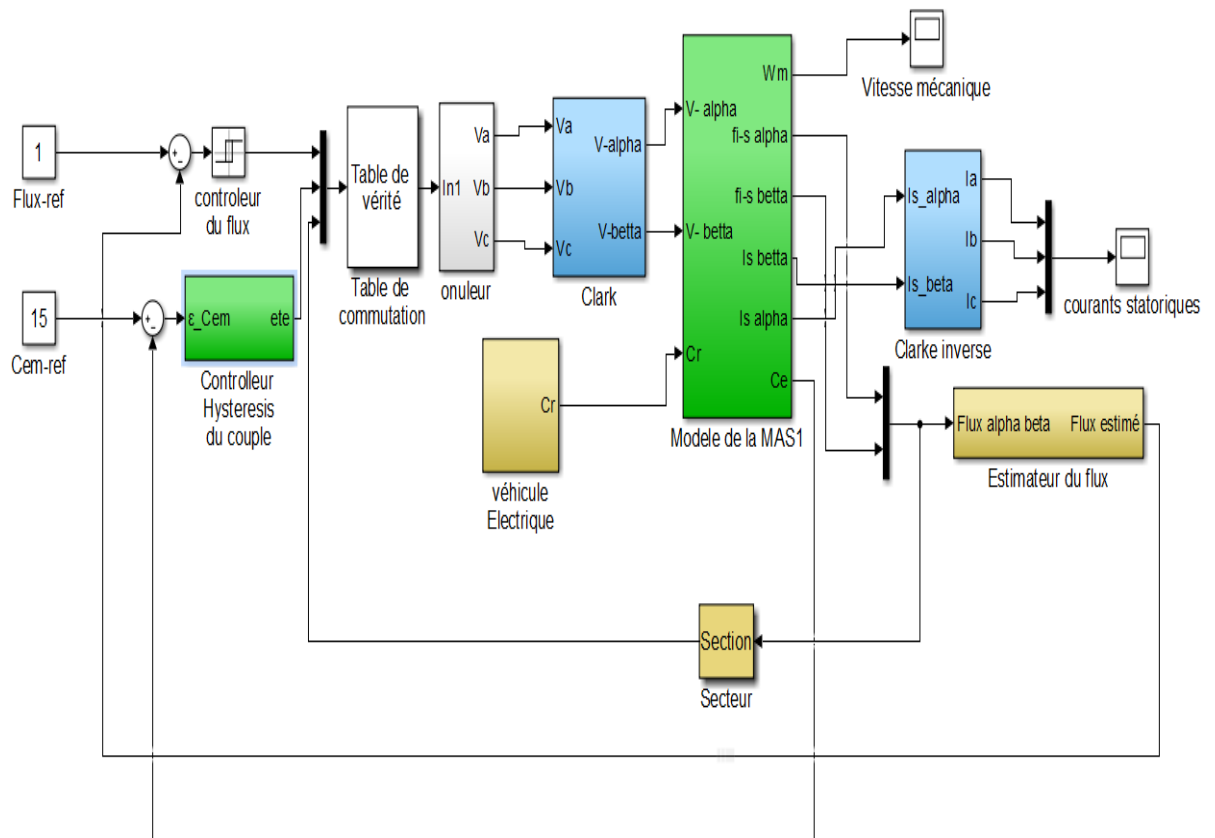
**Tableau IV-1 : Paramètres de la Machine asynchrone triphasée [15].**

Paramètres	Symboles	Valeurs
Masse du véhicule	$m$	<b>1300 KG</b>
Rayon de la roue	$r$	<b>0.32 m</b>
Surface frontale du véhicule	$A_f$	<b>2.6m<sup>2</sup></b>
Constante de la force de résistance due au déplacement	$f_{ro}$	<b>0.01</b>
Densité de l'aire	$\rho_{air}$	<b>1.2kg/m<sup>3</sup></b>
Coefficient de trainée aérodynamique	$C_d$	<b>0.32</b>

**Tableau IV-2 : Paramètres du véhicule électrique [15].**

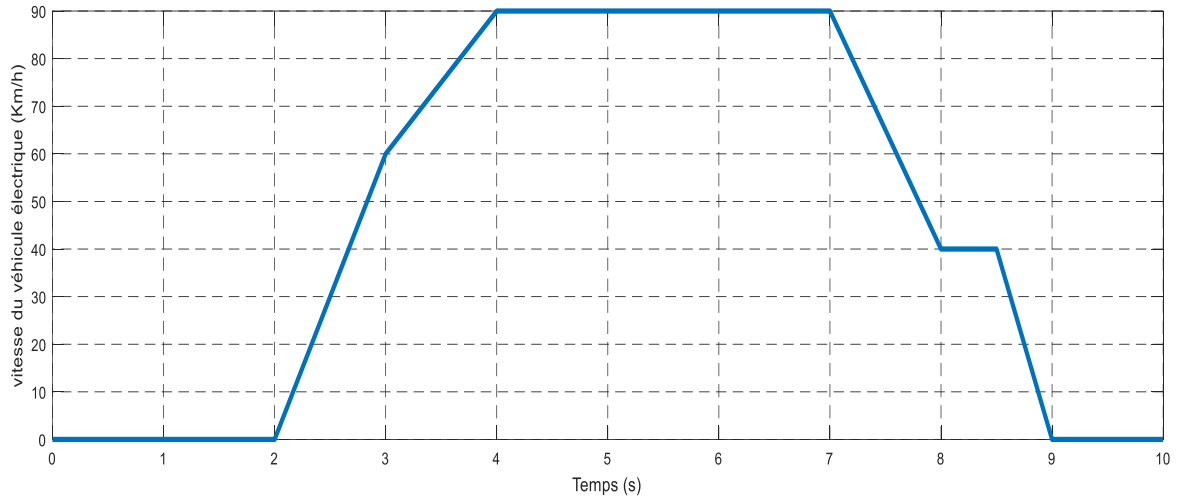
## IV.2- Simulation de la commande directe du couple appliquée au véhicule électrique

Afin de mettre en œuvre la commande directe du couple appliquée à une chaîne de traction, un modèle de simulation a été élaborée avec **MATLAB/SIMULINK** comme représenté dans la figure suivante.



**Figure IV.1 : Schéma bloc de la DTC sous MATLAB/SIMULINK.**

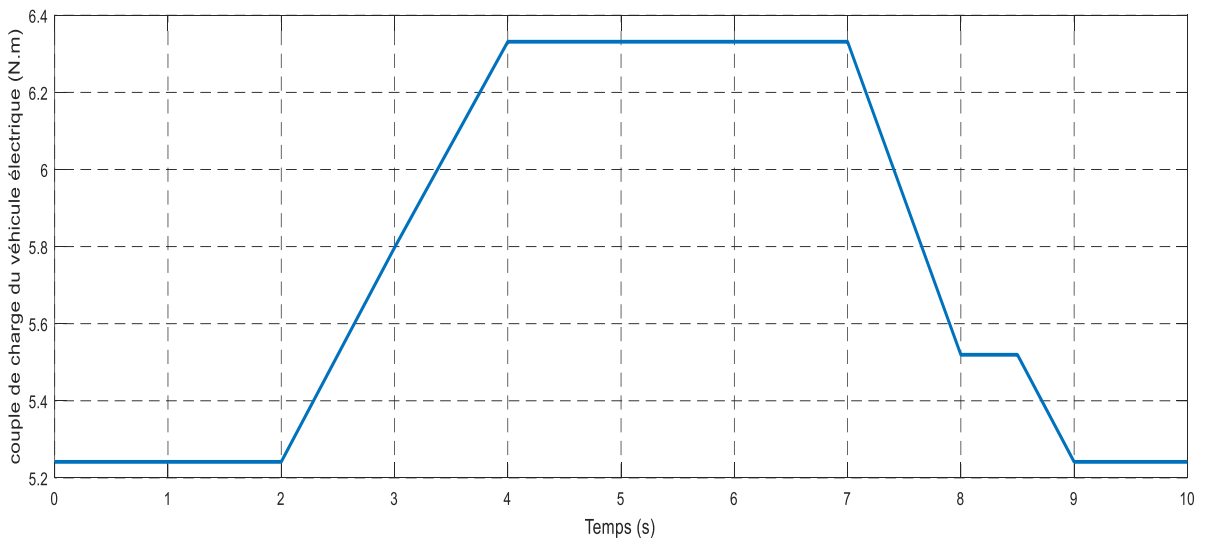
Le schéma de la Figure IV.1 comprend le modèle dynamique du véhicule électrique et la commande directe du couple, ainsi qu'un modèle biphasé de la machine asynchrone, alimentée par un onduleur triphasé à deux niveaux avec une tension de bus continu fixée à 400V .



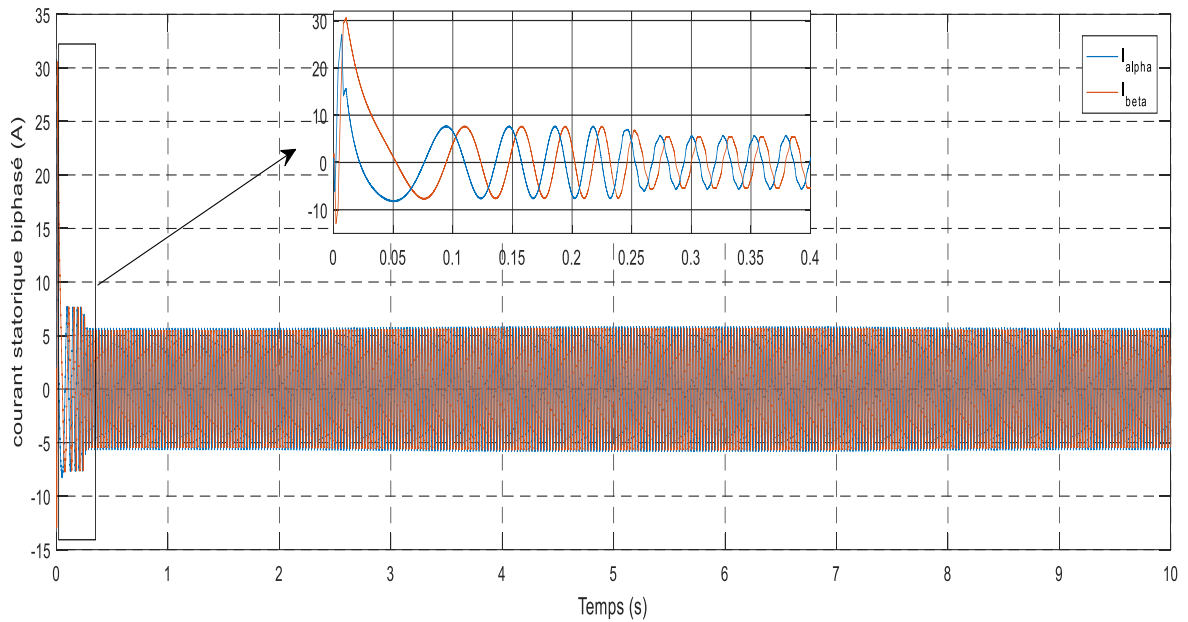
**Figure IV.2 : Profil de la vitesse du véhicule électrique.**

La Figure IV.2 illustre le profil de la vitesse du véhicule électrique. La vitesse augmente progressivement à partir de l'instant  $t = 2s$  pour atteindre la valeur de  $90km/h$ , puis elle diminue à partir de l'instant  $t = 7s$ , ensuite vers  $t = 8s$  elle reste constante pendant un court instant puis diminue à nouveau. La vitesse s'annule lorsque  $t = 9s$ .

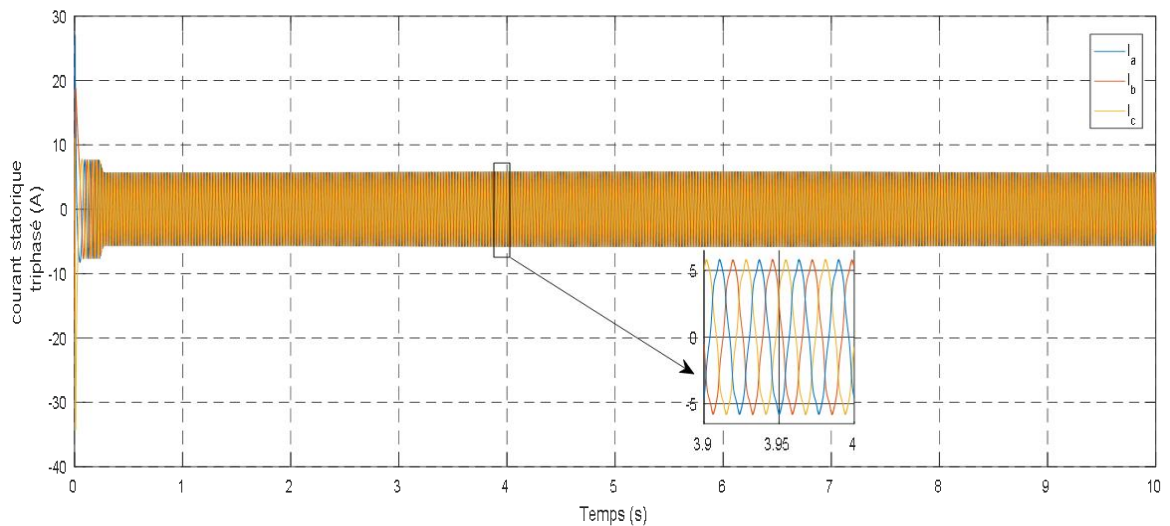
Comme on peut le voir sur la Figure IV.3, le couple de charge varie et suit l'allure de la vitesse du véhicule imposée.



**Figure IV.3 : Profil du couple de charge du véhicule électrique.**

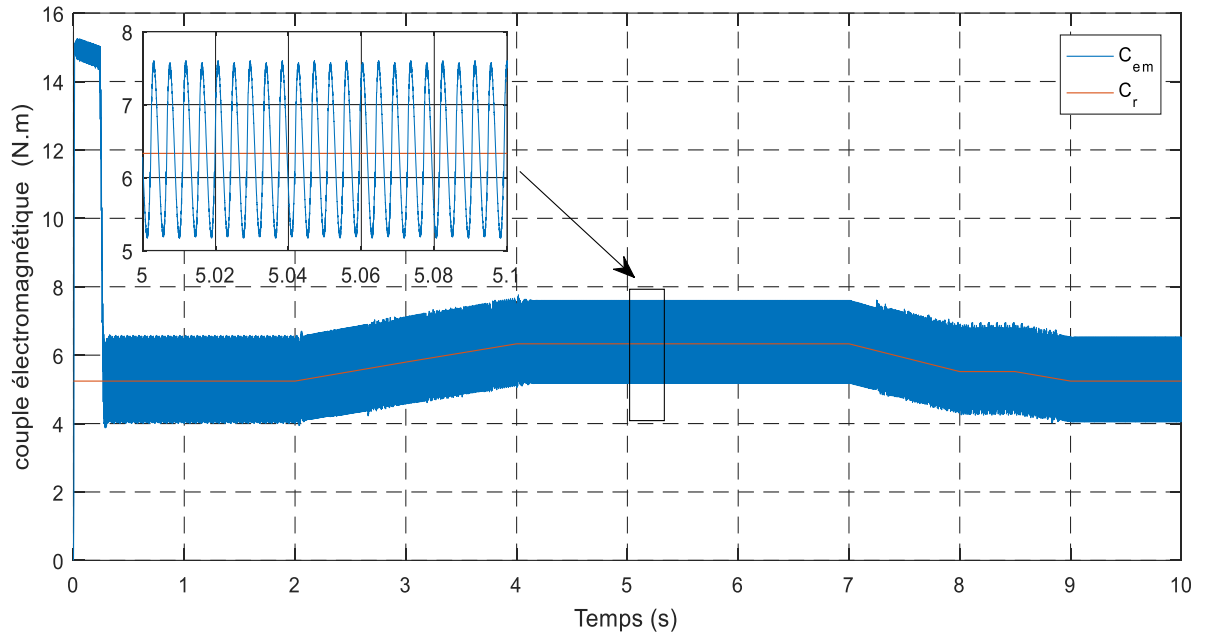


**Figure IV.4 : Allure du courant statorique dans le repère biphasé.**



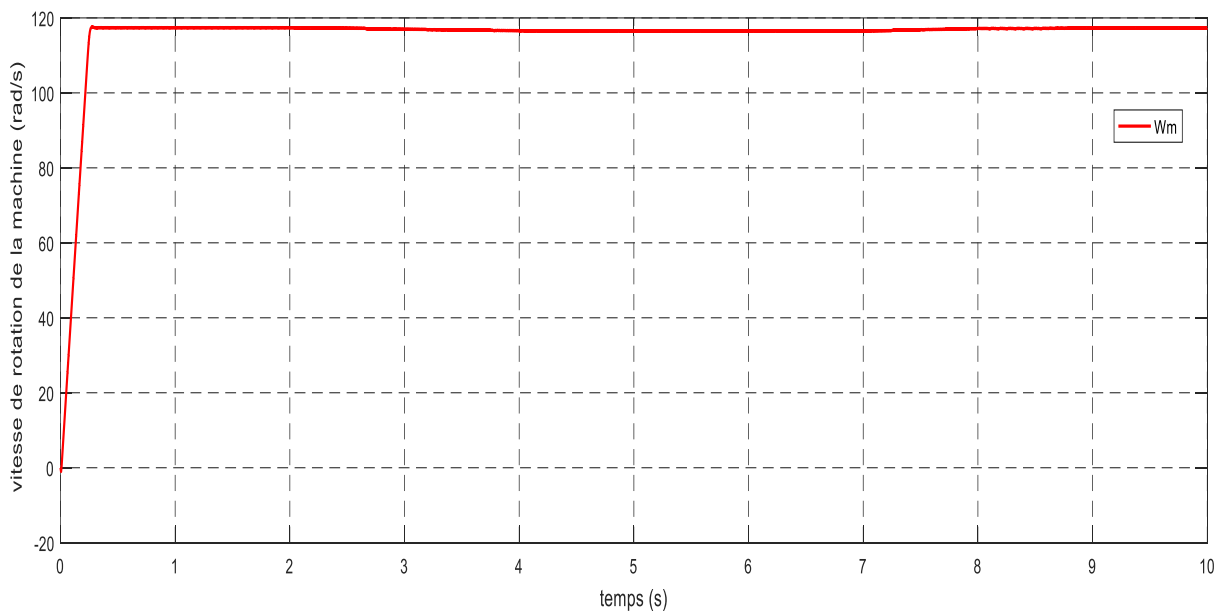
**Figure IV.5 : Allure du courant statorique dans le repère triphasé**

La Figure IV.4 et la Figure IV.5 montre clairement la forme sinusoïdale des courant absorbé par la machine asynchrone, et on distingue un fort appel du courant qui suit le profil de la vitesse ou ce dernier augmente avec l'augmentation du couple.



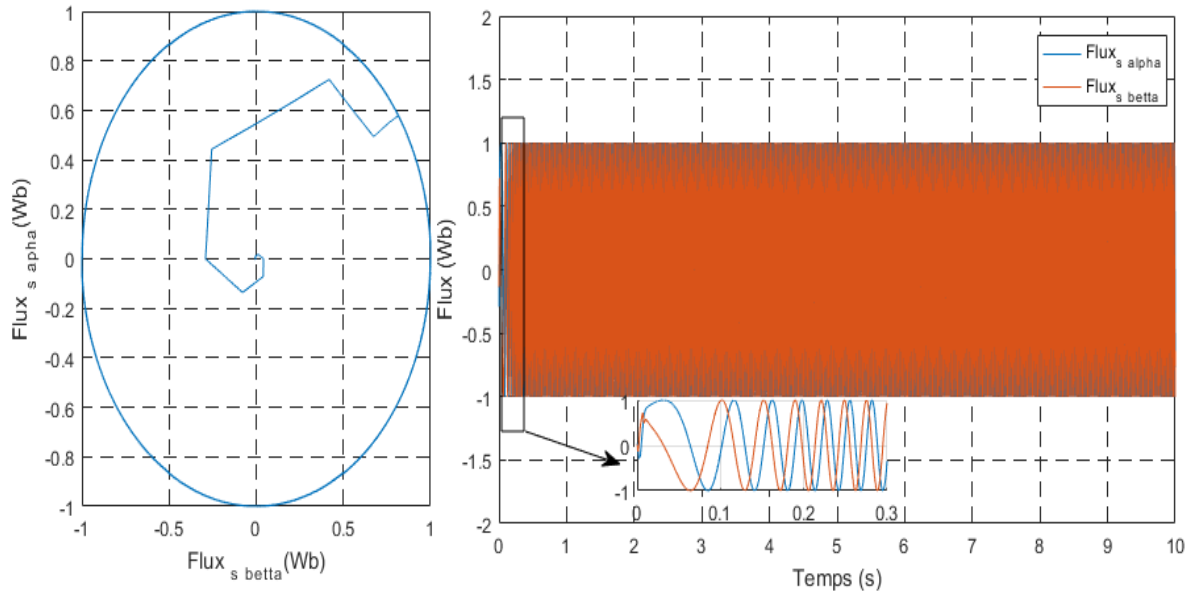
**Figure IV.6 : Allure du couple électromagnétique et du couple de charge.**

A partir de la Figure IV.6 on peut voir que le couple électromagnétique suit bien le couple de charge.



**Figure IV.7 : Allure de la vitesse de rotation de la machine électrique**

Dans la Figure IV.7 on remarque que la vitesse de rotation de la machine diminue avec l'augmentation du couple de charge, ceci est dû à l'absence d'une boucle pour la régulation de la vitesse.

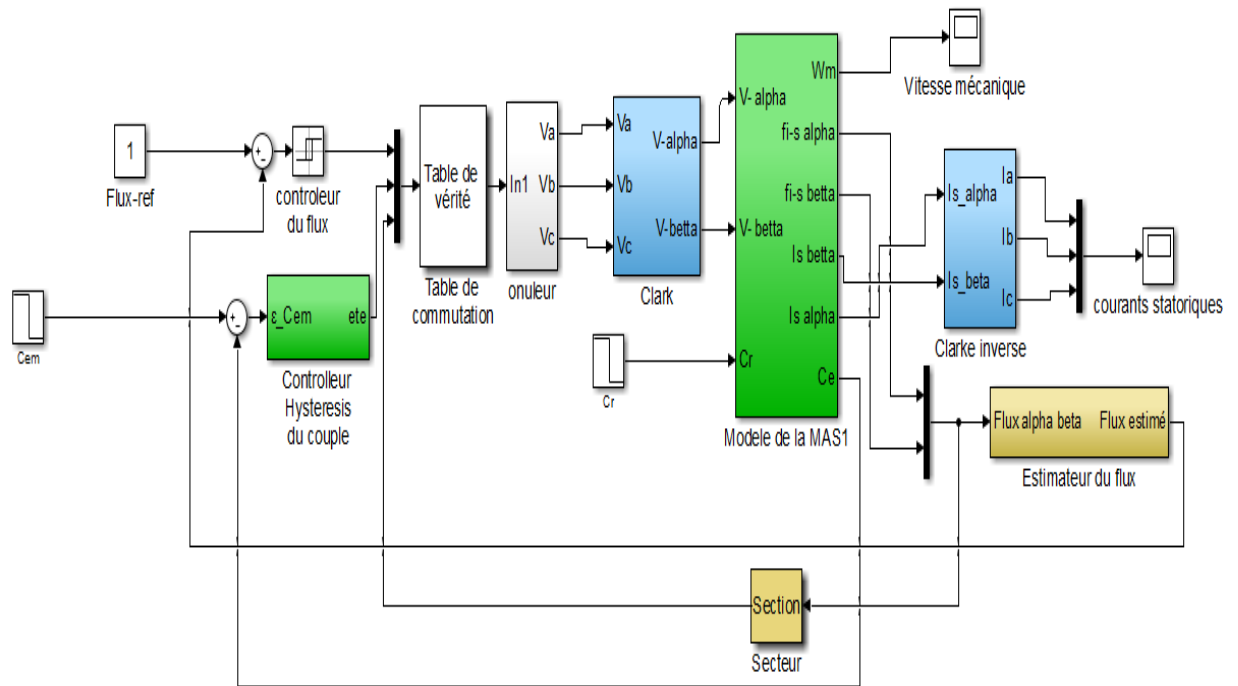


**Figure IV.8 : Allure du flux statorique dans le domaine temporel et sa trajectoire circulaire.**

On voit bien que le flux statorique suit une trajectoire circulaire, et garde une valeur nominale constante de  $1Wb$ . Dans ce cas on peut déduire que le flux statorique est imperturbé par les variations du couple de charge, ainsi le système reste stable.

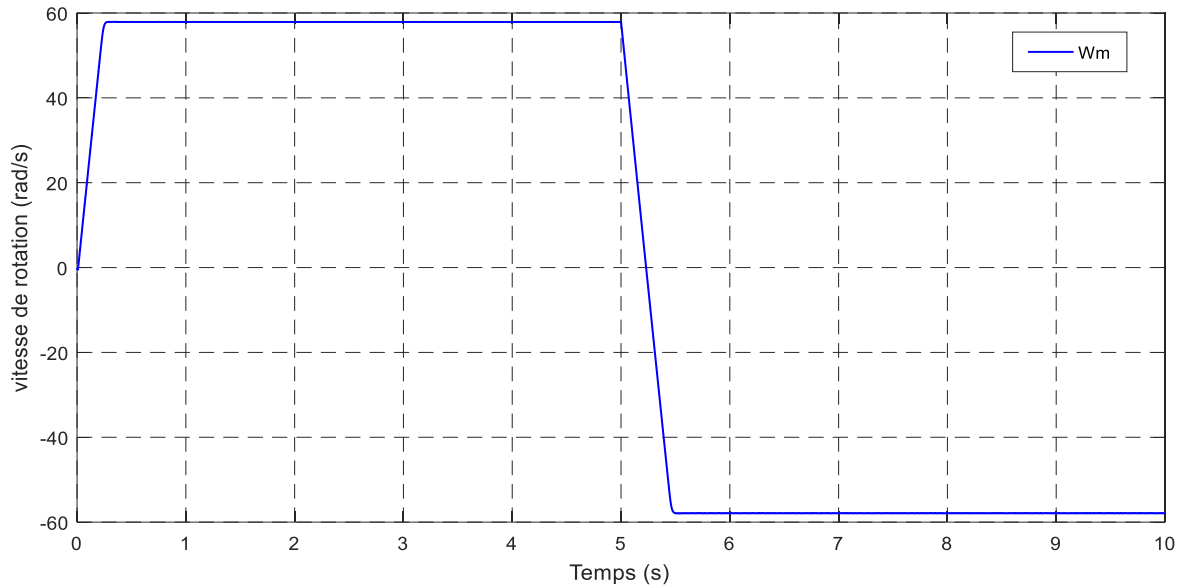
#### **IV.2.1- Teste de suivi de consigne de la commande directe de couple**

Dans cette partie on présente les résultats de simulation pour voir le suivi de consigne de la commande DTC. Afin de tester le suivi de consigne du contrôle direct de couple, une inversion importante du sens de rotation est provoquée.



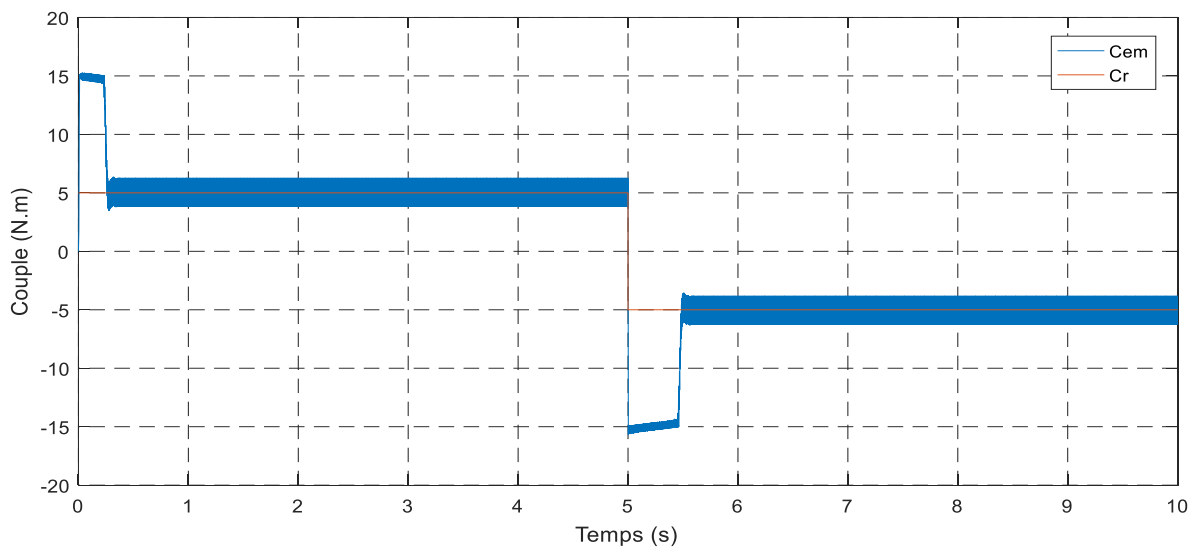
**Figure IV.9: schéma bloc de simulation du teste le suivi de consigne de la DTC.**

Comme le montre la Figure IV.9, pour réaliser un changement du sens de rotation, on introduit un changement de la valeur du couple électromagnétique de  $15 (N.m)$  à  $-15 (N.m)$  à l'instant  $t = 5 (s)$  après un démarrage en charge sous un couple résistant de  $5 (N.m)$ .



**Figure IV.10 : Réponse de vitesse pour une inversion du couple électromagnétique**

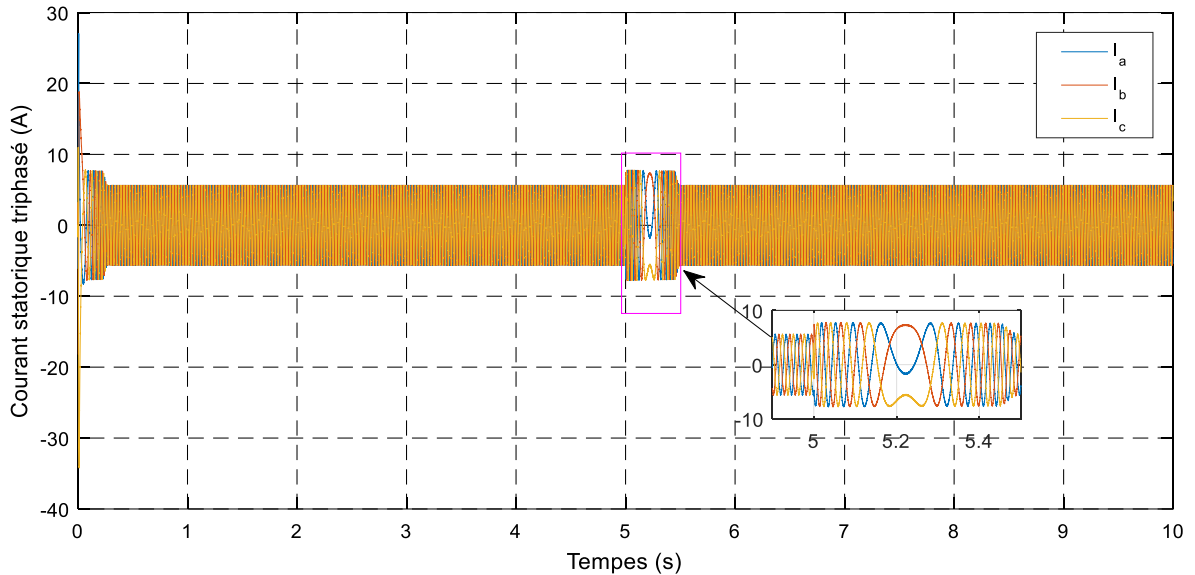
A l'inversion du couple de consigne, on remarque sur la Figure IV.10 que la poursuite en vitesse s'effectue sans dépassement.



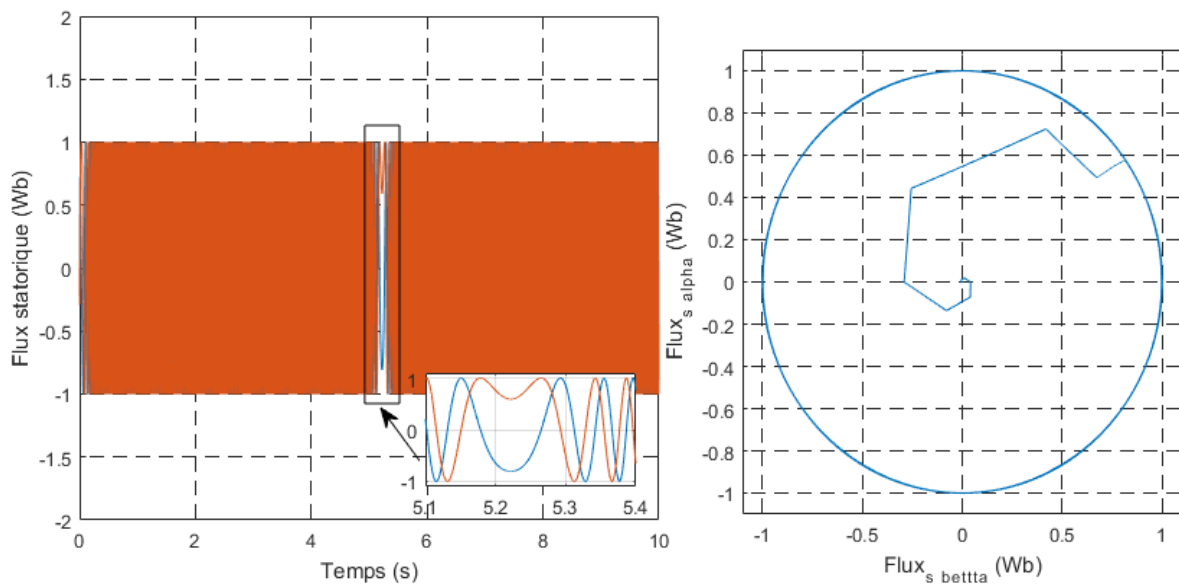
**Figure IV.11 : Couple restant et réponse du couple électromagnétique pour une inversion du couple de consigne.**



Comme illustrée sur la Figure IV.11, au moment de l'inversion du couple de consigne, le couple électromagnétique subit à un dépassement avant de se stabiliser.



**Figure IV.12 : Réponse des courants statoriques triphasés pour une inversion du couple de consigne.**



**Figure IV.13 : Réponse des flux statoriques pour une inversion du couple de consigne.**

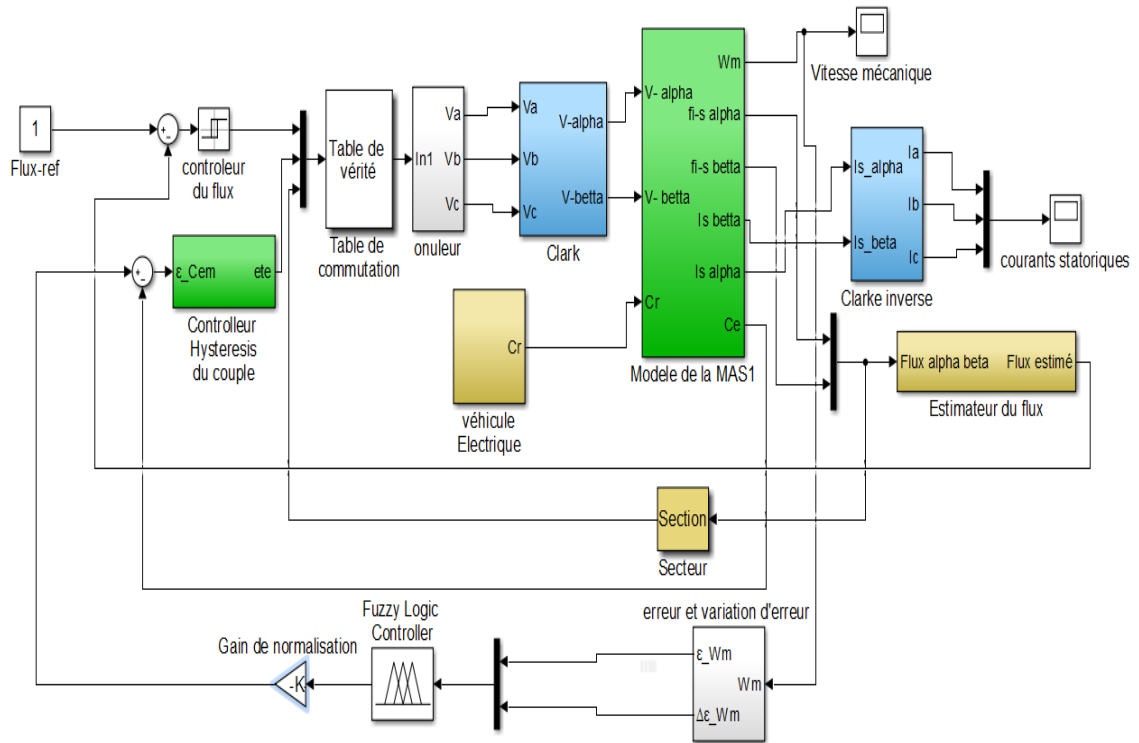
D'après la Figure IV.12 et la Figure IV.13, on peut voir que les courants statorique triphasée et le flux statorique sont affectés par un inversement des amplitudes, et reviennent rapidement pour se stabiliser au régime permanent. L'impact de ce changement n'est pas claire sure la trajectoire du module de flux.

### **IV.3- Simulation de la commande directe du couple avec régulateur Flou appliquée au véhicule électrique**

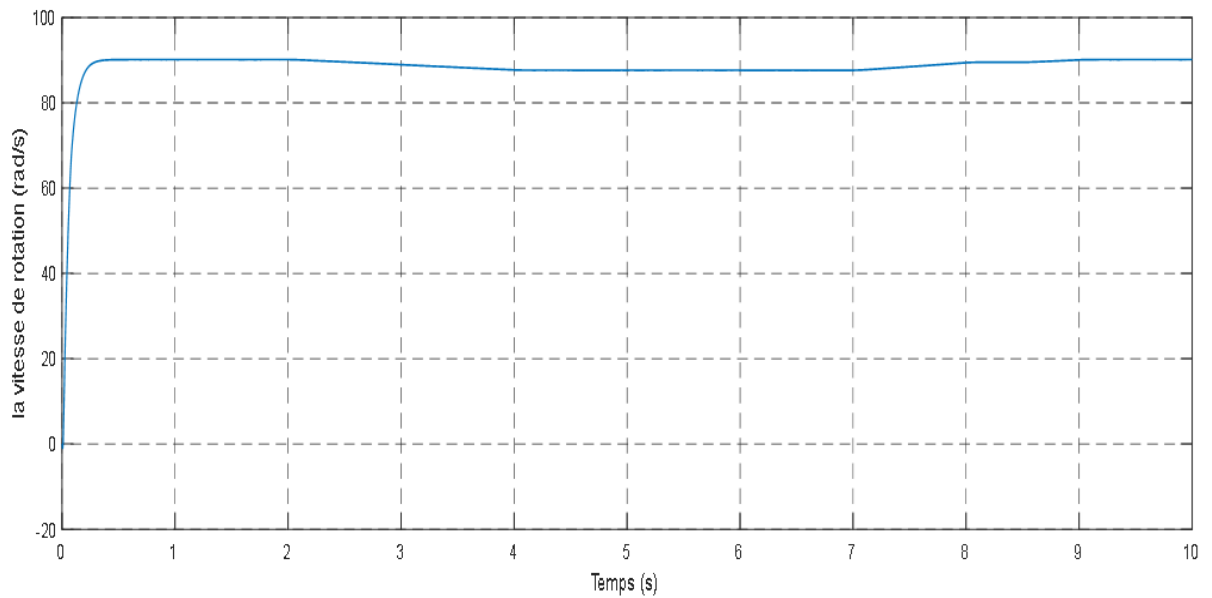
La Figure IV.14 illustre la commande directe du couple avec régulateur flou appliquée à la même chine de traction qu'on à vue précédemment. Comme on peut le voir un régulateur flou est ajouter, pour avoir un couple électromagnétique de référence.

Afin de mettre en œuvre la commande directe du couple appliquée à une chaine de traction, un modèle de simulation a été élaborée avec **MATLAB/SIMULINK** comme représenté dans la figure suivante.

Les résultats sont obtenus en appliquant une tension du bus continu de 400V, le même profil de vitesse du véhicule électrique que celui de la DTC-classique avec une vitesse de référence du régulateur flou de 100 Rad/s

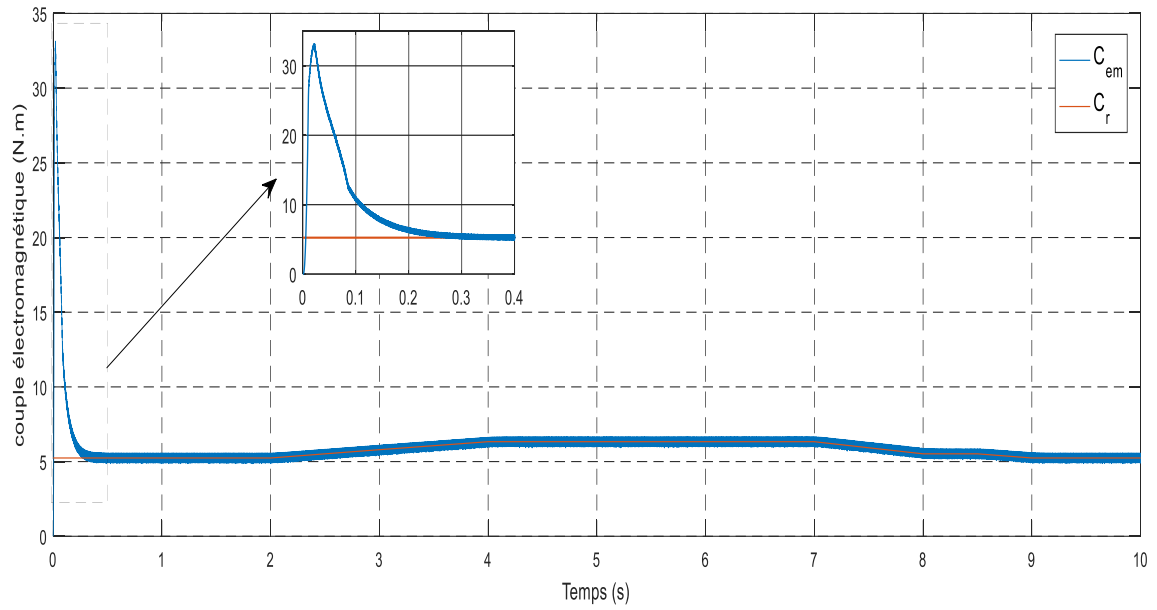


**Figure IV.14 : Schéma bloc de la DTC par logique floue sous MATLAB/SIMULINK**

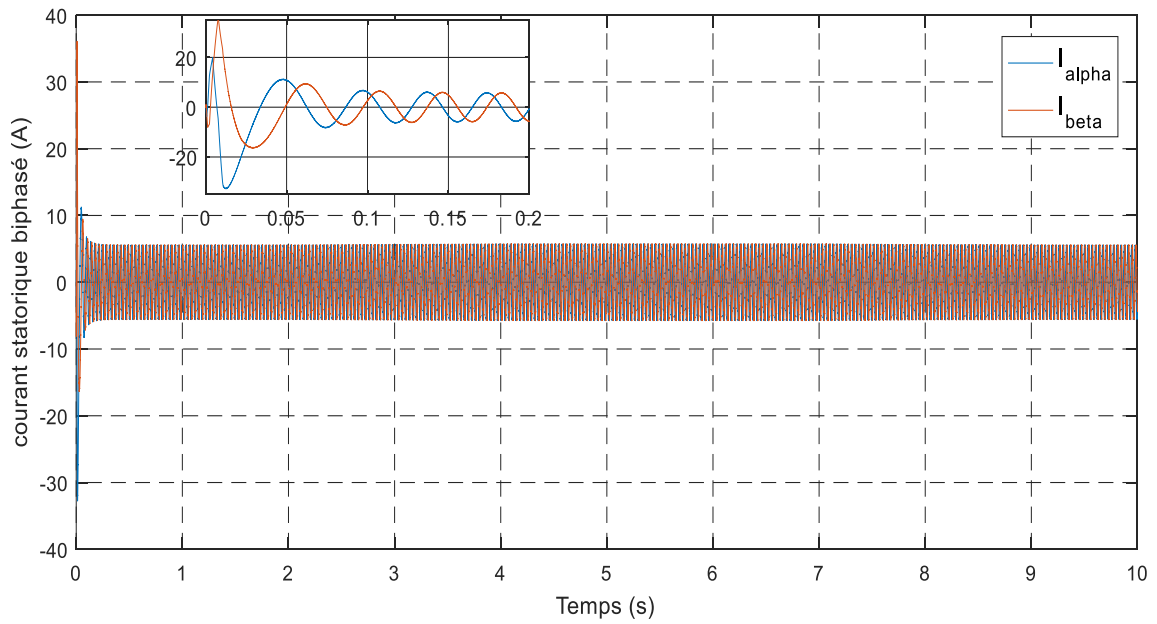


**Figure IV.15 : Allure de la vitesse de rotation.**

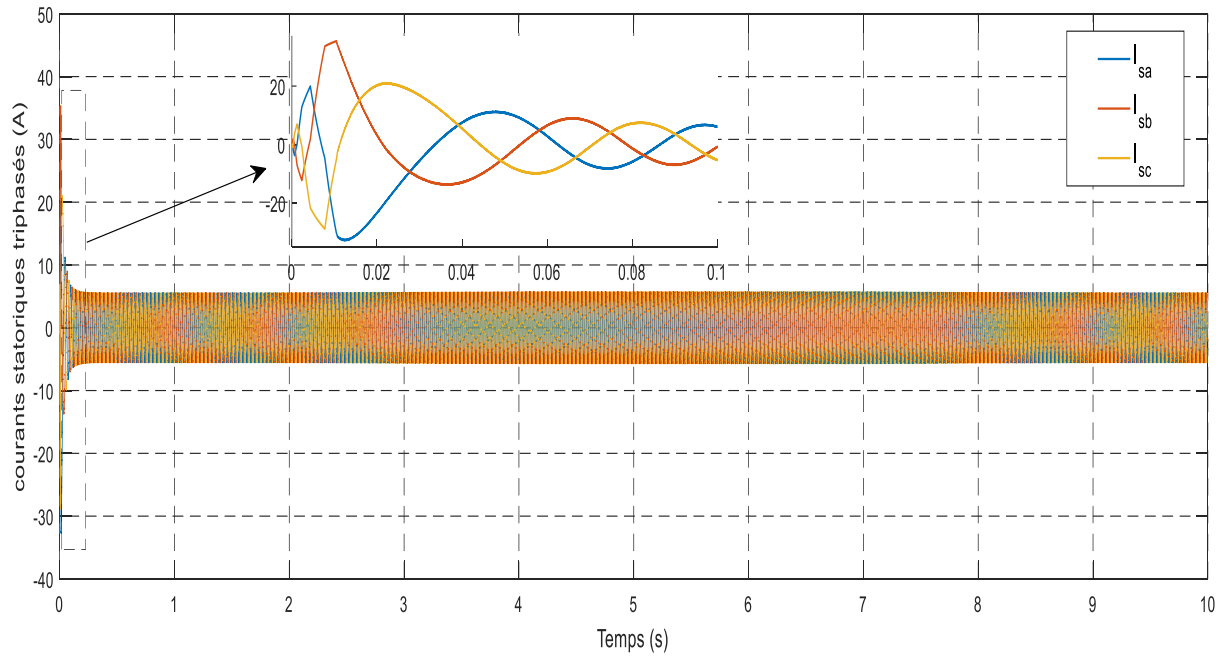
On remarque que la réponse de la vitesse de rotation de la MAS n'est pas maintenue à la valeur de sa référence (100 Rad/s) vu qu'il n'y a pas de régulation.



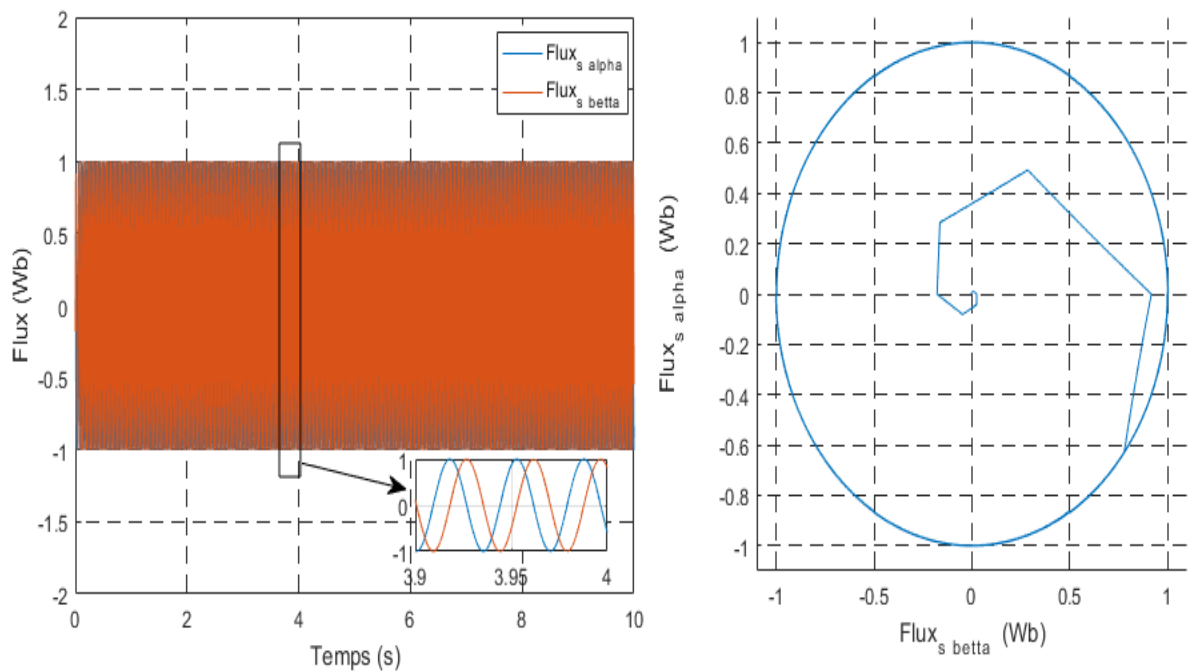
**Figure IV.16 : Allure du couple électromagnétique.**



**Figure IV.17 : Allure du courant statorique dans le repère biphasé.**



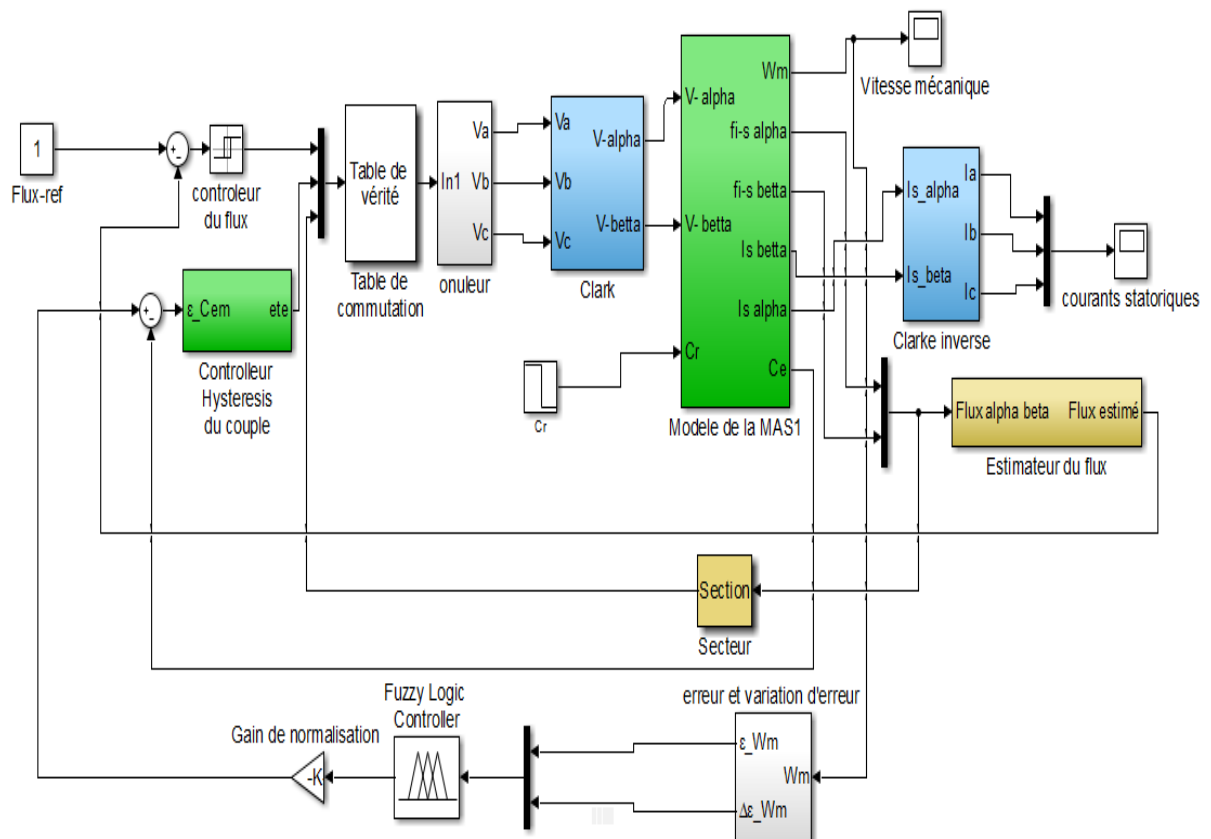
**Figure IV.18 : Allure des courants statoriques triphasés.**



**Figure IV.19 : Allure des flux statoriques.**

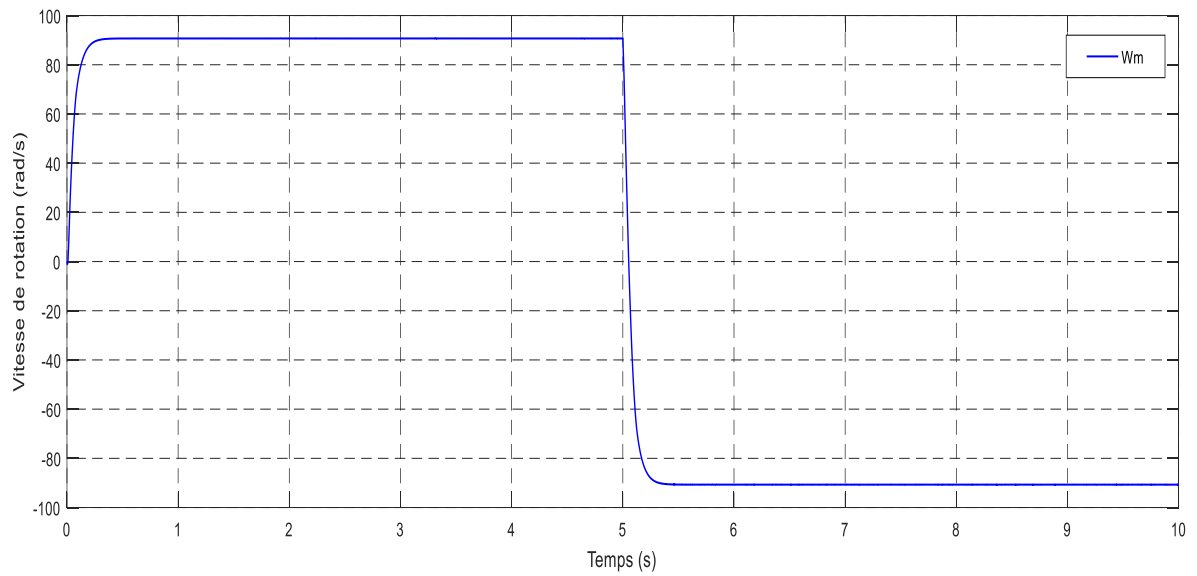
D'après la Figure IV.18 et la Figure IV.19, Représentants respectivement les courants et le flux statorique, on peut constater qu'ils sont d'une dynamique plus rapide que celle du couple et de la vitesse.

### IV.3.1- Teste de suivi de consigne de la commande directe du couple avec logique floue

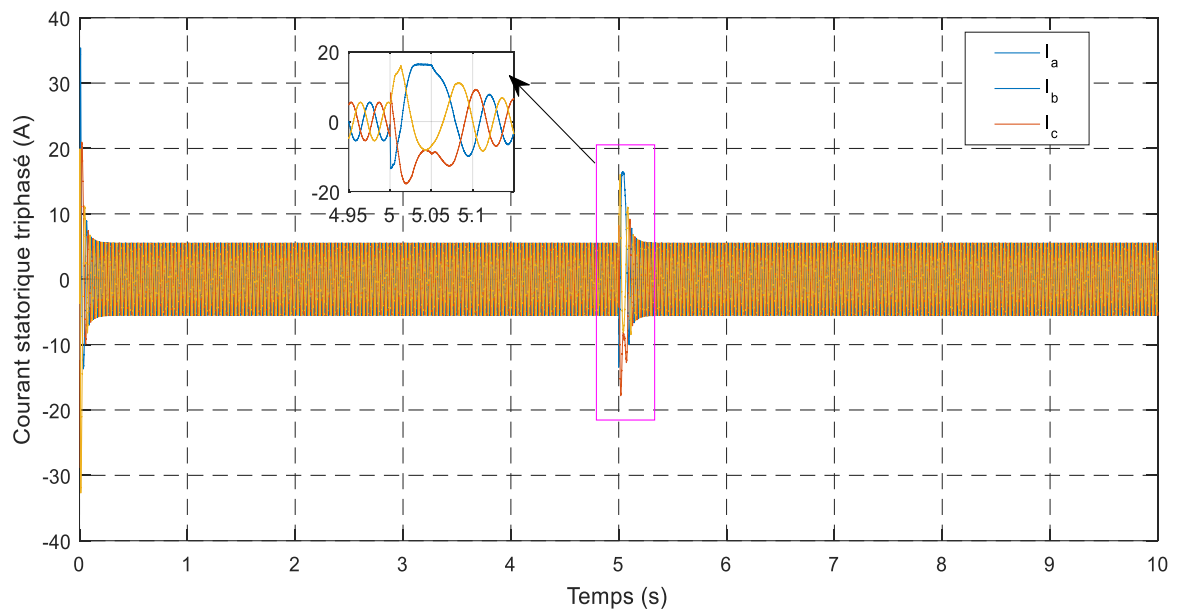


**Figure IV.20 : schéma bloc de simulation du teste de suivi de consigne de la DTC avec logique floue.**

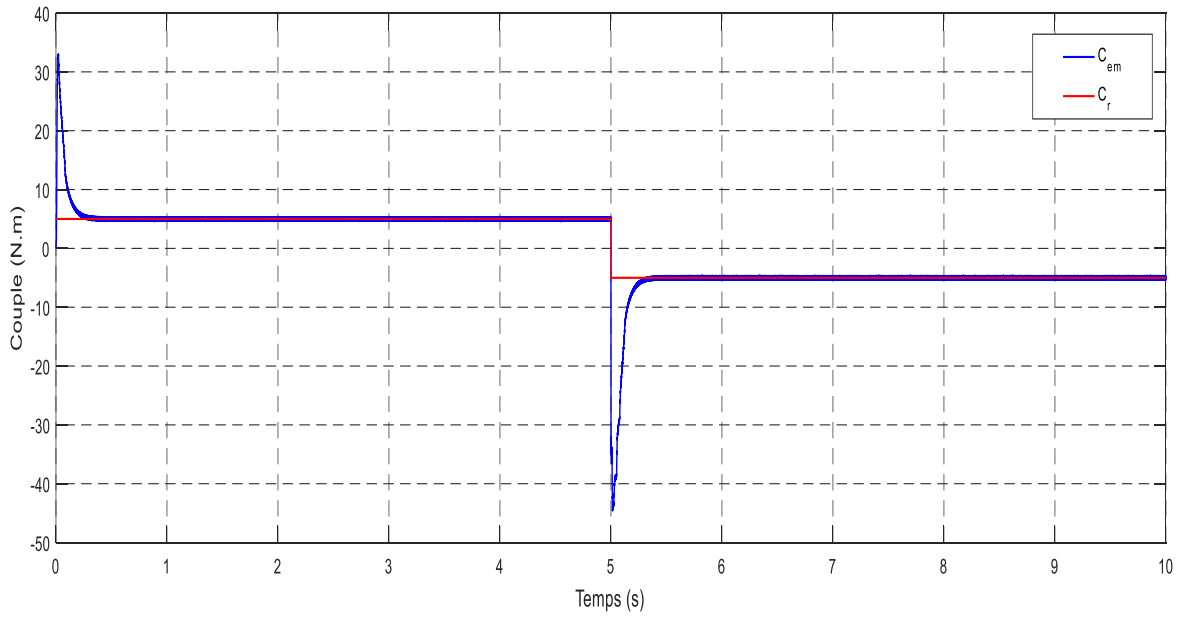
Pour réaliser un changement du sens de rotation dans le cas de la commande DTC avec logique floue comme le montre la Figure IV.20, on introduit un changement de la consigne de vitesse de rotation de 100 (*tours/min*) à  $-100$  (*tours/min*) à l'instant  $t = 5$  (s) après un démarrage en charge sous un couple résistant de 5 (*N.m*).



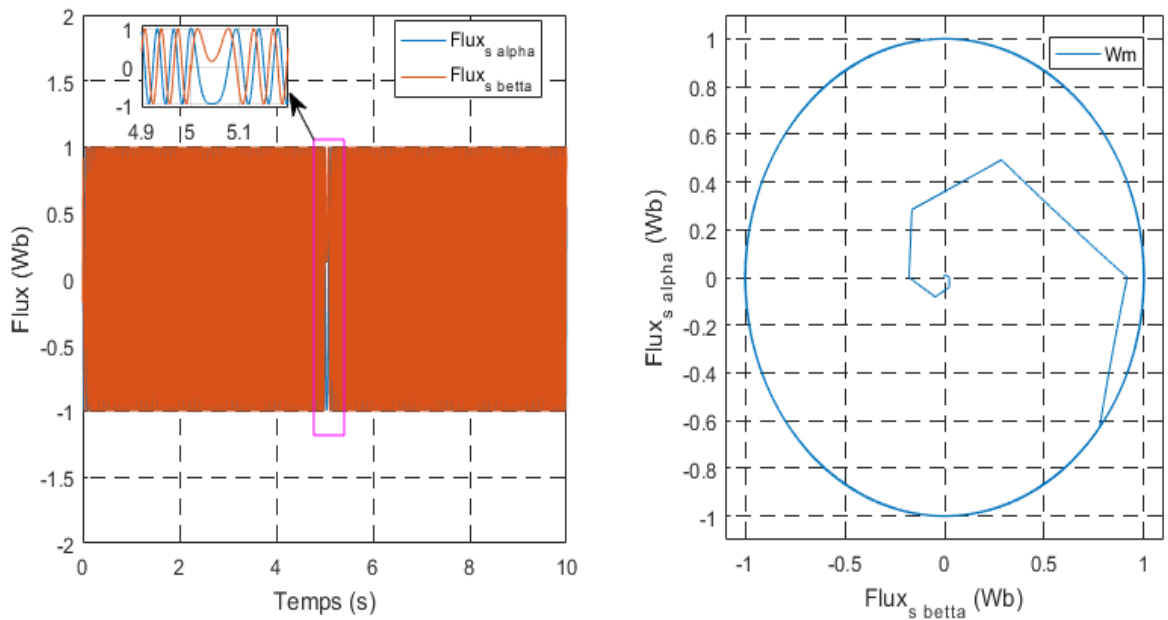
**Figure IV.21 : Réponse de vitesse pour une inversion de la consigne de vitesse**



**Figure IV.22 : Réponse des courants statoriques triphasés pour une inversion la consigne de vitesse**



**Figure IV.23 : Couple restant et réponse du couple électromagnétique pour une inversion la consigne de vitesse**



**Figure IV.24 : Réponse des flux statoriques pour une inversion la consigne de vitesse**



Comme on peut remarquer sur les figures (Figure IV.21, Figure IV.22, Figure IV.23, Figure IV.24), la logique floue amortie l'impacte du changement brusque du sens de rotation, et cela se voit à travers la rapidité des transitions et l'importante diminution des dépassement lors du changement de la vitesse consignée.

#### **IV.4- Conclusion**

Ce chapitre montre les différents résultats obtenus pour la commande directe de couple (DTC), ainsi que la commande par logique floue. On a observé que la commande DTC offre une réponse précise et rapide du couple électromagnétique et du flux statorique, ainsi qu'une bonne suivie de consigne face aux inversions brusque de vitesse, mais on ne peut pas négliger les ondulations de couple et de flux. Par contre on a observé aussi que les ondulations du couple et du flux statorique sont considérablement réduits avec un contrôleur flou, autres améliorations observées est la réponse rapide du couple, ainsi qu'une augmentation de l'efficacité de l'entraînement, ce qui assure un meilleur confort à l'utilisateur du véhicule.

## CONCLUSION GENERALE

La traction électrique fait l'objet de nombreuses recherches, en raison de la forte demande dans le secteur du transport ne cessant de croître. Afin de réaliser la migration énergétique, celles des énergies fossiles à celles vertes (renouvelables), les recherches menées ont permis une avancée majeure dans ce domaine, et les chercheurs ne cessent de développer d'autres idées afin de perfectionner et d'optimiser d'autres axes notamment le problème du stockage d'énergie [1].

Le travail réalisé dans le cadre de ce mémoire a permis d'étudier une structure de commande DTC et la structure de commande par logique floue qui nous a permis d'améliorer les performances de la DTC classique.

Dans le travail présenté, on a essayé dans le premier chapitre, de présenter d'une manière brève les machines électrique dédiées à la traction électrique (AC/DC).

Dans le deuxième chapitre on a présenté dans un premier plan une introduction à la commande directe du couple de la machine asynchrone, ou la démarche adoptée consiste à montrer les fondements théoriques de cette technique de commande qui se base sur la table de commutation et les régulateurs à hystérésis, pour développer et améliorer cette technique de commande. On second plan, on s'est intéressés à une technique intelligente qui est la logique flou, cette dernière nous a permis par la suite d'améliorer les performances de la DTC classique.

Dans le troisième chapitre, on a modélisé les différents composants de la chaîne de traction, à savoir l'onduleur triphasé à deux niveaux, la machine asynchrone triphasé et enfin le couple de charge, qu'on a pu déduire à partir des forces appliquées sur le véhicule électrique en mouvement.

Dans le dernier chapitre, on a montré les résultats de simulations pour la commande DTC classique, ainsi qu'une commande DTC par logique floue. Puis on a enchainé avec une comparaison entre les deux commandes. Enfin on a effectué un test de suivi de consigne pour les deux commandes.

A partir de ce travail on a pu constater que la commande DTC est très performante d'un point de vue dynamique et robuste, cependant, les ondulations au niveau du flux et du couple électromagnétique constituent un inconvénient majeur pour la traction électrique. Par contre l'implémentation d'un régulateur flou a permis d'optimiser les résultats et d'atténuer ces ondulations.

Dans un souci de contrôle optimal, et de confort pour une meilleure utilisation, on peut confirmer que la commande DTC avec régulateur flou correspond parfaitement à la traction des véhicules électriques.

En guise de perspective, on se propose d'implémenter en temps réel les techniques élaborées dans cette étude, et d'appliquer de nouvelles techniques intelligentes dans le but d'améliorer les performances du véhicule électrique et de couronner cette étude par l'ajout de la partie gestion de puissance des sources alimentant un véhicule hybride tout électrique.

## **REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES**

- [1] A. Lahlou, B. Cherif «Etude comparative des stratégies de commande dédiées aux Applications de traction électrique», Mémoire de fin d'étude en Electrotechnique Spécialité Commande Electrique, Université de Bejaïa.
- [2] H. Mohamed Lamine, K. Farid «Identification et contrôle de la machine à courant continu par la Dspace 1103», Mémoire de fin d'étude en Electrotechnique Spécialité machine Electrique, Université de Tizi-Ouzou.
- [3] B. Saloua, A. Kamilia «Étude de l'autopilotage d'une machine synchrone à aimants permanents», Mémoire de fin d'étude en Electrotechnique Spécialité Commande des systèmes Electriques, Université de Bejaïa, 2017/2018.
- [4] TAMALOUZT. S, «Commande Des Systèmes Electro-énergétique », polycopie de cours, université de Bejaia.
- [5] H. Akli, S. Mohamed, Z. Mansour «Identification par Algorithmes Génétiques des Pertes dans un Moteur à Courant Continu à Excitation Séparée», Mémoire de fin d'étude en Electrotechnique Spécialité Machines Electriques, Université de Tizi-Ouzou, 2012-2013.
- [6] A. Ismail, A. Ilyes «Contrôle du sens de la vitesse d'un moteur à courant continu sous interface graphique (GUI MATLAB)», Mémoire de fin d'étude en Electrotechnique Spécialité Commande Electrique, Université de Ain-Temouchent, 2019/2020.
- [7] B. Islam, B. Amar «Simulation d'une machine synchrone à aimant permanent», Mémoire de fin d'étude en Electrotechnique Option Electromécanique, Université de Bejaïa 2018/2019.

- [8] B. Miloud «Commande directe du couple appliquée à une machine synchrone à aimants permanents alimentée par un onduleur de tension», Mémoire de fin d'étude en Ingénieur Des System Electromécanique, Université de M'SILA, 2012/2013.
- [9] M. Sohaib, T.Radhwane «Commande de la machine synchrone à aimants permanents par la technique DTFC», Mémoire de fin d'étude en Electrotechnique Réseau Electrique, Université de M'SILA 2019/2020.
- [10] D. Ameer, K Smail «Commande d'une machine asynchrone alimentée par un convertisseur matriciel indirect», Mémoire de fin d'étude en Electrotechnique Spécialité Commande des Systèmes Electriques, Université de Bejaïa 2014/2015.
- [11] B. Moufid, B. Rabia «Commande par Backstepping Intégrale sans Capteur de la Machine Asynchrone», Mémoire de fin d'étude en Electrotechnique Spécialité Commande Electrique, Université de Bou Arréridj 2020/2021.
- [12] R. Amel «Commande De La Machine A Induction Par Les Technique De L'intelligence Artificielle», Thèse de doctorat en Electrotechnique option Commande Electrique, Université de BATNA 2.
- [13] G. Soufien, « Commande directe de couple d'un moteur asynchrone à base de techniques intelligentes », Thèse de doctorat en Génie Electrique, Université de Monastir, 2013.
- [14] B. Rafik, T. Tarik «Application de la commande directe du couple améliorée DTC-SVM à la conduite de la machine asynchrone pentaphasées», Mémoire de fin d'étude en Electrotechnique Spécialité Electrotechnique industrielle, Université de Bejaïa ,2018/2019.

- [15] M.Zehra, « Application des Techniques de Commande Avancées aux Machines Electriques Dédiées à la Traction Electrique », Thèse de doctorat en Génie Electrique, université de Bejaia, 2016.
- [16] A. Kamel «commande directe de couple (DTC) d'une machine asynchrone», Mémoire de MAGISTER en Electrotechnique Spécialité Qualité de l'énergie électrique, Université de ANNAB, 2018/2019.
- [17] T. raid, « CONTRIBUTION A LA COMMANDE DIRECTE DU COUPLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE », Thèse de doctorat en Génie Electrique option machine électrique, université de CONSTANTINE, 2008.
- [18] T. Radhwane, M. Sohaib «Commande de la machine synchrone à aimants permanents par la technique DTFC», Mémoire de fin d'étude en Electrotechnique Spécialité RESEAUX ELECTRIQUES, Université de M'SILA ,2019/2020.
- [19] T.C. Minh « COMMANDE NUMÉRIQUE DE MACHINES ASYNCHRONES PAR LOGIQUE FLOUE», Thèse de doctorat en Génie Electrique, université de Laval, 1797.
- [20] <http://www.ferdinandpiette.com/blog/2011/08/la-logique-floue-interetsetlimites/#:~:text=En%20conclusion%2C%20on%20peut%20dire,les%20performances%20d'un%20syst%C3%A8me.site>  
internete consulté le 20/05/2022
- [21] M, Ismail, A. Hichem « La commande en vitesse d'un véhicule électrique», Mémoire de fin d'étude en Electronique Spécialité Automatique, université de Laval, 1797.