

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

UNIVERSITE MOULOUD MAMMERI DE TIZI-OUZOU



FACULTE DU GENIE ELECTRIQUE ET D'INFORMATIQUE  
DEPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE

## Mémoire de Fin d'Etudes MASTER ACADEMIQUE

Domaine : **Sciences et Technologies**

Filière : **Electrotechnique**

Spécialité : **Electrotechnique Industriel**

*Présenté par*

**BERSI FATMA**

**SAAD WISSEM**

### Thème

## MOTORISATION D'UNE VOITURE ELECTRIQUE A BASE D'UN MOTEUR SYNCHRONE

*Mémoire soutenu publiquement le 02/ 07 / 2024 devant le jury composé de :*

**M Feroudja Megherbi**

Professeur, U.M.M.T.O, Président

**M<sup>lle</sup>Rahma Kachenoura**

MCB, U.M.M.T.O., Encadreur

**M Fatma Lounnas**

MCB, U.M.M.T.O., Examineur

# **Remerciements**

Ce travail a été effectué au laboratoire de recherche Electronique de Puissance, de l'université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou.

Je tiens à exprimer ma profonde reconnaissance et ma gratitude à mon encadreur, M<sup>elle</sup> R.Kachenoura, Maitre de conférence de classe B qui a proposé et dirigé ce travail.

Mes vifs remerciements vont aussi au président et aux membres du jury pour avoir accepté d'évaluer ce travail et pour ceux qui ont contribué de près ou de loin à la réalisation de ce modeste travail.

## **Dédicaces**

*Je dédie ce modeste travail à :*

*Mes chers parents, pour tous leurs sacrifices, leur amour, leur tendresse, leur soutien et leurs prières tout au long de mes études.*

*A mes chères sœurs **Chanez, Lydia, Thinhinane.***

*A mon cher **Arezki** pour son soutien et encouragement tout au long de mon parcours études.*

*A tout ma famille et mes amies.*

*A toute la promotion 2023/2024.*

***Fatma***

## Liste Des Figures

### CHAPITRE I

<b>Figure I.1</b> : structure de la chaine de traction de véhicule électrique .....	4
<b>Figure I.2</b> : Schéma des constituants de rotor et stator d'un MCC .....	6
<b>Figure I.3</b> : Schéma de différentes parties d'un moteur asynchrone.....	8
<b>Figure I.4</b> : schéma de rotor à pôle saillant d'un moteur synchrone.....	10
<b>Figure I.5</b> : schéma de rotor à pôle lisse d'un moteur synchrone .....	10
<b>Figure I.6</b> : Schéma de principe d'un moteur synchrone autopiloté.....	12
<b>Figure I.7</b> : Schéma de différentes parties d'un MSAP .....	13
<b>Figure I.8</b> : Schéma de rotor et stator d'un MSRB .....	14

### CHAPITRE II

<b>Figure II.1</b> : Représentation des axes triphasés et diphasés.....	19
---	----

### CHAPITRE III

<b>Figure III.1</b> : MLI sinus triangle.....	28
<b>Figure III.2</b> : Représentation du repère triphasé abc et le repère biphasé $\alpha\beta$ .....	30
<b>Figure III.3</b> : Représentation des huit vecteurs de commande et de $V_{ref}$ dans le plan $\alpha\beta$ . ....	32
<b>Figure III.4</b> : Contrôle prédictive en courant de la machine synchrone .....	34
<b>Figure III.5</b> : Représentation de courant $i_d$ et sa référence.....	37
<b>Figure III.6</b> : Représentation de courant $i_q$ et sa référence.....	37
<b>Figure III.7</b> : Représentation de couple électromagnétique et sa référence.....	38

### CHAPITRE IV

<b>Figures IV.1</b> :: Schéma bloc du MSAP après orientation du champ couplé à la roue.....	41
<b>Figures IV.2</b> : Principe de découplage par compensation.....	41
<b>Figures IV.3</b> : Boucle de régulation de la vitesse .....	42
<b>Figures IV.4</b> : Schéma de régulation de MSAP avec FOC.....	43
<b>Figures IV.5</b> : Représentation de la vitesse rotorique de référence en fonction de temps.....	43
<b>Figures IV.6</b> : Représentation des courants statoriques en fonction du temps .....	44
<b>Figures IV.7</b> : Représentation de la tension en fonction du temps .....	44
<b>Figures IV.8</b> : Représentation de couple électromagnétique .....	44
<b>Figures IV.9</b> : Représentation de la vitesse rotorique et sa référence en fonction du temps.....	44
<b>Figures IV.10</b> : Représentation du courant selon l'axe quadratique $i_q$ et sa référence.....	45

## Sommaire

Introduction Générale .....	(1)
<b>Chapitre 1 : Etat de l'art des système de la traction des véhicules électriques</b>	
I.1. Introduction .....	(3)
I.2. Historique et évolution de la traction de véhicule électrique .....	(3)
I.2.1. Historique de la traction de véhicule électrique .....	(3)
I.2.2. L'évolution de la traction de véhicule électrique .....	(3)
I.3. Chaîne de la traction électrique .....	(4)
I.3.1. Batterie .....	(5)
I.3.2. Convertisseur statique .....	(5)
I.3.3. Système de propulsion de la chaîne de traction .....	(5)
I.3.3.1. Le choix de moteur pour l'attraction des véhicules électriques .....	(5)
I.4. Technologie de moteur électrique pour l'entraînement .....	(6)
I.4.1. Moteur à courant continu .....	(6)
I.4.1.1. Principe de fonctionnement .....	(6)
I.4.1.2. L'entraînement par moteur courant continu à excitation indépendante .....	(7)
I.4.2. Moteur asynchrone .....	(7)
I.4.2.1. Principe de fonctionnement .....	(8)
I.4.2.2. Entraînement par moteur à induction .....	(9)
I.4.3. Moteur synchrone .....	(10)
I.4.3.1. Principe de fonctionnement .....	(11)
I.4.3.2. Autopilotage de moteur synchrone .....	(11)
I.4.3.3. Schéma de principe de moteur synchrone autopiloté .....	(11)
I.4.3.4. Entraînement par moteur à réluctance variable .....	(12)
I.4.3.5. Entraînement par moteur à aimant permanent .....	(13)
I.4.3.6. Entraînement par moteur à rotor Bobiné .....	(14)
I.5. Comparaison entre les cinq types principaux d'entraînement .....	(15)
I.6. Les stratégie de commande de la machine synchrone .....	(16)
I.6.1. Le contrôle direct de couple et de flux (DB-DTFC) .....	(16)
I.6.2. Le contrôle direct de couple (DTC) .....	(16)
I.6.3. La commande prédictive à repense pile .....	(16)
I.6.4. Commande vectorielle (FOC) .....	(16)

## Sommaire

---

I.7. Conclusion .....	(17)
-----------------------	------

### **Chapitre II : Modélisation de la machine synchrone à rotor bobiné à pôle saillant**

II.1. Introduction .....	(18)
II.2. Description de la machine .....	(18)
II.3. Hypothèses simplificatrices et conventions de signes .....	(18)
II.4. Transformation triphasées-diphasées .....	(19)
II.4.1. Transformation de Clarck .....	(19)
II.4.2. Transformation de Concordia .....	(20)
II.4.3. Transformation de Park .....	(21)
II.5. Modélisation des blocs .....	(22)
II.5.1. Modélisation du bloc source .....	(22)
II.5.2. Modélisation de la machine synchrone .....	(22)
II.5.2.1.-Equations électriques de la machine synchrone à pôles saillants sans amortisseurs.....	(22)
II.5.2.2. Transformation de Concordia et de Park du moteur synchrone .....	(25)
II.6-Conclusion.....	(27)

### **Chapitre III : Commande prédictive de la machine synchrone à aimant permanent**

III.1.Introduction.....	(28)
III.2.Onduleur de tension à MLI.....	(28)
III.3. Modulation de largeur d'impulsion sinus-triangle.....	(28)
III.4. Modulation vectoriel.....	(29)
III.5. Transformation de Concordia.....	(29)
III.6. durée des temps de commutation de secteur 1.....	(32)
III.7 Durée des temps de commutation dans un secteur quelconque.....	(32)
III.8. Détermination des instants de commutation pour chaque interrupteur.....	(33)
III.9. Le contrôleur Dead-Beat .....	(33)

## Sommaire

---

III.10. Contrôleur des courants de retard .....	(34)
III.11. Compensation prédictive de courant de retard .....	(35)
III.12. Le retard de position du rotor .....	(36)
III.13. Compensation des temps de retard .....	(36)
III.14. Contrainte de tension de retard.....	(36)
III.15. Résultats de simulation.....	(37)
III.16. interprétation de résultat de simulation.....	(38)
III.17. Conclusion .....	(38)

### **Chapitre IV : Commande vectoriel du moteur synchrone à aimant permanent**

IV.1. Introduction.....	(39)
IV.2.Couplage entre deux modèles mécanique et électrique.....	(39)
IV.3. Principe du contrôle vectoriel d'une PMSM .....	(39)
IV.4. Le découplage .....	(40)
IV.5. Le découplage par compensation.....	(40)
IV.6. Calcul des régulateurs.....	(41)
IV.7. Régulation de vitesse.....	(42)
IV.8. Schéma de la commande vectorielle de la machine synchrone à aimant permanent réalisé sous matlab simulink .....	(43)
IV.9. Résultats de simulation.....	(45)
IV.10.Intérprétation des résultats.....	(45)
IV.11. Conclusion .....	(45)
Conclusion Générale.....	(46)

### Introduction générale

Dans le contexte énergétique de ce dernier siècle (pénurie d'énergies fossiles et réchauffement climatique), le transport en générale et l'automobile en particulier occupe le quotidien de notre société. En effet, l'électrification se généralise dans tous les domaines de la mobilité au point de parler du tout électrique y compris dans l'aviation. Les raisons de cette évolution sont multiples, on peut citer :

- ✓ Les pollutions gazeuses à effet de serre, qui provoque des changements climatiques majeures.
- ✓ Les rendements des moteurs électriques.
- ✓ Mais surtout l'automatisation avec l'arrivée de l'informatique industrielle, offrant ainsi un confort. On parle même de véhicule sans chauffeur.

C'est pour toutes ces raisons que l'électrification des voitures est devenue une nécessité. Le domaine de la motorisation s'il devient électrique, il sera assuré par la gamme des machines à courant alternatif ou brushless connue dans le mode industriel. Il s'agit des machines dites asynchrone ou synchrone.

La machine synchrone est connue pour sa flexibilité de contrôle d'auto plus que sa vitesse est proportionnelle à la fréquence des grandeurs statorique, est dès lors qu'elle est autopilote, sont schéma équivalent et celui de la machine à courant continu, dans les systèmes asservis puisque la vitesse et le couple sont deux grandeurs découplées.

De nos jours plusieurs constructeur automobile ont opté pour cette machine, on peut citer la firme Renault avec l'utilisation de la machine synchrone à rotors bobine pour la Zoe, la fameuse firme de Elon Musk avec les nouveaux modèles de Tesla ou ils ont opté pour les machines à aimant permanent. Le principal avantage de ces machines est le couple volumique, mais leurs prix restent assez onéreux. De plus elles ne sont pas disponibles sur étagère.

Mais le véhicule électrique est un système physique complexe composé de plusieurs sous-systèmes, la modélisation de chaque sous-système est une tâche ardue qui nécessite des études cinématique et dynamique approfondies. L'étude de la motorisation du véhicule doit tenir compte de plusieurs phénomènes régissant son comportement, c'est un problème compliqué à cause des non linéarités, perturbation difficile à mesurer et incertitudes sur les paramètres constituant le système. Depuis le début des années 2000 à nos jours plusieurs travaux ont été mené afin de commander et d'améliorer la sécurité en augmentant la stabilité du véhicule dans les cas où les accélérations longitudinales ou latérales se produisent.

Parmi ces techniques, on cite la commande linéaire qui utilise les régulateurs dans le plant fréquentielle, ils sont basés sur l'action proportionnelle, intégrale et dérivé comme le PI. Cependant, ces structures de commande nécessitent que les paramètres du système soient parfaitement identifiés. Cette identification nécessite l'utilisation d'un observateur, ce dernier joue un rôle très important dans l'estimation des états internes du système en fonction des paramètres des entrées sorties.

Cette étude repose sur la modélisation et la commande d'un moteur à aimant permanent par deux techniques : la commande par un régulateur à réponse prédictive et la commande

## Introduction générale

---

vectorielle afin de d'optimiser la stabilité et la performance de ce moteur dans le domaine d'automobile électrique.

Le premier chapitre introduit un état de l'art sur la traction électrique. Dans cette partie, on présente les différents composants utilisés dans un véhicule électrique et les moteurs électriques en particulier.

Le deuxième chapitre présente une modélisation d'un moteur synchrone à rotor bobiné, en gardant l'excitation constante. Ce modèle décrit les approches de modélisation qui peuvent être utilisés pour la simulation de fonctionnement du moteur afin de définir les performances sous diverses conditions de fonctionnement.

Ensuite le troisième chapitre décrit la technique de commande Deadbeat pour le moteur à aimant permanent qui permet de maintenir une repense pille en temps minimal. Cela pour obtenir des résultats de simulations qui peuvent l'efficacité, la précision et la rapidité de cette technique.

Enfin, le quatrième chapitre analyse la commande vectorielle qui permet de contrôler le flux et le couple indépendamment. Les résultats de simulations obtenues après l'exécution de cette méthode sont discutés pour déterminer les avantages et la robustesse de cette technique.

# **Chapitre I**

## **Etat de l'art des systèmes de la traction des véhicules électriques**

## **I.1. Introduction**

Afin de savoir étudier le moteur exploité dans notre application, ce chapitre consacre à un état de l'art sur les moteurs électriques dédiés à l'attraction ou propulsion des véhicules électriques. En évaluant les avantages et les inconvénients de chaque type de moteur afin de déterminer les critères de performance et la structure optimale de type qui répond aux exigences de notre application.

## **I.2. Historique et évolution de la traction de véhicule électrique**

### **I.2.1. Historique de la traction de véhicule électrique**

Depuis plusieurs années les automobiles font partie essentielle de notre quotidien, servant un moyen de transport de haute technologie. Le premier véhicule électrique est construit par Thomas Davenport à Bandon au Royaume Uni en 1834 où il a utilisé une batterie pour alimenter un moteur électrique et l'exploiter dans un petit véhicule électrique. En 1859, le français G. Planté la batterie rechargeable au plomb-acide, cela améliore le fonctionnement de l'automobile électrique mais il reste toujours de l'efficacité des véhicules thermiques. Dix ans plus tard, Gramme a construit le premier moteur électrique puissant. Malgré ces avancées, les premiers modèles de véhicule électrique sont états enviables contrairement aux voitures à chevaux en raison de faibles performances et la technologie limitée. Dans les deux décennies suivantes, les véhicules électriques ont commencé à réaliser les voitures à essence. [1]

En 1894, le Morris and Electroboat de Salom a introduit le premier modèle de véhicule électrique commercial à New York. Il a été utilisé comme taxi. Malgré son prix d'achat élevé. Dans les années 1980 à 1990, plusieurs modèles de véhicules électriques sont apparus mais ils étaient limités par les technologies de stockage d'énergie de l'époque.

Depuis les années 2000, l'accent de la recherche a été mis sur le véhicule hybrides avec l'intégration des batteries autonomes pour surmonter les défis de stockage d'énergie de la batterie ainsi que le développement des moteurs efficaces et fiables pour optimiser l'utilisation de la technologie automobile.[1]

### **I.2.2. L'évolution de la traction de véhicule électrique**

Les véhicules électriques présentent des avantages écologiques et un coût de fonctionnement réduit, ce qui incite les recherches récentes en ingénierie à améliorer leurs performances. En particulier, l'autonomie de batterie et les stratégies de recharge.[2]

- **L'autonomie de batterie**

Les modèles récents des automobiles électriques offrent une autonomie avancée. Cette dernière est le résultat d'une innovation dans les technologies de batteries. Cela permet aux véhicules électriques de parcourir plus de 500 km avec une seule charge. Cette caractéristique est présente dans les modèles de Tesla s et X, Long Rang qui sont connues par leurs performances d'autonomie.

- **Les nouvelles technologies de charge**

Les technologies de recharges rapides peuvent fournir jusqu'à 150 kW de puissance, ces avancées permettent de charger une batterie à 80% dans un court délai qui est de 30min à 60min. La durée de cette charge dépend de la capacité de batterie et la puissance de chargeur. Les progrès récents de recharges permettent de couvrir des longs trajets avec peu arrêt de charge. [2]

### I.3. Chaîne de la traction électrique

La chaîne de traction se constitue de la batterie, le moteur électrique et les convertisseurs statiques qui permettant la commande de moteur.

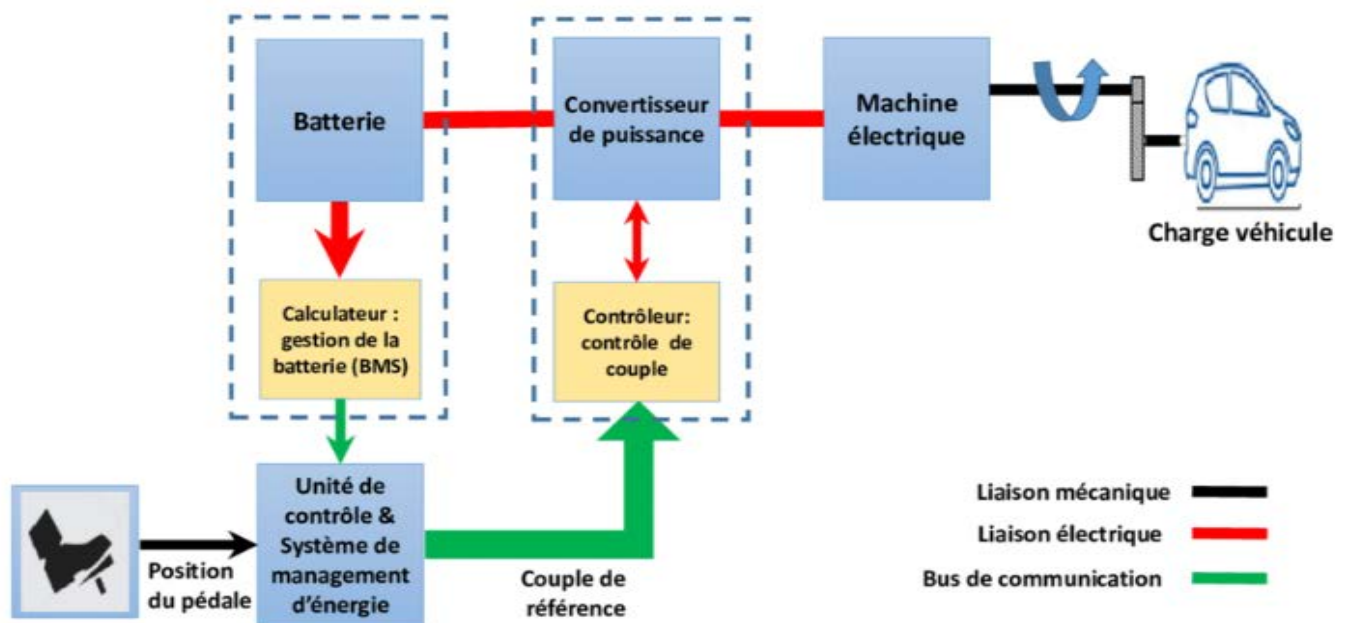


Figure I.1 : structure de la chaîne de traction de véhicule électrique

### I.3.1. Batterie

La batterie est un dispositif de stockage d'énergie. Elle se compose d'une anode séparateur électrolyte les types les plus utilisés pour les véhicules électriques sont les batteries Plomb-Acide et Nickel Cadmium.

Ce dispositif est utilisé pour alimenter les convertisseurs de puissance en courant continu. Ainsi que le système de chauffage et climatisation. Les critères de la batterie de traction pour le contexte de véhicule électrique comprennent une puissance élevée, une longue durée de vie, un bas coût de production et l'estimation précise de l'état de charge et une charge rapide.[2]

### I.3.2. Convertisseur statique

L'intégration de multiples sources d'énergie dans les automobiles électriques nécessite l'exploitation de convertisseur statique. Ces dispositifs permettent l'exécution de diverses fonctions. On peut distinguer dans la littérature trois types de convertisseurs utilisés dans les chaînes de traction des véhicules électriques.[3]

- **Convertisseur DC/DC (hacheur)** : Ce type de convertisseur permet de passer d'une grandeur en courant continu à une autre grandeur en courant continu.
- **Convertisseur DC AC (onduleur)** : Ce dispositif permet la conversion de courant continu fourni par la batterie en courant alternatif qui utilisait pour alimenter le moteur.

### I.3.3. Système de propulsion de la chaîne de traction

Dans une automobile électrique l'actionneur est un composant principal et simple qui permet la transmission d'énergie dans les deux sens. Il transforme l'énergie électrique en énergie mécanique pour propulser l'automobile lorsqu'il est en phase d'attraction. Par ailleurs, il fonctionne en générateur en phase de décélération pour recharger la batterie en récupérant une partie d'énergie dissipée pendant le freinage.

#### I.3.3.1. Le choix de moteur pour l'attraction des véhicules électriques

Les divers exigences et contraintes en termes de motorisation électrique, conduisent à l'étude des différentes structures des moteurs électriques optimisées. Le choix de moteur électrique les mieux appropriés à l'usage dépend de nombreuses exigences [4] :

- Densité de puissance et une densité de couple.
- Une large plage de vitesse à puissance et à couple constant.
- Un rendement élevé sur une grande plage de vitesse et de couple.
- Le coût de fabrication et la fiabilité.

Les types principaux de machines électriques exploitée dans l'attraction automobile les moteurs à courant continu, synchrones et asynchrones.

## I.4. Technologie de moteur électrique pour l'entraînement

### I.4.1. Moteur à courant continu

Le moteur à courant continu se constitue deux parties. Une partie fixe appeler stators, et l'autre mobile appelé le rotor, celui-ci est alimenté par un courant continu. Les enroulements d'induit parcouru par un courant continu sont immergés dans un champ magnétique et subissent une force de la place.[5]

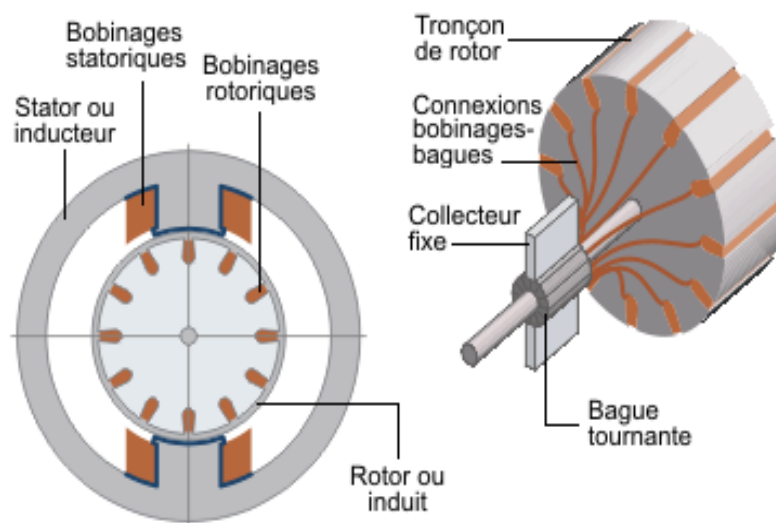


Figure I.2 : Schéma des constituants de rotor et stator d'un MCC

#### I.4.1.1. Principe de fonctionnement

Le fonctionnement de moteur à courant continu repose sur le phénomène de l'action réaction. Lorsque le courant circule dans les enroulements situés dans un champ magnétique engendre une force qui met les bobines en mouvement, ce que les transforment en électroaimants. Cette transformation induit la rotation du moteur.[5]

### **I.4.1.2. L'entraînement par moteur courant continu à excitation indépendante**

Le moteur à courant continu à excitation indépendante, parmi les moteurs conventionnels utilisé dans les véhicules électriques. Il intègre des convertisseurs DC/ DC qui ajustent la tension fixe stockée dans la source et fournir un courant continu pour alimenter le circuit induit et inducteur. Le convertisseur destiné pour l'induit est plus puissant que celui de l'inducteur. Les signaux de commande sont modulés selon le couple vitesse ciblées au moteur. Tandis que la sortie de commande contrôle les niveaux de tension appliqués à l'enroulement de moteur. Cette technologie est largement utilisée dans les voitures électriques telles les premiers modèles de Tesla, la première génération de Toyota RAV4 EV.

#### ➤ **Avantages**

- Stabilité de vitesse constante en présence de charge.
- Utilisation optimale de l'énergie grâce à vitesse constante.
- Favorisation de l'adaptation des véhicules électriques.
- Une capacité de contrôle indépendante de couple et de flux.

#### ➤ **Inconvénients**

- La nécessité de maintenance en raison de l'usure de ballet collecteur.
- Limitations de la vitesse maximale.
- Un rapport poids/puissance relativement faible.

### **I.4.2. Moteur asynchrone**

Le stator des machines électriques triphasées est constitué de trois enroulements identiques alignés le long de l'entrefer, avec un circuit magnétique formé de fines tôles isolées pour réduire les pertes de courant. Ses bobines génèrent un champ magnétique, tandis que leurs têtes régulent les courants pour stabiliser le flux. Quant au rotor, la partie mobile, il est fabriqué avec des conducteurs en aluminium ou en cuivre, créant un court-circuit dans le champ magnétique du stator. Il existe deux types de rotors : le rotor à cage d'écureuil et le rotor bobiné.

La machine asynchrone appelée aussi machine à induction est une machine électrique à courant alternatif machine sans balais et sans collecteur, elle ne contient aucune connexion mécanique entre son stator et rotor, ce terme asynchrone renvoie à l'écart entre la vitesse de

rotation de flux rotorique et statorique. La machine asynchrone à états généralement utilisé en moteur. Grace à l'électronique de puissance elle s'emploie en génératrice. Les moteurs asynchrones sont exploités dans nombreux domaines notamment dans l'industrie et le transport.[7][15]

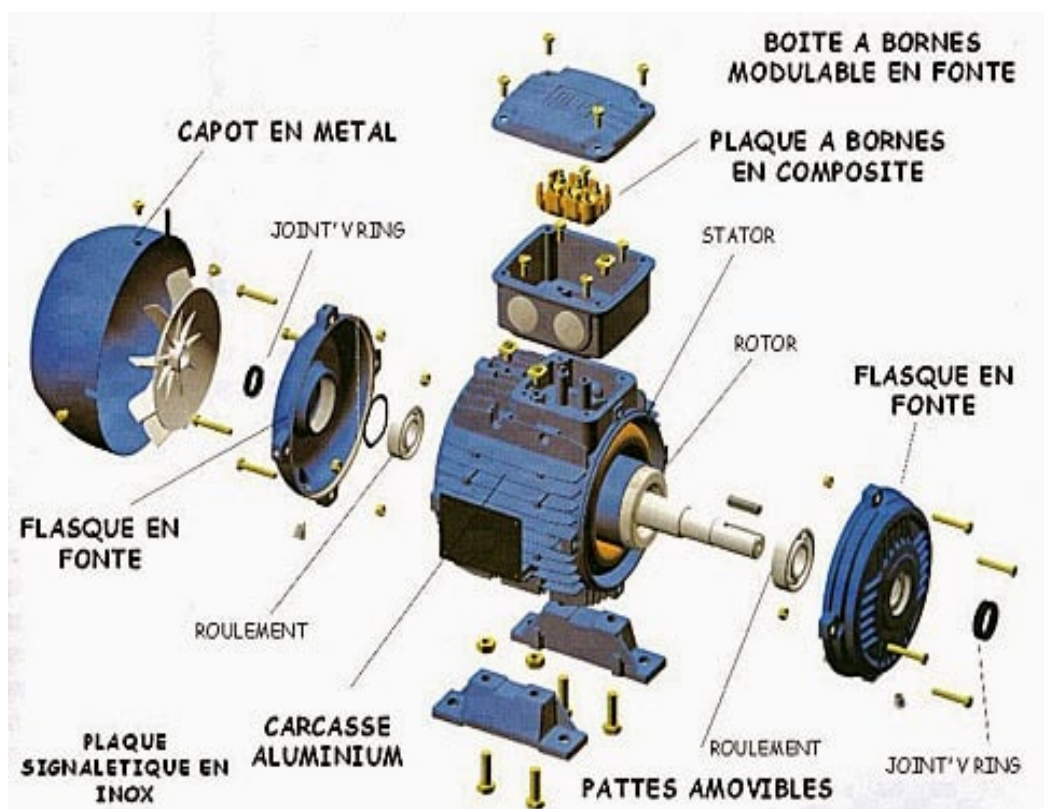


Figure I.3 : Schéma de différentes parties d'un moteur asynchrone

#### I.4.2.1. Principe de fonctionnement

Le stator est excité par un courant alternatif, engendrant un champ magnétique tournant, ce champ magnétique induit des courants dans le rotor, produisant à leur tour un champ magnétique. Ces courants selon la loi de Lenz créent un couple qui motive le rotor à suivre le champ statorique en rotation. Ce fonctionnement repose sur le phénomène d'induction électromagnétique entre rotor et stator avec une légère différence de vitesse entre les deux parties ce que permet la conversion d'énergie d'une manière efficace et fiable.[15]

### **I.4.2.2. Entraînement par moteur à induction**

Un moteur à induction est le plus employé dans l'automobile électrique. Il fonctionne de façon similaire à un moteur à courant continu avec une excitation séparée mais sans limitation de vitesse. Leur conception sans balais les permet d'atteindre des vitesses élevées. Pour ajuster leur vitesse en agissant sur la fréquence des tensions. Les moteurs à induction nécessitent une surveillance lorsqu'on les utilise en pleine puissance car il peut être bloqué à des vitesses critiques. Pour cela, on utilise le contrôle d'orientation de champ qui puisse prolonger leur durée de fonctionnement et peut entraîner un surdimensionnement de moteur. Dans le domaine des véhicules électriques, on distingue principalement deux types de moteurs à induction : le rotor à cage d'écureuil et le rotor bobiné. Les moteurs à induction à rotor à cage d'écureuil. Ces technologies sont utilisées dans nombreux modèles notamment : la Chevrolet Bolt EV et la Nissan Leaf.[6][8][16]

#### ➤ **Avantages**

- Les moteurs à induction sont robustes et fiables, parfaits pour les véhicules électriques.
- Ils offrent un couple élevé dès les basses vitesses, essentiel pour les démarrages et les montées.
- Leur conception économique en fait des choix judicieux pour les applications de véhicules électriques.
- Ils réduisent la traînée, améliorant ainsi l'efficacité énergétique et l'autonomie de la batterie.

#### ➤ **Inconvénients**

- Comparés à d'autres types de moteurs comme les moteurs à aimants permanents, les moteurs à induction peuvent avoir un rendement inférieur à des vitesses élevées, ce qui peut impacter l'efficacité globale du véhicule.
- Pour optimiser leurs performances, les moteurs à induction nécessitent un contrôle sophistiqué de la vitesse, le couple et le facteur de puissance.
- Les moteurs à induction peuvent être plus volumineux, ce qui peut influencer le poids total du véhicule et les considérations de conception et d'emballage.[8]

### I.4.3. Moteur synchrone

Le stator, la composante immobile de la machine est construite autour d'une structure en acier laminé appelée le noyau. Il est équipé d'enroulements en cuivre ou en aluminium disposés de manière uniforme autour du noyau. Ces enroulements, alimentés en courant alternatif, génèrent un champ magnétique rotatif lorsque le courant les traverse. Typiquement, les machines synchrones comportent trois enroulements distincts espacés de 120 degrés électriques pour produire un champ magnétique rotatif tridimensionnel. À l'inverse, le rotor, la partie mobile de la machine, peut adopter diverses configurations.[6] [7]

- **Rotor à pôles saillants** : les enroulements du rotor sont connectés à une source de courant continu, générant ainsi un champ magnétique dans le rotor. Les pôles saillants assurent une meilleure synchronisation avec le champ magnétique tournant du stator.

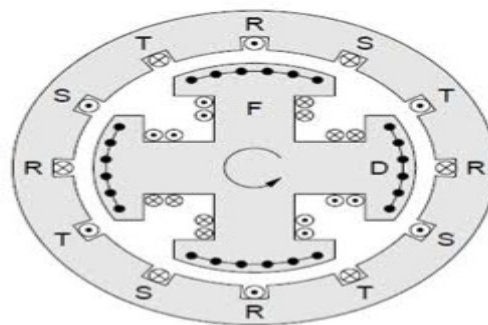


Figure 4 : schéma de rotor à pôle saillant d'un moteur synchrone

- **Rotor lisse (cylindrique)** : certains rotors n'ont pas de pôles saillants et sont appelés rotor cylindriques ou lisses. Le rotor est montré sur un axe et est capable de tourner à une vitesse synchronisée avec la fréquence du réseau.

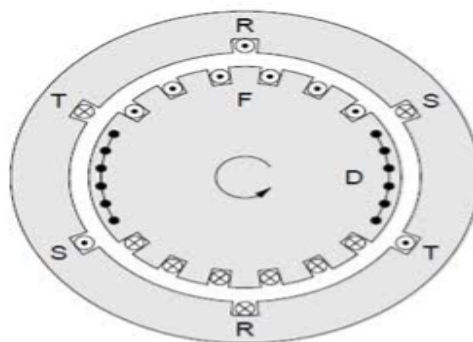


Figure I.5 : schéma de rotor à pôle lisse d'un moteur synchrone

### **I.4.3.1. Principe de fonctionnement**

Le rotor suit la rotation de champs magnétique de stator, par application d'une tension alternative au niveau de stator on donne naissance à un champ magnétique tournant.

En alimentent Le rotor qui se constitue soit d'un aimants permanents soit par des enroulements parcourues par un courant continue, l'orsque la fréquence du courant alternatif fourni par le stator correspond à la fréquence de rotation souhaitée le rotor tourne en synchronisation avec ce champ magnétique. La vitesse de ce champ magnétique est appelée vitesse de synchronisme. [7]

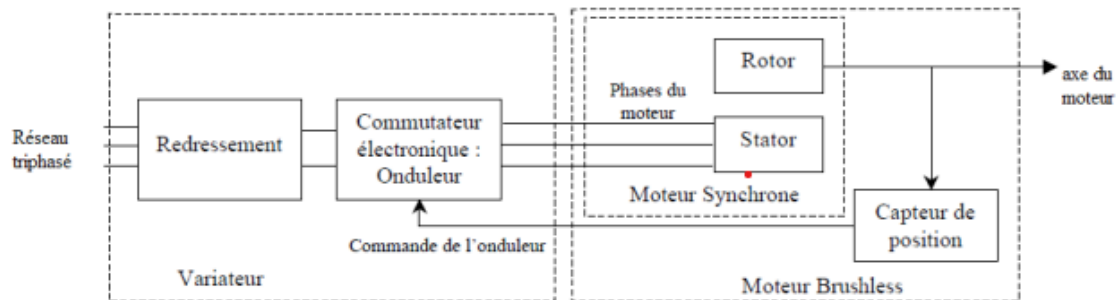
### **I.4.3.2. Autopilotage de moteur synchrone**

La machine synchrone est simple à piloter, car le flux magnétique dans le rotor est créé uniquement par l'aimant permanent du rotor ou par un courant continu envoyé à travers le bobinage rotorique. Contrairement à d'autres types de machines, elle ne dépend pas des courants induits du stator ni des variations du flux statorique. Ainsi, on utilise le flux statorique principalement pour ajuster le couple électromagnétique de manière directe

L'autopilotage consiste à aligner la vitesse du champ statorique avec celle du rotor en maintenant un angle constant entre les deux, appelé angle d'autopilotage (habituellement noté  $\theta$ ). Ce défi est également crucial au démarrage des moteurs sans balais, car le rotor ne peut pas instantanément atteindre la vitesse de rotation du champ statorique. Pour résoudre cette situation, le système de contrôle électronique doit garantir un démarrage progressif. L'objectif principal est de reproduire la fonctionnalité du collecteur des moteurs classiques. Initialement, la fréquence des tensions d'alimentation est faible, puis elle augmente graduellement en prenant en considération la réaction du moteur.[9]

### **I.4.3.3. Schéma de principe de moteur synchrone autopiloté**

Le capteur de position synchro-résolveur détecte la position exacte du rotor, ce qui permet de déterminer les courants nécessaires pour contrôler la position du champ statorique. Ainsi, l'angle interne, est sélectionné en fonction du type de commande spécifique souhaité, ce qui détermine également le couple du moteur.[9]



**Figure I.6 :** Schéma de principe d'un moteur synchrone autopiloté

#### I.4.3.4. Entraînement par moteur à réluctance variable

Les moteurs à réluctance variable offrent une solution efficace pour les applications des véhicules électriques le stade de conception est résilient open et leur performance supérieure interne coupe les vitesses font une technologie intéressante. Ce type de moteur est employé dans certains automobiles électrique un exemple notable est la Jaguar I. Pace qu'il l'utilise pour propulser les roues avant et arrière dans sa configuration à deux moteurs. [7][16]

##### ➤ Avantages

- Affichant une excellente puissance spécifique, dépassant les 3 kW/kg, il garantit des performances élevées tout en restant léger.
- En n'utilisant pas d'aimants permanents, il élimine le besoin de terres rares, réduisant ainsi les préoccupations environnementales liées à leur extraction et à leur traitement.
- Sa conception simplifiée, sans aimants permanents, contribue à accroître sa fiabilité et à potentiellement réduire les coûts de production.

##### ➤ Inconvénients

- Son efficacité est moindre par rapport aux moteurs utilisant des aimants permanents.
- À l'heure actuelle, il ne figure pas dans l'équipement des véhicules électriques haut de gamme.
- La construction de son rotor est relativement complexe, nécessitant plus de cavités que celles illustrées.

### I.4.3.5. Entraînement par moteur à aimant permanent

Le moteur à aimant permanent combine entre les caractéristiques des moteurs synchrone et asynchrones. Ils offrent des puissances importantes, ce que permet la réduction des pertes au niveau de rotor engendrant un bon rendement. Le moteur à aimant permanent est intégré dans différentes marques de véhicules électriques tels : Tesla model 3, Volkswang ID4 et Audi e-tron. [6][7][16]

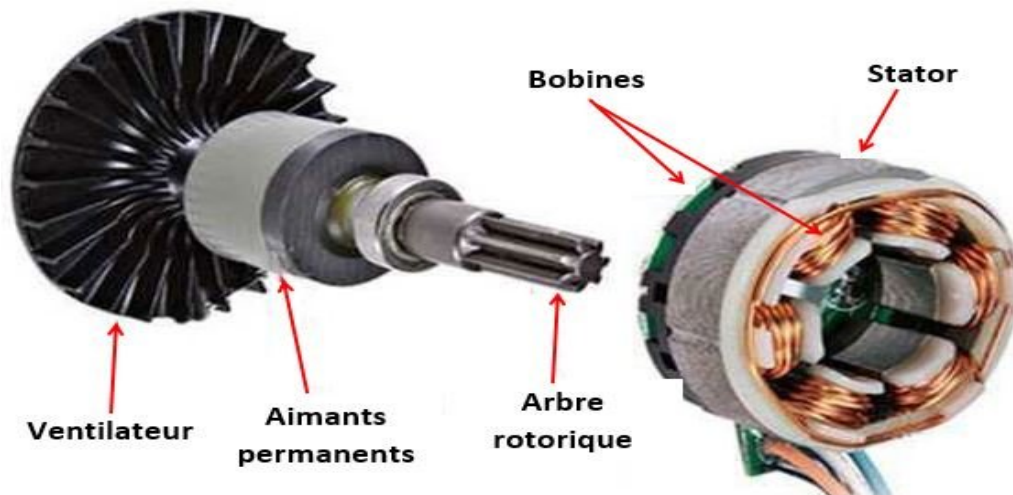


Figure I.7 : Schéma de différentes parties d'un MSAP

#### ➤ Avantages

- Il offre une puissance spécifique exceptionnelle, allant jusqu'à 10 kW/kg.
- Son rendement est le plus élevé sur une gamme étendue de vitesses.
- Il est largement utilisé dans de nombreuses voitures électriques, ce qui démontre une fabrication à haut débit industriel et maîtrisée.

#### ➤ Inconvénients

- Il est actuellement rarement disponible en stock.
- Son efficacité diminue lorsque la demande en couple est faible.
- Malgré les préoccupations environnementales et d'approvisionnements liés aux aimants permanents, il en est équipé.

### I.4.3.6. Entraînement par moteur à rotor Bobiné

Le moteur synchrone à rotor bobiné représente une technologie intéressante pour la propulsion des véhicules historiques. Son rotor se constitue d'enroulements du fil conducteur. Cette conception occupe une grande place dans la régulation de vitesse et de couple. Le moteur synchrone à rotor bobiné est employé par plusieurs conceptions de véhicules électrique tel que : la BMW i3 dans sa configuration de deux moteurs l'un à aimant permanent et l'autre à rotor bobiné ainsi que la Renault Zoé.[7][8]

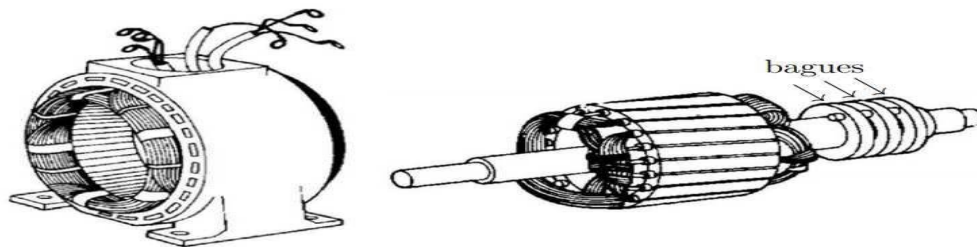


Figure I.8 : Schéma de rotor et stator d'un MSR

#### ➤ Avantages

- Il offre le meilleur rendement parmi les moteurs synchrones fonctionnant à haute vitesse.
- Ne comportant aucun aimant permanent, il évite l'utilisation de terres rares.
- De plus, étant entièrement développé par Renault, il joue un rôle important dans la préservation de la souveraineté industrielle.
- Sa puissance spécifique, d'environ 2 kW/kg, est considérée comme tout à fait satisfaisante.

#### ➤ Inconvénients

- Son rendement est moindre que celui des moteurs à aimants permanents à bas régime.
- Il nécessite une quantité de cuivre plus importante, ce qui exige une gestion d'approvisionnement rigoureuse.
- Sa puissance spécifique est nettement inférieure aux meilleurs moteurs synchrones.
- Il n'est pas couramment disponible en stock.
- Sa construction est plus complexe que celle des autres moteurs électriques, principalement en raison du rotor bobiné. [7]

## I.5. Comparaison entre les cinq types principaux d'entraînement

Pour choisir le type le plus adapté aux véhicules électriques parmi Cinq types principaux d'entraînement, divers critères sont pris en compte : capacité, pertes à différentes vitesses, acoustique, fiabilité, niveau de développement industriel, simplicité de production et coût. Tableau récapitulatif ci-dessous des caractéristiques de quatre types d'entraînement pour véhicules électriques.[9]

	Machine à courant continu	Machine synchrone bobine	Machine à aimant permanent	Machine à reluctance variable	Machine asynchrone
Capacité	-	+	++	+	-
Pertes à basse vitesse	-	+	++	+	-
Pertes à haute vitesse	+	++	-	++	++
Acoustique	+	+	+	-	+
Fiabilité	-	+	++	++	++
Maturité industrielle pour la traction automobile	++	+	++	-	+
Simplicité de fabrication	-	-	+	++	++
Coût	-	+	-	++	++

**Tableau I.1** : comparatifs des différentes technologies des moteurs électriques

Le tableau indique que les moteurs synchrones et asynchrones resteront largement utilisés dans les véhicules électriques en raison de leurs caractéristiques distinctes qui les rendent des choix viables. Les moteurs synchrones sont appréciés pour leurs efficacités à haute vitesse, leurs capacités et leurs fiabilités. En revanche, les moteurs asynchrones sont préférés pour leurs faibles coûts, leurs robustesses mécaniques et leur capacité à gérer efficacement les variations de charge.

La compétition pour améliorer chaque type de moteur est toujours continue. Les moteurs synchrones font l'objet d'efforts pour réduire leurs pertes, améliorer leur efficacité à basse vitesse et réduire leur niveau acoustique. De leur côté, les moteurs asynchrones bénéficient de recherches visant à optimiser leur contrôle électronique, à réduire leur poids et encombrement, ainsi qu'à augmenter leur efficacité énergétique globale.

## **I.6. Les stratégie de commande des moteurs synchrones**

L'optimisation des performances des moteurs électriques et l'augmentation de l'autonomie des véhicules électriques nécessitent l'utilisation des méthodes de commande avancées. Dans les centres de recherche des entreprises automobiles, les ingénieurs développent les techniques de commandes exploités dans les véhicules électriques afin de maintenir la stabilité et l'amélioration du système de propulsion. Ces méthodes sont testés par des simulations et des essais pour assurer la fiabilité et la sécurité des véhicules électriques. Parmi ces méthodes on cite : le contrôle directe de couple et de flux (DB-DTFC), le contrôle directe de couple (DTC), la commande prédictive à repense pile (Dead-Beat) et la commande vectorielle. [17]

### **I.6.1. Le contrôle direct de couple et de flux (DB-DTFC)**

Le contrôle direct du couple et du flux (DB-DTFC) se distingue parmi les techniques MPC pour ses performances prometteuses. Cette méthode utilise un modèle de machine pour ajuster les tensions et atteindre les objectifs de couple et de flux en une période de commutation. DB-DTFC a été appliqué avec succès aux moteurs à induction, aux moteurs à réluctance synchrone, et aux moteurs à aimant permanent. il offre des avantages tels que des performances dynamiques élevées, une robustesse accrue face aux erreurs d'estimation, et une réduction des harmoniques. [18]

### **I.6.2. Le contrôle direct de couple (DTC)**

Le contrôle direct du couple (DTC) est une stratégie sa simple et facile à implémenter. Il sélectionne directement les vecteurs de tension en fonction des erreurs de couple et de flux, utilisant des comparateurs à hystérésis. Les avantages incluent l'utilisation d'un seul paramètre moteur sans modulation de largeur d'impulsion. Les calculs se font dans un cadre fixe ce que nécessite l'estimation de la pour le démarrage des moteurs synchrones. Bien que le DTC offre de bonnes performances dynamiques, il présente des ondulations élevées en régime permanent. Sa fréquence d'échantillonnage élevée est limitée par les commutateurs de l'onduleur.[18]

### **I.6.3. La commande prédictive à repense pile**

Le contrôle Deadbeat est une stratégie prédictive qui utilise le modèle de machine inverse pour déterminer les commandes de tension nécessaires pour obtenir les commandes de couple et de flux souhaitées. Il est basé sur un modèle à temps discret, calculant les tensions nécessaires pour éliminer les erreurs de courant après chaque période d'échantillonnage. Ces tensions sont ensuite appliquées à la machine via un onduleur contrôlé par MLI. Comparé aux

contrôleurs PI, le Deadbeat est plus simple et évite le réglage complexe des paramètres, utilisant une fréquence de commutation fixe. Il permet l'intégration de contraintes système et est plus économe en calcul que le contrôle prédictif direct qui a une fréquence variable et un ensemble d'états de commutation. [11] [20]

#### **I.6.4. Commande vectorielle (FOC)**

Les entraînements de machines synchrones sont prisés pour leur rendement élevé et leur densité de puissance, ce qui en fait un domaine de recherche actif. La méthode de contrôle la plus courante pour ce type est le contrôle orienté champ (FOC) qui utilise la tension et la fréquence comme principales variables. Le flux et le couple dépendent de la fréquence et de l'amplitude de la tension, ce qui rend la réponse de la machine lente en raison du couplage. Cependant, cette méthode est sensible aux variations des paramètres de la machine, comme la résistance statorique et rotorique, qui peuvent changer pendant le fonctionnement. Cette technique, comparable à celle des machines à courant continu, ajuste la vitesse et le couple en contrôlant l'amplitude et la fréquence des courants statoriques. Le FOC utilise des contrôleurs proportionnels-intégraux généralement pour réguler les courants, dont les sorties sont converties en tensions par modulation de largeur d'impulsion (MLI) via un onduleur. [12] [19]

Des concepteurs connus comme Tesla, Nissan et BMW, utilisent les nouvelles techniques de régulation avancées tel le contrôle direct de couple et de flux et l'intégration de Dead-Beat dans la commande vectorielle dans leurs automobiles électriques. Cela permet de contrôler le couple, d'ajuster la vitesse, la direction et l'accélération. Ainsi que la répartition de couple entre les roues des véhicules électriques.[17]

### **I.7. Conclusion**

Dans ce chapitre nous avons vu un 'état de l'art sur les moteurs électriques dédié à la traction des véhicules électriques (moteurs synchrones et asynchrones). Cet état de l'art illustre une diversité d'applications et de choix technologiques avec des avantages spécifiques pour chaque type en fonction des exigences particulières de l'application.

Ce chapitre nous a permis aussi de connaître et comprendre les critères de choix des moteurs électriques en fonction d'application, rentabilité, fiabilité.

## **Chapitre II**

# **Modélisation de la machine synchrone à rotor bobiné à pôle saillant**

## II.1. Introduction

L'étude analytique des systèmes électromécaniques ne peut se faire qu'en utilisant un certain nombre d'hypothèses simplificatrices.

Dans un premier temps, nous présenterons tout d'abord les hypothèses simplificatrices et les conventions de signes, ensuite nous passons à la présentation des transformations de Clark, de Concordia, qui nous décrivent la transformation (triphasee - diphasée), et de la théorie fondamentale de Park. Dans un second temps, nous passons à la modélisation de notre système qui est composé d'une source de tension, d'un onduleur, d'une machine synchrone à pôles saillants. Dans un dernier lieu, nous allons présenter les résultats de la simulation numérique.

## II.2. Description de la machine

### II.3. Hypothèses simplificatrices et conventions de signes

En général, des hypothèses simplificatrices et des conventions de signes sont nécessaires; d'où l'adoption des hypothèses et conventions savants qui tout en permettant de simplifier notablement les calculs, conduisent à des résultats suffisamment précis.

1-) La machine n'est pas saturée et il n'y a pas d'hystérésis, d'après cette hypothèse, le système est linéaire, ce qui nous conduit, aux deux conséquences suivantes :

a) Les flux sont proportionnels aux forces magnétomotrices qui les produisent.

b) Il est possible de considérer un flux résultant comme la somme algébrique des flux produits séparément par plusieurs forces magnétomotrices.

2-) La répartition des forces magnétomotrices des flux dans le temps et dans l'espace est sinusoïdale. On ne tient compte, par conséquent, que de l'harmonique fondamentale de la force électromotrice.

3-) Le sens des forces électromotrices induites dans un bobinage sera le même que celui des courants, c'est - à - dire qu'une force électromotrice positive « e » fera circuler un courant « I » positif, et réciproquement.

4-) Le sens de rotation choisi est le sens trigonométrique.

5-) La position du rotor est repérée par l'angle «  $\theta$  » que font les axes 'Oa' et 'Od' (voir figure (II.2))

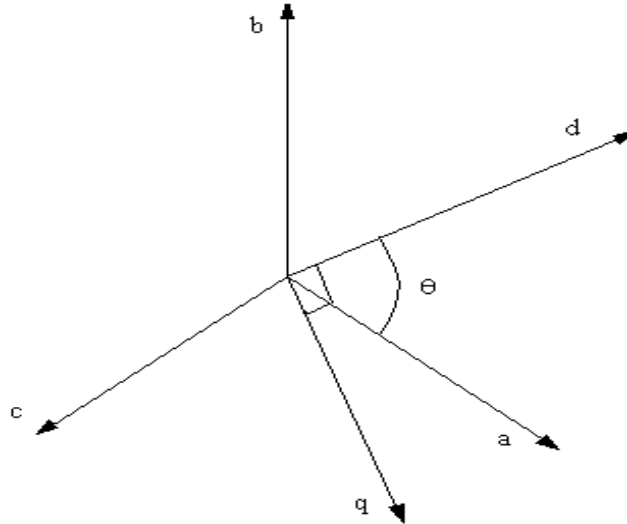


Figure II.1.: Représentation des axes triphasés et diphasés

## II.4. Transformation triphasées-diphasées

### II.4.1. Transformation de Clarck

Soit un système composé de trois grandeurs triphasées  $(X_a, X_b, X_c)$  dépendant d'une variable  $\theta$ .

$$(X) = \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} = X_m \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (II-1)$$

Après transformation l'équation (II-1) se met sous la forme suivante

$$(X) = X_m \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{-1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{-1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \sin(\theta) \end{bmatrix} \quad (II-2)$$

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

L'équation (II-2) s'écrit alors :

$$(X) = [C] (X_1) \quad (II-4)$$

$$\text{Avec } (X_1) = X_m \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \sin(\theta) \end{bmatrix} \quad (II-5)$$

La matrice  $[C]$  représente deux colonnes de la matrice de Clarck (non normée). Pour construire entièrement la matrice de Clarck on associe à  $[C]$ , la matrice colonne  $[C_1]$  avec :

$$[C_1] = \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (\text{II-6})$$

Alors on définit la matrice  $[C_2]$  de Clarck comme suit :

$$[C_2] = [[C][C_1]] \quad (\text{II-7})$$

Transposées des sous matrices de Clarck :

$$[C]' = \begin{bmatrix} 1 & \frac{-1}{2} & \frac{-1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{II-8})$$

$$[C_1]' = [1 \quad 1 \quad 1] \quad (\text{II-9})$$

Propriétés des sous - matrices de Clarck :

$$\frac{2}{3} [C]'[C] = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{II-10})$$

$$\frac{2}{3} [C]'[C] = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & \frac{-1}{3} & \frac{-1}{3} \\ \frac{-1}{3} & \frac{2}{3} & \frac{-1}{3} \\ \frac{-1}{3} & \frac{-1}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix} \quad (\text{II-11})$$

$$[C_1]'[C] = [0 \quad 0] \quad (\text{II-12})$$

Inverse à gauche des sous matrices de Clarck :

$$[C]^{-1} = \frac{2}{3} [C]^t \quad (\text{II-13})$$

$$[C_1]^{-1} = \frac{1}{3} [C_1]^t \quad (\text{II-14})$$

L'inconvénient de la matrice de Clarck est qu'elle n'est pas normée, par conséquent elle ne conserve pas la puissance. La transformation de Concordia permet de palier à cet.

#### II.4.2. Transformation de Concordia

Cette transformation notée  $[T]$  est définie par :

$$[T] = (T_1) + (T_2) \quad (\text{II-15})$$

$$[T_2] = \sqrt{\frac{1}{3}} [C_1] = \sqrt{\frac{1}{3}} \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (\text{II-16})$$

$$[T_2] = \sqrt{\frac{2}{3}} [C] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ \frac{-1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{-1}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{II-17})$$

Afin de poursuivre le processus de factorisation entamé avec le formalisme de Clark on considère toujours un système triphasé  $(X)$  qui représente un vecteur des grandeurs statoriques quelconque. Nous décomposerons ce vecteur en une grandeur scalaire  $(X_0)$  qui représente la grandeur homopolaire au sens des grandeurs de Concordia, et  $(X_1)$  composantes symétriques (dans les axes directs et en quadrature) au sens de Concordia. Alors, la transformation de Concordia d'un tel système est donnée par la relation (II-18).

$$(X) = [T_1](X_0) + [T_2](X_1) \quad (II-18)$$

L'inversion d'un tel système nous donne :

$$\begin{cases} (X_0) = [T_1](X) \\ (X_1) = [T_2]'(X) \end{cases} \quad (II-19)$$

La transformation de Concordia présente les propriétés suivantes :

$$[T]^t = [T]^{-1} \quad (II-20)$$

$$[T_1]^t [T_1] = 1 \quad (II-21)$$

$$[T_2]^t [T_2] = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (II-22)$$

$$[T_2][T_1] = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (II-23)$$

$$[T_1]^t [T_2] = [0 \quad 0] \quad (II-24)$$

### II.4.3. Transformation de Park

On peut poursuivre la factorisation en posant :

$$(X_1) = X_m [R(\theta)] \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (II-25)$$

Où  $[R(\theta)]$  étant la matrice de rotation.

$$[R(\theta)] = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix}$$

(II-26)

Alors, tous les systèmes triphasés  $(X_a, X_b, X_c)$  pourront être factorisés sous la forme complète suivante :

$$(X_1) = X_m [C] [R(\theta)] \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (II-27)$$

La matrice de rotation présente les propriétés suivantes :

$$[R(\theta)]^{-1} = [R(-\theta)] = [R(\theta)]^t \quad (II-28)$$

$$\frac{d[R(\theta)]}{dt} = \frac{d\theta}{dt} [R(\theta)] \left[ R\left(\frac{\pi}{2}\right) \right] \quad (II-29)$$

## II.5. Modélisation des blocs

### II.5.1. Modélisation du bloc source

La source est représentée par un ensemble (redresseur - filtre) parfait délivrant une tension parfaitement lissée et variable ( $V_{dc} = E$ ).

### II.5.2. Modélisation de la machine synchrone

Dans une machine synchrone à pôles saillants, les inductances propres ( $L_a, L_b, L_c$ ) et les mutuelles inductances ( $M_{ab}, M_{ac}, M_{bc}$ ) ne sont ni constantes, ni égales ; elles dépendent de la position du rotor par rapport aux axes des phases.

#### II.5.2.1.-Equations électriques de la machine synchrone à pôles saillants sans amortisseurs

En tenant compte des hypothèses simplificatrices et des conventions de signe, les équations des tensions du moteur synchrone sont les suivantes :

Au rotor :

$$V_f = R_f i_f - e_f \quad (\text{II-30})$$

Avec  $e_f$  qui est donnée par la loi de Lenz.

$$e_f = \frac{-d\varphi_f}{dt} \quad (\text{II-31})$$

Au stator :

$$\begin{cases} V_a = R_s i_a - e_a \\ V_b = R_s i_b - e_b \\ V_c = R_s i_c - e_c \end{cases} \quad (\text{II-32})$$

Avec respectivement :

$$\begin{cases} e_a = -\frac{d\varphi_a}{dt} \\ e_b = -\frac{d\varphi_b}{dt} \\ e_c = -\frac{d\varphi_c}{dt} \end{cases} \quad (\text{II-33})$$

Les équations (II-30) et (II-32) deviennent

$$\begin{cases} V_f = R_f i_f + \frac{d\varphi_a}{dt} \\ V_a = R_s i_a + \frac{d\varphi_a}{dt} \\ V_b = R_s i_b + \frac{d\varphi_b}{dt} \\ V_c = R_s i_c + \frac{d\varphi_c}{dt} \end{cases} \quad (\text{II-34})$$

Pour obtenir les relations entre les courants et les flux qui régissent le fonctionnement des machines, il suffit d'ajouter algébriquement dans chaque enroulement, les flux totaux

engendrés dans cet enroulement par tous les courants de la machine ; en tenant compte pour cela des inductances propres et mutuelles des différents bobinages. On aboutit ainsi à des expressions relativement complexes, qu'il est difficile d'utiliser directement.

$$\begin{bmatrix} \varphi_f \\ \varphi_a \\ \varphi_b \\ \varphi_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} L_f & M_{fa} & M_{fb} & M_{fc} \\ M_{af} & L_a & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{bf} & M_{ba} & L_b & M_{bc} \\ M_{cf} & M_{ca} & M_{cb} & L_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_f \\ i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (II-35)$$

Les inductances propres et mutuelles relatives à l'induction seule, sont la somme d'un terme constant et d'un harmonique de rang deux

$$\begin{cases} L_a = L_{a0} + L_{a2} \cos(2p\theta) \\ L_b = L_{a0} + L_{a2} \cos(2p - \frac{2\pi}{3}) \\ L_c = L_{a0} + L_{a2} \cos(2p + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (II-36)$$

Et

$$\begin{cases} M_{bc} = M_{ab0} + L_{a2} \cos(2p\theta) \\ M_{ac} = M_{ab0} + L_{a2} \cos(2p - \frac{2\pi}{3}) \\ M_{ab} = M_{ab0} + L_{a2} \cos(2p + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (II-37)$$

Les inductances mutuelles entre l'enroulement rotorique et une phase statorique suivent une loi sinusoïdale en fonction de  $\theta$ . Cette matrice de couplage est une matrice de dimension  $[3 \times 1]$ .

$$\begin{cases} M_{af} = M_{af} \cos(2p\theta) \\ M_{bf} = M_{af} \cos(2p - \frac{2\pi}{3}) \\ M_{cf} = M_{af} \cos(2p + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (II-38)$$

Mais comme la matrice inductance  $[L]$  est symétrique par rapport à sa diagonale, donc :

$$M_{ij} = M_{ji} , \text{ avec } i = j = \{f, a, b, c\}.$$

Si on décompose  $[L]$  en sous matrices. On obtient :

$$\begin{bmatrix} [\varphi_s] \\ [\varphi_f] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_s] & [L_{sf}] \\ [L_{sf}]^t & [L_f] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [i_s] \\ [i_f] \end{bmatrix} \quad (II-39)$$

D'où les équations au flux

$$\begin{cases} [\varphi_s] = [L_s][i_s] + [L_{sf}][i_f] \\ [\varphi_f] = [L_{sf}]^t[i_s] + [L_f][i_f] \end{cases} \quad (\text{II-40})$$

La matrice  $[L_s]$  est de dimension  $[3 \times 3]$  et contient des termes constants, regroupés dans  $[L_{s0}]$  et des termes variables, dépendant de  $(\theta)$ , ( $\theta$  est l'angle qui repère la position du rotor), regroupés dans  $[L_{s2}]$ .

L'expression de  $[L_r]$  est alors :

$$[L_s] = [L_{s0}] + [L_{s2}(\theta)] \quad (\text{II-41})$$

Avec

$$[L_{s0}] = \begin{bmatrix} L_{a0} & M_{ab0} & M_{ab0} \\ M_{ab0} & L_{a0} & M_{ab0} \\ M_{ab0} & M_{ab0} & L_{a0} \end{bmatrix} \quad (\text{II-42})$$

Et

$$[L_{s2}] = L_{a2} \begin{bmatrix} \cos(2p\theta) & \cos(2p\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(2p\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(2p\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(2p\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(2p\theta) \\ \cos(2p\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(2p\theta) & \cos(2p\theta - \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (\text{II-43})$$

Les matrices  $[L_{s0}]$  et  $[L_{s2}(\theta)]$  peuvent être factorisées. Cela correspond, pour  $[L_{s0}]$  à une diagonalisation et pour  $[L_{s2}(\theta)]$  à une « pseudo - diagonalisation ».

Pour ce qui est de la matrice de couplage (stator - rotor)  $[M_{sf}]$ , la factorisation est immédiate puisqu'on y reconnaît un système triphasé équilibré direct.

$$[M_{sf}] = M_f [C] [R(\theta)] \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II-44})$$

Cette factorisation est, pour cette matrice colonne, l'équivalent d'une diagonalisation. La matrice  $[M_{fs}]$  est la transposée de  $[M_{sf}]$ .

$$[M_{sf}] = [M_{sf}]^t = M_f [1 \ 0] [R(\theta)] [C]^t \quad (\text{II-45})$$

Pour la matrice  $[L_{s0}]$ , des calculs algébriques montrent que ses valeurs propres sont :

$(L_{s0} = L_{a0} + 2M_{ab0})$  et  $(L_{s0} = L_{a0} - M_{ab0})$  avec  $L_{s0}$  valeur propre double.

$$[L_{s0}] = \begin{bmatrix} L_{a0} + M_{ab0} & 0 & 0 \\ 0 & L_{a0} - M_{ab0} & 0 \\ 0 & 0 & L_{a0} - M_{ab0} \end{bmatrix} \quad (\text{II-46})$$

$$[L_{s0}] = \frac{1}{3} L_{s0} [C_1][C_1]^t + \frac{2}{3} L_{s0} [C][C]^t \quad (\text{II-47})$$

Cette factorisation est strictement équivalente à une diagonalisation. Pour  $[L_{s2}(\theta)]$ , on observe qu'elle est constituée, colonne par colonne, de systèmes triphasés, aussi, on peut montrer qu'elle peut être factorisée sous une forme qui est analogue à une diagonalisation. On obtient alors :

$$[L_{s2}] = L_{s2}[C] [R(p\theta)] \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix} [R(-p\theta)][C]^t \quad (\text{II-48})$$

La matrice  $[L]$  est une fonction de  $\theta$ , en d'autres termes une fonction du temps ; d'où l'intérêt de la diagonalisation faite, pour une meilleure précision.

Maintenant que les matrices inductances sont factorisées, il est facile d'appliquer la transformation (triphasee - diphasée) (transformation de Concordia et la transformation de Park) aux équations des moteurs synchrones.

### II.5.2.2. Transformation de Concordia et de Park du moteur synchrone :

Nous cherchons à décrire le comportement de la machine à l'aide des variables diphasée et homopolaire. La transformation qui apparaît naturellement, une fois que la factorisation est faite, est celle de Clarck. Cependant très souvent, on préfère la normée, on aboutit alors à la transformation de Concordia.

Dans les formules de factorisation vues précédemment, il faut substituer les matrices de Concordia aux matrices de Clarck. On aboutit ainsi à :

- Pour les équations aux flux :

- **Flux homopolaire :**

$$[\varphi_{0s}] = [L_{s0}](i_0) \quad (\text{II-49})$$

**Pour le flux diphasé :**

$$[\varphi_{2s}] = L_{s0}(i_0) + \frac{2}{3} L_{s2} [R(p\theta)] \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix} [R(-p\theta)](i_2) + \frac{\sqrt{3}}{2} M_f [R(p\theta)] \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} i_f \quad (\text{II-50})$$

- **Pour le flux rotorique :**

$$[\varphi_{2s}] = \frac{\sqrt{3}}{2} M_f [R(p\theta)] \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} + L_f i_f \quad (\text{II-51})$$

- Pour les équations aux tensions la transformation de Concordia est immédiate, elle donne :

$$\begin{cases} [V_{s0}] = [R_s] + \frac{d[\varphi_{s0}]}{dt} \\ [V_{s2}] = [R_s] + \frac{d[\varphi_{s2}]}{dt} \end{cases} \quad (\text{II-52})$$

Où  $V$ ,  $I$ ,  $\varphi$  sont respectivement les tensions, les courants, et les flux statoriques.  $R_s$  la résistance statorique, et  $p$  le nombre de paires de pôles.

Nous cherchons maintenant à décrire le comportement du moteur à l'aide des variables de Park. Pour cela nous utiliserons la matrice de rotation  $[R(p)]$ , qui nous permet de décrire le moteur dans le référentiel tournant (d, q) lié au rotor.

Les équations relatives aux flux deviennent ainsi :

$$\begin{cases} \varphi_d = L_d i_d + M'_f i_f \\ \varphi_q = L_q i_q \\ \varphi_f = M'_f i_d + L_f i_f \end{cases} \quad (\text{II-53})$$

Avec :

$$\begin{cases} L_d = L_{cs} + \frac{\sqrt{3}}{2} L_{s2} \\ \varphi' = M'_f i_f \\ M'_f = \frac{\sqrt{3}}{2} M'_f \\ L_q = L_{cs} - \frac{\sqrt{3}}{2} L_{s2} \end{cases} \quad (\text{II-54})$$

-Les équations aux tensions dans les axes (d, q) s'écrivent :

$$\begin{cases} V_d = R_s i_d - p\Omega \varphi_q + \frac{d\varphi_d}{dt} \\ V_q = R_s i_q - p\Omega \varphi_d + \frac{d\varphi_q}{dt} \\ V_f = R_f i_f + \frac{d\varphi_f}{dt} \end{cases} \quad (\text{II-55})$$

L'écriture matricielle du système (II-55) est la suivante :

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ V_f \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & p\Omega L_q & 0 \\ p\Omega L_d & R_s & p\Omega M'_f \\ 0 & 0 & R_f \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_f \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_d & 0 & M'_f \\ 0 & L_q & 0 \\ M'_f & 0 & L_f \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_f \end{bmatrix} \quad (\text{II-56})$$

Pour l'équation du couple électromagnétique, nous obtenons

$$C_e = (\varphi_d i_q - \varphi_q i_d) = p[(L_d - L_q)i_d + \varphi'] i_q \quad (\text{II-57})$$

On peut aussi donner, les deux équations électriques suivantes obtenues à l'aide des équations (II-53), (II-54) et (II-55).

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = \frac{R_s}{L_d} i_d + \frac{pL_q}{L_d} \Omega i_q + \frac{V_d}{L_d} \\ \frac{di_q}{dt} = \frac{R_s}{L_q} i_q + \frac{pL_d}{L_q} \Omega i_d + \frac{V_q}{L_q} \end{cases} \quad (\text{II-58})$$

L'ensemble des équations (II-53) à (II-58) complétées par une équation mécanique notée (E-M) décrite par l'équation (II-59) nous renseigne sur le comportement dynamique de la machine.

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{1}{J} (C_e + f\Omega - C_r - C_0) \quad (\text{II-59})$$

## II.6-Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons conçu le modèle mathématique de la machine synchrone en fonctionnement moteur, à rotor bobiné, à pôle saillant sans amortisseur. En utilisant des hypothèses simplificatrices, la complexité a été réduite. C'est cela qui nous a permis de modéliser cette machine dans le repère de Park ''dq'' qui simplifie le système d'état électrique de six à cinq équations en tenant compte de la variation paramétriques qui est en fonction de position de rotor. Dans ce qui suit on garde la tension d'excitation constante. Donc le modèle devenu similaire à celui de la machine synchrone à aimant permanent. Dans les chapitres suivants on considère le moteur synchrone à aimant permanent.

## **Chapitre III**

# **Commande prédictive de la machine synchrone à aimant permanent**

### III.1. Introduction

Ce chapitre traite du contrôle prédictif appliqué aux temps mort, essentiel pour concevoir un contrôleur efficace dans les simulations et les expériences. On commence par la présentation de l'onduleur de tension à MLI puis décrit le contrôleur Dead-Beat conventionnel basé sur un le moteur synchrone à aimant permanent discret. Pour améliorer les performances face aux non-linéarités de l'onduleur, une technique de compensation des temps morts est introduite spécifiquement pour ce contrôleur. Enfin, une limitation des tensions est intégrée pour maintenir l'opération dans la plage linéaire de la technique MLI vectorielle.

### III.2. Onduleur de tension à MLI

Un onduleur PWM est souvent choisi pour sa réponse rapide et son rendement élevé ; Cela permet à l'amplitude de la tension de ligne de varier en fonction de la fréquence appliquée à la machine.

À partir de l'alimentation standard (220/380V, 50HZ), la tension  $U_c$  (phase continue) est envoyée à l'onduleur après rectification et filtrage. Différents types de MLI existent dans la pratique. [12]

### III.3. Modulation de Largeur d'Impulsions sinus-triangle

La MLI permet de former à la sortie d'un onduleur chaque alternance de la tension à l'aide d'une succession de créneaux rectangulaires.

Elle consiste à convertir la  $V_{ref}(t)$  modifiée, en une tension sous la forme d'une série de positions dérivées de la sortie de l'onduleur. Le principe repose sur la comparaison du module et de la porteuse  $V_p(t)$ .

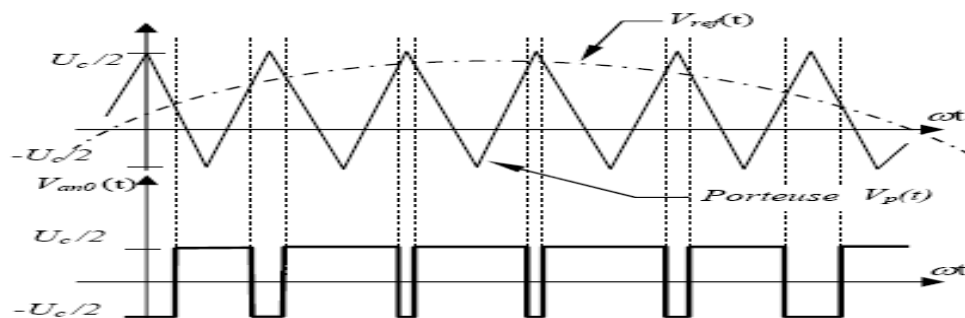


Figure III.1 : MLI sinus triangle.

La tension de sortie de l'onduleur a les caractéristiques suivantes :

$$\text{Si } V_{\text{ref}}(t) > V_p(t) \leftrightarrow V_{a0} = \frac{U_c}{2} \quad (\text{III.1})$$

$$\text{Si } V_{\text{ref}}(t) < V_p(t) \leftrightarrow V_{a0} = -\frac{U_c}{2} \quad (\text{III.2})$$

La fréquence de la MLI est égale à la fréquence de la tension de la porteuse  $V_p(t)$ .

- L'amplitude est contrôlée par l'amplitude de  $V_{\text{ref}}(t)$ .
- La fréquence du fondamental est contrôlé par la fréquence de  $V_{\text{ref}}(t)$ .

La tension à la sortie de l'onduleur peut être ajustée à l'aide du coefficient de réglage 'r' défini comme suit.[12]

$$r = \frac{V_{\text{ref}}}{V_p} = \frac{\text{Max}(V_{a0})_1}{\frac{U_c}{2}} \quad (\text{III.3})$$

La valeur maximale de la tension fondamentale (à la sortie de l'onduleur) vaut :

$$(V_{a0})_{\text{max}} = \frac{U_c}{2} r \quad (\text{III.4})$$

L'indice de modulation « m » est égale à la valeur du rapport de la fréquence de la porteuse triangulaire (ou en dent de scie) sur celle de la modulante, Le choix vient du compromis entre le rendement du neutre et le rendement de l'onduleur (rendement) :

$$m = \frac{\text{fréquence de } V_p(t)}{\text{fréquence } V_{\text{ref}}(t)} \quad (\text{III.5})$$

### III.4. Modulation Vectorielle

Dans la modulation vectorielle, on représente par seul vecteur les trois tensions sinusoïdales de sortie que l'on désire. On approxime au mieux ce vecteur pendant chaque intervalle de modulation en agissant sur la commande des trois jeux d'interrupteurs complémentaires, (k1-k2), (k3-k4), (k5-k6).

### III.5. Transformation de Concordia

La transformation vectorielle est basée sur le principe de représenter la tension triphasée comme un seul espace, elle est réalisée en convertissant le plan triphasé (a,b,c) en deux phases( $\alpha, \beta$ ), c'est la transformation Concordia, qui consiste à changer les tensions triphasées

$V_a, V_b$ . Il a été observé dans le système de coordonnées biphasé ( $\alpha\beta 0$ ) avec les composantes  $V_c, V_a, V_\beta, V_0$  indiquées dans la représentation triphasée (abc).

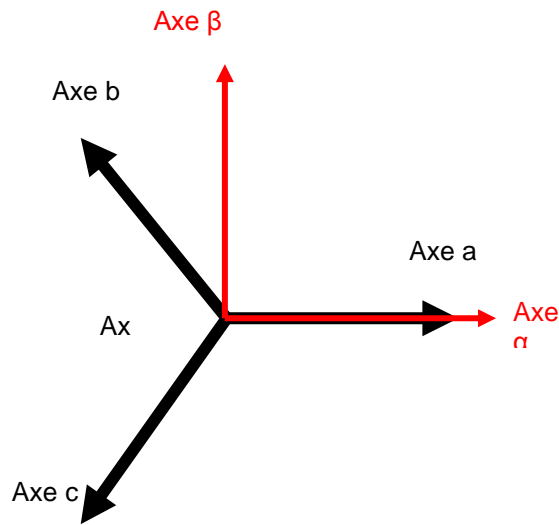
La relation entre les deux repères est :

$$f_{\alpha\beta 0} = C_{\alpha\beta 0} f_{abc}$$

$$\text{Telque : } C_{\alpha\beta 0} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{III.6})$$

$$f_{\alpha\beta 0} = (f_\alpha \ f_\beta \ f_0)^T f_{abc} = [f_a \ f_b \ f_c] \quad (\text{III.7})$$

$f$  Peut-être soit une tension, un courant ou un flux.



**Figure III.2 :** Représentation du repère triphasé abc et le repère biphasé  $\alpha\beta 0$

Ce type de stratégie permet une bonne maîtrise du vecteur tension et une diminution des harmoniques. Les vecteurs de tension  $v_\alpha$  et  $v_\beta$  sont calculée à base d'une analyse combinatoire de tous les interrupteurs de l'onduleur est assurée par huit combinaisons possibles, six combinaisons sont dédiées à l'alimentation séquentielle la charge. Les deux séquences restantes, appelées séquences de roue libre, correspondent à des vecteurs de tension nuls.

Les six vecteurs non nuls de tension appelés également vecteurs spatiaux, forment les axes d'un hexagone régulier, les deux vecteurs inactifs nuls coïncident avec l'origine, ils sont perpendiculaires au plan a,b,c L'angle entre deux vecteurs adjacents est de  $60^\circ$ .

la technique de modulation vectorielle vise à approcher le vecteur de référence en utilisant des portions des huit vecteurs de base. Ces portions sont déterminées par un rapport cyclique lié aux vecteurs de base, et donc aux durées de modulation. Une approche simple consiste à générer la valeur de la tension à la sortie de l'onduleur sur une petite période d'échantillonnage  $T_z$  de manière à ce qu'elle soit identique à  $V_{ref}$  pendant cette période.

La même transformation peut être appliquée à la tension souhaitée à la sortie de l'onduleur afin d'obtenir la tension de référence désirée  $V_{ref}$  dans le référentiel  $(\alpha, \beta, o)$  comme illustré à la figure 3.7. Ainsi, la modulation vectorielle peut être implémentée de la manière suivante :

**1 étape :** Détermination des tensions de références  $V_\alpha, V_\beta, V_{ref}$  et l'angle  $\alpha$  ;

**2 étapes :** Génération des séries d'impulsions  $T_1, T_2$  et  $T_0$  ;

**3 étapes :** Détermination des instants de commutation pour chaque transistor (K1 à K6).

### Etape1 : la détermination de $V_\alpha, V_\beta, V_{ref}$ et $\alpha$ [12]

D'après la figure (3.9)  $V_\alpha, V_\beta, V_{ref}$  et l'angle  $\alpha$  sont déterminés comme suit :

$$V_\alpha = V_{an} \cos 0 - V_{bn} \cos \frac{\pi}{3} - V_{cn} \cos \frac{\pi}{3} = \frac{1}{2} V_{an} - \frac{1}{2} V_{bn} - \frac{1}{2} V_{cn} \quad (\text{III.8})$$

$$V_\beta = V_{an} \cos \frac{\pi}{2} + V_{bn} \cos \frac{\pi}{6} - V_{cn} \cos \frac{\pi}{6} = 0 + \frac{\sqrt{3}}{2} V_{bn} - \frac{\sqrt{3}}{2} V_{cn} \quad (\text{III.9})$$

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} \quad (\text{III.10})$$

$$|V_{ref}| = \sqrt{V_\alpha^2 + V_\beta^2} \quad (\text{III.11})$$

$$\alpha = \tan^{-1} \left( \frac{V_\alpha}{V_\beta} \right) = \omega t = 2\pi f t$$

Étape 2 : génération des séries d'impulsions  $T_1$ ,  $T_2$  et  $T_0$

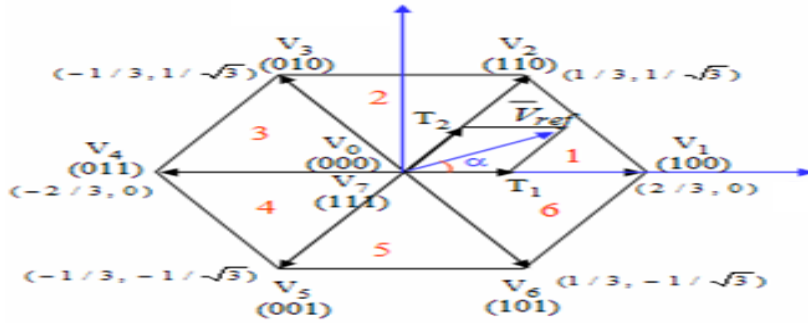


Figure (III.3) : Représentation des huit vecteurs de commande et de  $V_{ref}$  dans le plan  $\alpha\beta$ .

III.6 Durée des temps de commutation dans le secteur1

$$\int_0^{T_z} \bar{V}_{ref} \int_0^{T_1} \bar{V}_1 \int_{T_1}^{T_1+T_2} \bar{V}_2 dt + \int_{T_1+T_2}^{T_z} \bar{V}_0 dt \quad (III.12)$$

$$T_z \cdot \bar{V}_{ref} = (T_1 \bar{V}_1 + T_2 \bar{V}_2) \quad (III.13)$$

$$T_z \cdot \bar{V}_{ref} \begin{bmatrix} \cos(\alpha) \\ \sin(\alpha) \end{bmatrix} = T_1 \frac{2}{3} U_c \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} + T_2 \frac{2}{3} U_c \begin{bmatrix} \cos(\pi/3) \\ \sin(\pi/3) \end{bmatrix} \quad (III.14)$$

Tel que :  $0 \leq \alpha \leq 60^\circ$

$$T_1 = T_z r \frac{\sin(\pi/3 - \alpha)}{\sin(\pi/3)} \quad (III.15)$$

$$T_2 = T_z r \frac{\sin(\alpha)}{\sin(\pi/3)} \quad (III.16)$$

$$T_0 = T_z - (T_1 + T_2) \quad (III.17)$$

$$\text{Tel que : } T_z = \frac{1}{f_z} \text{ et } r = \frac{|\bar{V}_{ref}|}{\frac{2}{3} U_c} \quad (III.18)$$

III.7. Durée des temps de commutation dans un secteur quelconque

$$\begin{aligned} T_1 &= \frac{\sqrt{3} \cdot T_z |\bar{V}_{ref}|}{U_c} \left( \sin\left(\frac{\pi}{3} - \alpha + \frac{n-1}{3} \pi\right) \right) = \frac{\sqrt{3} \cdot T_z |\bar{V}_{ref}|}{U_c} \left( \sin\left(n \frac{\pi}{3} - \alpha\right) \right) \\ &= \frac{\sqrt{3} \cdot T_z |\bar{V}_{ref}|}{U_c} \left( \sin \frac{n\pi}{3} \cos \alpha - \cos \frac{n\pi}{3} \sin \alpha \right) \end{aligned} \quad (III.19)$$

$$T_2 = \frac{\sqrt{3} \cdot T_z |\bar{V}_{ref}|}{U_c} \left( \sin \left( \alpha - \frac{n-1}{3} \pi \right) \right)$$

$$= \frac{\sqrt{3} \cdot T_z |\bar{V}_{ref}|}{U_c} \left( -\cos \alpha \sin \frac{n-1}{3} \pi + \sin \alpha \cos \frac{n-1}{3} \pi \right) \quad (III.20)$$

$$T_0 = T_z - T_1 - T_2$$

(n allons de 1 à 6 (n étant le nombre de secteurs total;  $0 \leq \alpha \leq 60^\circ$ ))

### III.8. Détermination des instants de commutation pour chaque interrupteur

Le tableau montre des portions de temps (durée des commutations) qui doivent être allouées à chaque vecteur de tension dans chaque secteur.

	Les interrupteurs du haut	Les interrupteurs du bas
<b>1</b>	$S_1 = T_1 + T_2 + T_0 / 2$ $S_3 = T_2 + T_0 / 2$ $S_5 = T_0 / 2$	$S_4 = T_0 / 2$ $S_6 = T_1 + T_0 / 2$ $S_2 = T_1 + T_2 + T_0 / 2$
<b>2</b>	$S_1 = T_1 + T_0 / 2$ $S_3 = T_1 + T_2 + T_0 / 2$ $S_5 = T_0 / 2$	$S_4 = T_2 + T_0 / 2$ $S_6 = T_0 / 2$ $S_2 = T_1 + T_2 + T_0 / 2$
<b>3</b>	$S_1 = T_0 / 2$ $S_3 = T_1 + T_2 + T_0 / 2$ $S_5 = T_2 + T_0 / 2$	$S_4 = T_1 + T_2 + T_0 / 2$ $S_6 = T_0 / 2$ $S_2 = T_1 + T_0 / 2$
<b>4</b>	$S_1 = T_0 / 2$ $S_3 = T_1 + T_0 / 2$ $S_5 = T_1 + T_2 + T_0 / 2$	$S_4 = T_1 + T_2 + T_0 / 2$ $S_6 = T_2 + T_0 / 2$ $S_2 = T_0 / 2$
<b>5</b>	$S_1 = T_2 + T_0 / 2$ $S_3 = T_0 / 2$ $S_5 = T_1 + T_2 + T_0 / 2$	$S_4 = T_1 + T_0 / 2$ $S_6 = T_1 + T_2 + T_0 / 2$ $S_2 = T_0 / 2$
<b>6</b>	$S_1 = T_1 + T_2 + T_0 / 2$ $S_3 = T_0 / 2$ $S_5 = T_1 + T_0 / 2$	$S_4 = T_0 / 2$ $S_6 = T_1 + T_2 + T_0 / 2$ $S_2 = T_2 + T_0 / 2$

Tableau (III.1) : Temps de commutations dans chaque secteur.

### III.9. Le contrôleur Dead-Beat

Le contrôle conventionnel des temps de retard, se base sur la méthode du placement des pôles dans le plan Z, ce qui permet d'annuler la dynamique du système pour atteindre une réponse optimale. Ce contrôleur assure la correction de toute erreur résiduelle en un nombre limité de

périodes d'échantillonnage, en supposant une amplitude infinie pour l'entrée de contrôle  $u(k)$ . [13]

Pour concevoir un contrôle efficace des temps de retard, il est essentiel de tenir compte de l'ordre du système contrôlé. Cela nécessite souvent des amplitudes élevées à l'entrée du système, ce qui provoque des problématiques dans les systèmes physiques en raison de leurs limitations matérielles. Il est donc nécessaire de créer un équilibre entre la réponse rapide souhaitée et les capacités physiques du système pour garantir un contrôle optimal des temps morts. [10] [11]

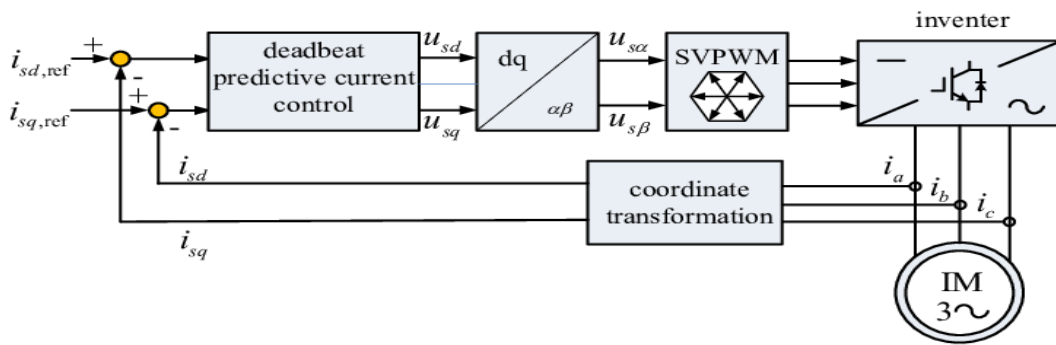


Figure III.4 : Contrôle prédictive en courant de la machine synchrone

### III.10. Contrôleur des courants de retard

La configuration du contrôleur Deadbeat permet de remplacer les contrôleurs de courant PI intégrés dans la méthode de FOC classique. Dans ce cas, les tensions de la machine sont générées par le bloc SVPWM (Space Vector Pulse Width Modulation) pour commander l'onduleur. Ce qui garantit une fréquence de commutation constante qui simplifie la conception de filtre à l'entrée. Le contrôle Deadbeat s'appuie sur le modèle discret de moteur électrique. A partir des équations de tension discrétisées, on obtient les courants  $i_d^*(k+1)$  et  $i_q^*(k+1)$  qui seront calculés dans la prochaine période d'échantillonnage. [11][20]

$$V_d = R_s i_d - \omega_r L_q i_q + L_d \frac{d}{dt} i_d \tag{III.21}$$

$$V_q = R_s i_q + \omega_r (L_d i_d + \phi_f) L_q \frac{d}{dt} i_q \tag{III.22}$$

$$\frac{d i(t)}{dt} = \frac{i(k+1) - i(k)}{T_s} \tag{III.23}$$

Les équations des courants sont déterminées à partir des équations (III.1) et (III.2) se donnent comme suit :

$$i_d(k+1) = \frac{T_s}{L_d} V_d(k) + \left(1 - \frac{T_s R_s}{L_d}\right) i_d(k) + \frac{T_s \omega_r(k) L_q}{L_d} i_q(k) \quad (III.24)$$

$$i_q(k+1) = \frac{T_s}{L_q} V_q(k) + \left(1 - \frac{T_s R_s}{L_q}\right) i_q(k) + \frac{T_s \omega_r(k) L_d}{L_q} i_d(k) + \frac{T_s \omega_r(k) \varphi_f}{L_q}$$

222(III.25)

En négligeant les variations de vitesse angulaire électrique  $\omega(k)$  à basse fréquence, les tensions de vitesse deviennent constantes. Pour avoir les tensions de commande désirées, on doit régler les références de courant pour qu'il se rapproche de courant de prochain instant d'échantillonnage. D'après les équations (II.55), les expressions (k)  $V_d(k)$  et  $V_q(k)$

$$V_d(k) = L_d \left( \frac{i_d^*(k) - i_d(k)}{T_s} \right) + R_s i_d(k) + \omega_r(k) L_q i_q(k) - \omega_r(k) \quad (III.26)$$

$$V_q(k) = L_q \left( \frac{i_q^*(k) - i_q(k)}{T_s} \right) + R_s i_q(k) + \omega_r(k) L_d i_d(k) + \omega_r(k) \varphi_f \quad (III.27)$$

Lorsque  $i_{dq}^*(k) - i_{dq} = 0$ , les tensions de référence restent constantes car les tensions de vitesse sont stables. Le contrôle des temps morts fonctionne efficacement comme un contrôleur à gain élevé lorsque la vitesse du rotor et les termes de contre-électromotrice sont bien compensés. [10][11]

### III.11. Compensation prédictive de courant de retard

Les tensions de commande idéales ou bien les tensions de commande prédictive, visent à maintenir une erreur de courant nulle pendant un intervalle d'échantillonnage  $T_s$ . Tandis que, dans les systèmes de commande numérique, il y a un retard de calcul qui retarde l'application effective de ces tensions jusqu'au début du (k+1)ème intervalle d'échantillonnage. Ce retard critique peut entraîner des oscillations persistantes dans la réponse de la boucle de courant si on ne légèrè pas correctement. L'utilisation d'un prédicateur de courant permet de corriger ce problème. Ce dispositif anticipe les courants d'une période d'échantillonnage à l'avance, permettant ainsi de calculer les tensions de commande améliorées en utilisant les équations (III.4) et (III.5) comme référence.[11]

$$V_d(k+1) = L_d \left( \frac{i_d^*(k) - i_d(k+1)}{T_s} \right) + R_s i_d(k+1) + \omega_r(k+1) L_q i_q(k) \omega_r(k) \quad (\text{III.28})$$

$$V_q(k+1) = L_q \left( \frac{i_q^*(k) - i_q(k+1)}{T_s} \right) + R_s i_q(k+1) + \omega_r(k+1) L_d i_d(k+1) + \omega_r(k) \varphi_f \quad (\text{III.29})$$

En intégrant la compensation du retard, le processus de calcul prend plus de temps, et retarde l'application des tensions mortes jusqu'au (k+2)-ème intervalle d'échantillonnage. Cela est dû au fait que le courant prédit ne devient disponible qu'au début du (k+1) -ème intervalle d'échantillonnage.

### III.12. Le retard de position du rotor

La compensation du retard de position du rotor améliore la précision du contrôle. En ajustant les tensions mortes calculées par rapport au retard d'échantillonnage et de calcul du processeur de signal numérique en déphasant le vecteur de tension statorique d'une période d'échantillonnage par rapport à la vitesse angulaire du rotor. Cette méthode permet de corriger les différences de position du rotor entre les échantillons successifs. [10] [11]

### III.13. Compensation des temps de retard

Lors de l'utilisation d'un onduleur à modulation de largeur d'impulsion (MLI) pour contrôler un moteur synchrone à aimants permanents (MSAP), les non-linéarités des dispositifs de commutation introduisent des temps de commutation qui affectent la qualité des tensions de sortie. Ces temps de commutation incluent les périodes transitoires d'allumage et d'extinction. Ainsi qu'un temps mort pour éviter les courts-circuits intermittents. Pour compenser ces effets et améliorer les performances du contrôle en boucle fermée, plusieurs techniques de compensation ont été développées. Par exemple, des méthodes utilisant des estimateurs de perturbation vectoriels sont appliquées pour identifier et corriger les erreurs de tension, couvrant à la fois les composantes fondamentales et harmoniques. La visualisation des effets des non-linéarités de l'onduleur peut être étudiée à travers des analyses de phase. [11]

### III.14. Contrainte de tension de retard

Dans le cadre de l'utilisation du FOC avec des régulateurs de courant, il est impératif de respecter les limites physiques du matériel afin d'éviter toute détérioration du système. Ainsi, une contrainte sur les tensions de retard maximales est instaurée, déterminée par l'amplitude

maximale du vecteur de tension de référence pour le SVPWM (Space Vector Pulse Width Modulation), assurant ainsi une modulation linéaire. Cette mesure vise à maintenir l'amplitude du vecteur de tension morte en dessous de  $V_{cc}/3$  pour préserver l'intégrité du système.[11]

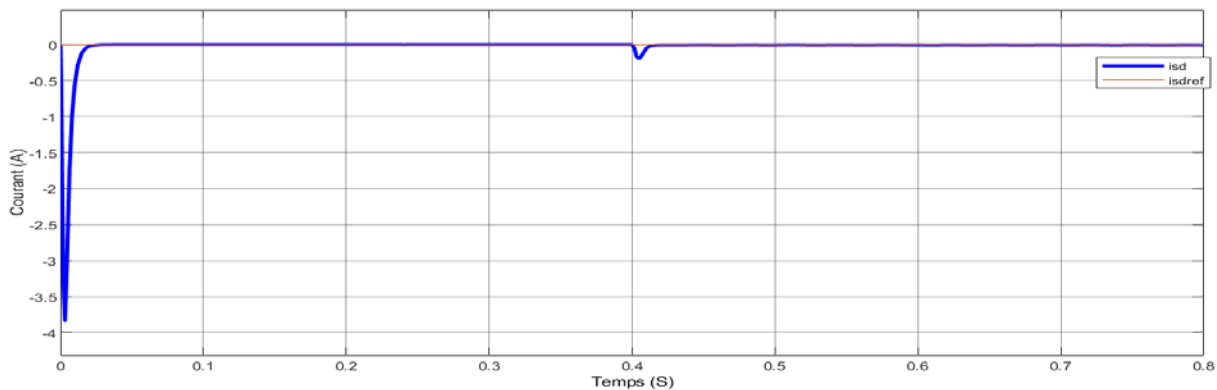
$$V_d^*(k+1) = \frac{V_d(k+1)}{|V_s^*(k+1)|} \frac{V_d}{\sqrt{3}} \tag{III.30}$$

$$V_q^*(k+1) = \frac{V_q(k+1)}{|V_s^*(k+1)|} \frac{V_q}{\sqrt{3}} \tag{III.31}$$

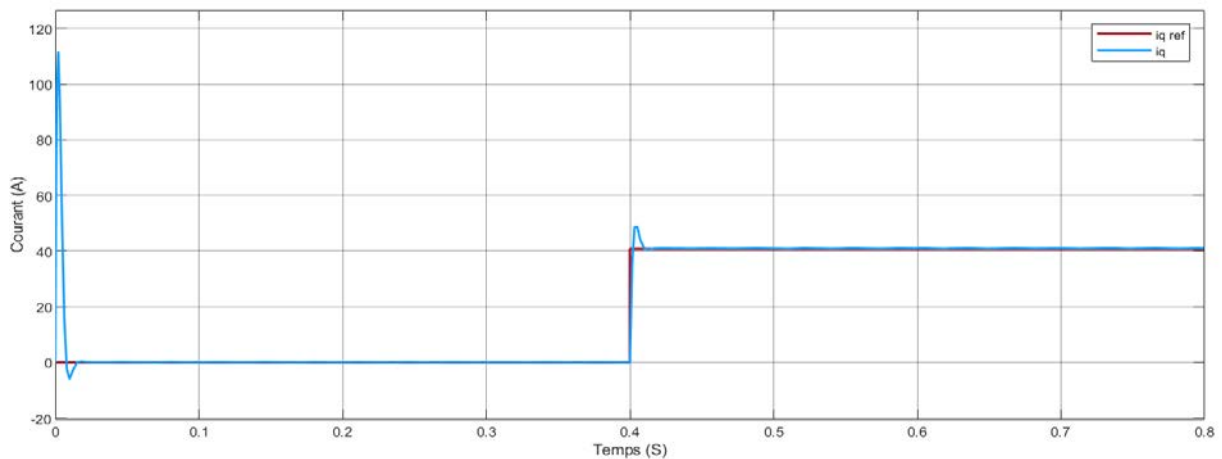
Les tensions mortes sont ajustées en proportion de la tension maximale disponible et l'amplitude du vecteur de tension morte est calculée en fonction de cette dernière

$$|V_s^*(k+1)| = \sqrt{V_d(k+1)^2 + V_q(k+1)^2} \tag{III.32}$$

### III.15. Résultats de simulation



**Figure III.5 : Représentation de courant  $i_d$  et sa référence**



**Figure III.6 : Représentation de courant  $i_q$  et sa référence**

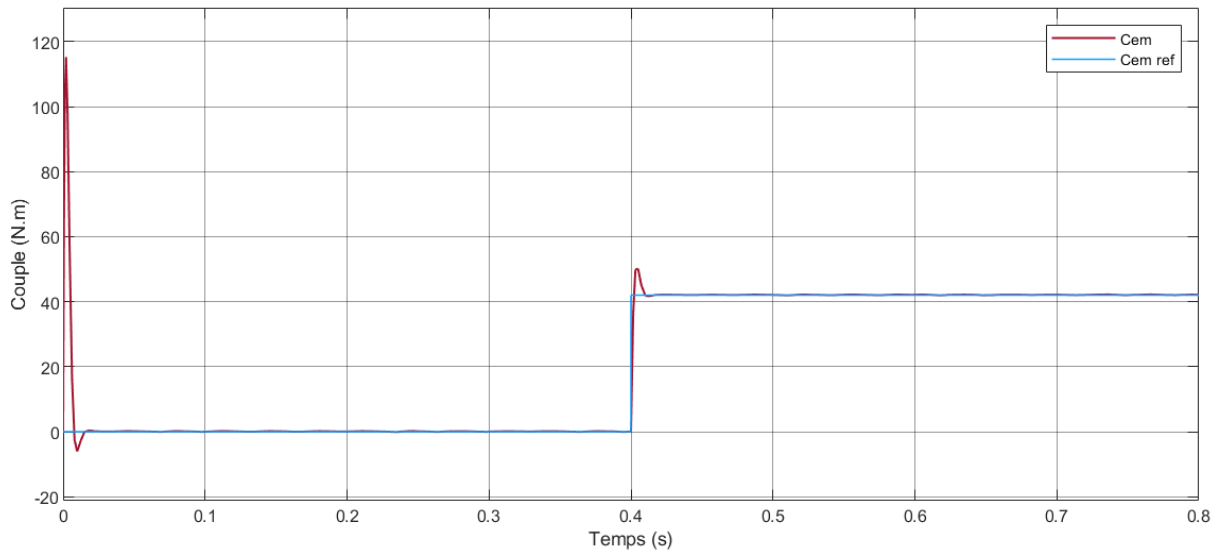


Figure III.7 : Représentation de couple électromagnétique et sa référence

#### IV.16. Interprétation des résultats

Les références de contrôle pour ce régulateur prédictive sont les courants  $i_d$  et  $i_q$  pour la considération de la machine. L'application de courant  $i_q$  est associé à l'instant d'application de couple résistant, le courant de référence  $i_d$  est nulle, nous observons un bon suivi de référence avec une apparition de régime transitoire

Une telle boucle de contrôle ne constitue pas un asservissement réel, le fait que dans un fonctionnement moteur les grandeurs de sortie sont des grandeurs mécaniques (vitesse et couple).

#### III.17. Conclusion

Dans cette méthode les référence de control sont les courants  $i_d$  et  $i_q$ , la connaissance des courants de références n'est facile pour avoir un control optimale d'un profil de vitesse pour véhicule électrique il est indispensable de commencer par cette grandeur souhaitée. Donner des courant de références aléatoires n'est pas fiable car cela ne nous assure pas le contrôle en puissance qui est un produit de couple vitesse. Donc cette méthode à elle seule n'est pas suffisante il nous faut rajouter des observateurs qui nous permettre de passer du profil de vitesse au profil des références des courants ce que fera l'objet de chapitre suivants Pour faire varier les grandeurs mécaniques on a besoin de connaitre la relation de corrélation entre les ces d dernières et ces courants.

## **Chapitre IV**

# **Commande vectorielle du moteur synchrone à aimant permanent**

### IV.1. Introduction

Dans le chapitre précédent, nous avons constaté que les performances du régulateur DeadBeat sont directement liées à l'identification des courants de référence. Dans un entraînement électrique, les grandeurs de contrôle physique sont les paramètres mécaniques de la machine en mode moteur, à savoir la vitesse et le couple. Dans le cas du véhicule la grandeur que l'opérateur contrôle reste principalement le profil de la vitesse, le couple dépend de la masse du véhicule et surtout de la topographie des routes. A quel que soit le couple la vitesse doit être contrôlée. La grandeur de référence principale est la vitesse. Dans ce chapitre nous allons nous intéresser au mode de contrôle vectorielle d'une machine synchrone à aimant. Pour obtenir ainsi les courants de référence en partant de la vitesse.

Ce chapitre présente la définition et le contexte théorique de la commande vectorielle de moteur synchrone à aimants permanents (MSAP).

### IV.2. Couplage entre deux modèles mécanique et électrique

La partie dynamique de véhicule électrique est reliée à la partie motorisation par un réducteur qui permet d'adapter les vitesses de rotations et le couple entre l'arbre de la machine et les roues. Le choix de ce réducteur dépend du couple de transmission qui doit être supérieur au couple résistant. [13]

### IV.3. Principe du contrôle vectoriel d'un MSAP

Pour mener notre travail nous allons nous baser sur les travaux de Saeed Afsharnia qui a travaillé sur le contrôle vectoriel de MSAP, dans ces travaux il s'est intéressé à l'identification des paramètres et à la minimisation des ondulations du couple. Cette auteure préconise un contrôle axe directe nulle.

La vitesse souhaitée est obtenue en partant de l'équation mécanique en passe par la boucle de régulation de la vitesse. Le signal du régulateur de vitesse devient la référence pour le courant en quadrature  $i_q^*$ . Pour simplifier le contrôle de la machine la référence du courant direct  $i_d^*$  est fixée à zéro. [12] [19]

D'après les équations de tensions représenté dans les axes dq représenté dans (II.55) et l'équation de couple électromagnétique en considérant le flux constant. [12] [19]

$$C_{em} = \frac{3}{2} P (\varphi_d i_q - \varphi_q i_d) \quad (VI.1)$$

Pour  $i_d=0$  :

$$C_{em} = \frac{3}{2} P \varphi_d i_q \quad (IV.2)$$

$$\text{Avec : } K = \frac{3}{2} P \varphi_d$$

$$C_{em} = K i_q \quad (IV.3)$$

### IV.4. Le découplage entre l'axe direct et quadratique

Les courants résultant du système des équations du système représentés dans le référentiel de Park (III.1) (III.2), sont reliés par des termes non linéaires  $(P, \omega_r, L_q, i_q)$  et  $(P, \omega_r, L_d, i_d)$ .

Pour éliminer ce couplage, on applique une méthode de compensation. Cette méthode consiste à rendre les axes d et q indépendants. [13]

### IV.5. Le découplage par compensation

La technique de découplage permet de simplifier le système d'équations de la machine ainsi la partie de contrôle et le calcul des paramètres des régulateurs. [12][14]

$$\begin{cases} V_d = V_d^* - e_d \\ V_q = V_q^* + e_q \end{cases} \quad (IV.4)$$

Avec

$$\begin{cases} V_d^* = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} \\ V_q^* = R_s i_q + L_d \frac{di_q}{dt} \end{cases} \quad (IV.5)$$

Et :

$$\begin{cases} e_d = P \omega_r L_q i_q \\ e_q = P \omega_r (L_d i_d + \varphi_f) \end{cases} \quad (IV.6)$$

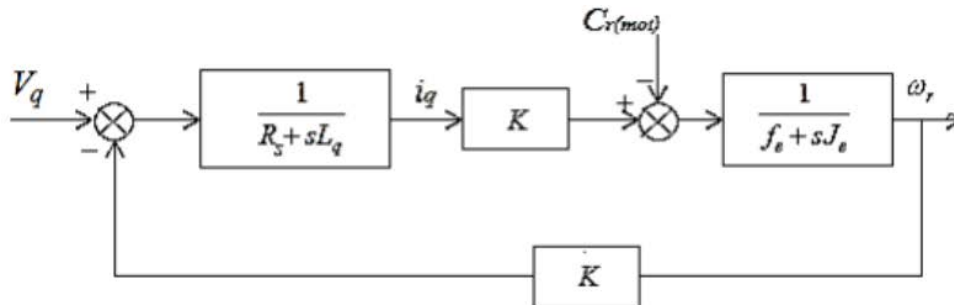
D'après l'équation (IV.5) le courant  $i_d$  dépend que de  $V_d^*$  et  $i_q$  dépend que de  $V_q^*$ . Les expressions de  $i_d$  et  $i_q$  sont donnée comme suit :

$$\begin{cases} i_d = \frac{V_d^*}{R_s + p L_d} \\ i_q = \frac{V_q^*}{R_s + p L_q} \end{cases} \quad (IV.7)$$

Les régulateurs PI classique Complétés par un bloc de découplage déterminé précédemment. L'estimateur de position reconstitue la position du rotor à partir des mesures de courant et de tension, sans nécessiter leur mesure directe. [13]

## IBLIOGRAPHIE

En réalisent ce découplage, le courant  $i_d$  est maintenu nul. Le modèle de la MSAP se réduit à celui de d'un moteur à courant continu à une excitation indépendante. Le schéma ci-dessus présente la relation entre le moteur à aimant permanent, le réducteur et les roues. [13][14]



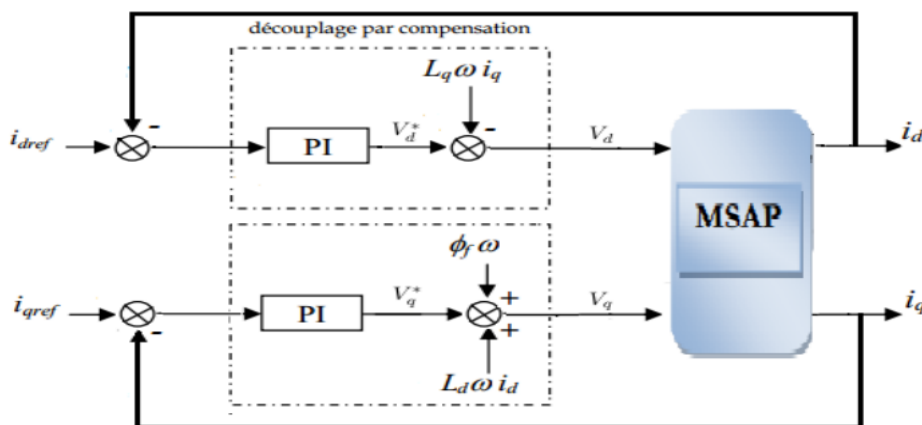
**Figure IV.1 :** Schéma bloc du MSAP après orientation du champ couplé à la roue

### IV.6. Calcul des régulateurs

Le rôle de régulateur est de ramener la valeur d'une grandeur de sortie à une valeur de grandeur de référence qu'on impose à l'entrée.

Pour cette méthode de contrôle, on utilise des régulateurs de types proportionnel intégrale dont  $K_i$  est le coefficient qui permet la réduction de l'erreur statique et  $K_p$  le contrôle de la rapidité et le temps de repense de système. [12]

Le schéma de boucle des courants  $i_d$  et  $i_q$  est présenté par la figure suivante :



**Figure IV.2 :** Principe de découplage par compensation

La fonction de transfert du régulateur PI pour les deux axes d et q est la suivante :

$$FT(P) = K_p + \frac{K_i}{p} \quad (IV.8)$$

## IBLIOGRAPHIE

En boucle ouverte, la fonction de transfert est donnée par l'équation suivante :

$$FTBO(p) = \left( K_p + \frac{K_i}{p} \right) \left( \frac{1}{pL_{dq} + R_s} \right) \frac{K_i}{p} \left( 1 + \frac{K_p}{K_i} p \right) \left( \frac{1}{1 + T_d p} \right) \quad (IV.9)$$

$$\text{Avec : } T_{dq} = \frac{L_{dq}}{R_s}$$

En boucle fermée, la fonction de transfert est donnée par l'équation suivante :

$$FTBF(p) = \frac{FTBO}{1 + FTBO} \quad (IV.10)$$

En posant

$$\frac{K_i}{K_p} = \frac{L_d}{R_s}$$

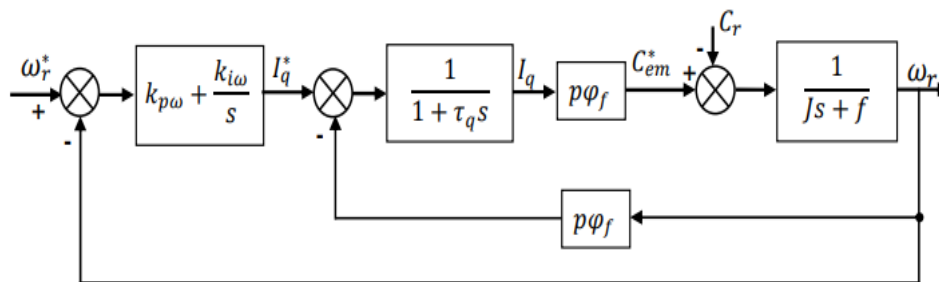
Les fonctions de transfert en boucle ouverte et fermée sont données par les expressions suivantes :

$$\left\{ \begin{array}{l} FTBO(p) = \frac{K_i}{p R_s} \\ FTBF(p) = \frac{1}{\left( \frac{R_s}{K_i} \right)^{p+1}} \end{array} \right. \quad (IV.11) \quad \text{Avec : } T_d = \frac{R_s}{K_i} \text{ est la constante de temps}$$

### IV.7. Régulation de la vitesse $\omega_r$

Pour éviter le dépassement dû à l'existence d'un zéro dans la FTBF de l'ensemble machine et régulateur PI, on associe à cette ensemble un filtre. La fonction de transfert de régulateur de vitesse est donnée par : [12] [19]

$$K_p + \frac{K_i}{p} = \frac{K_p}{p} \left( p + \frac{K_i}{K_p} \right) \quad (IV.12)$$



**Figure IV.3 :** Boucle de régulation de la vitesse

En boucle ouverte, la fonction de transfert de la vitesse est donnée par :

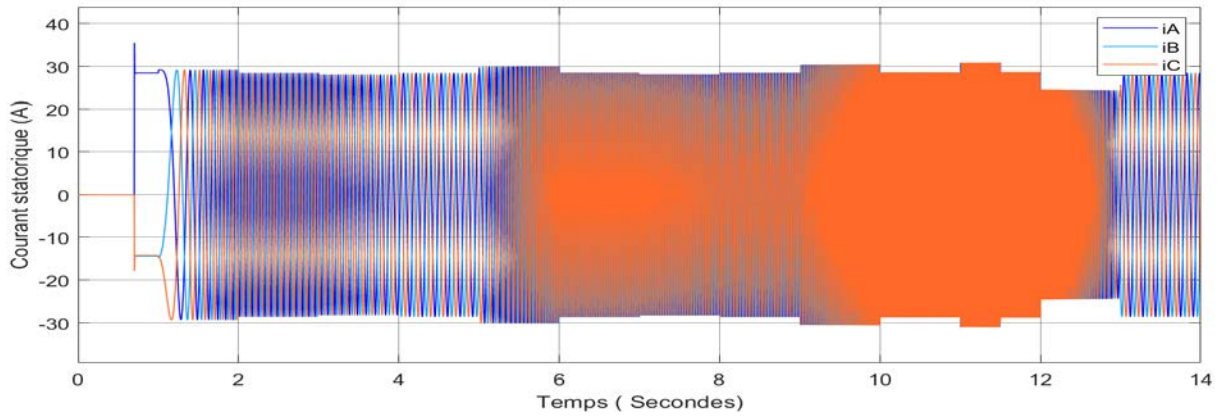
$$FTBO(p) = \left( K_p + \frac{K_i}{p} \right) \frac{K}{(1 + T_d p)(Jp + fe)} \quad (IV.13)$$

$$\text{Avec : } K = \frac{2}{3} P \phi_f$$

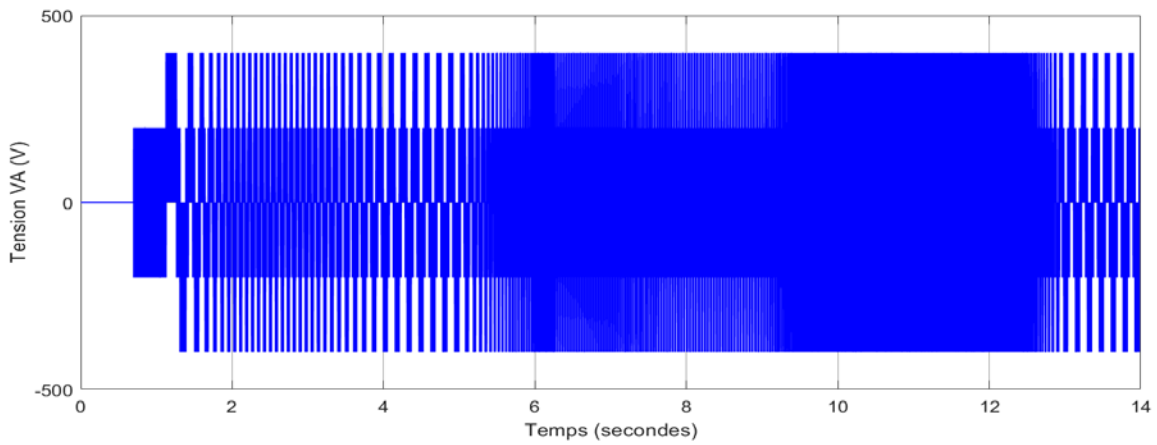
En boucle fermée, la fonction de transfert de la vitesse est donnée par :

$$\frac{\omega_r(p)}{\omega_{r \text{ ref}}(p)} = \frac{K (K_p p + K_i)}{J e T_d p^3 + (J e + fe T_q) p^2 + (K K_p + fe) p + K K_i} \quad (IV.14)$$

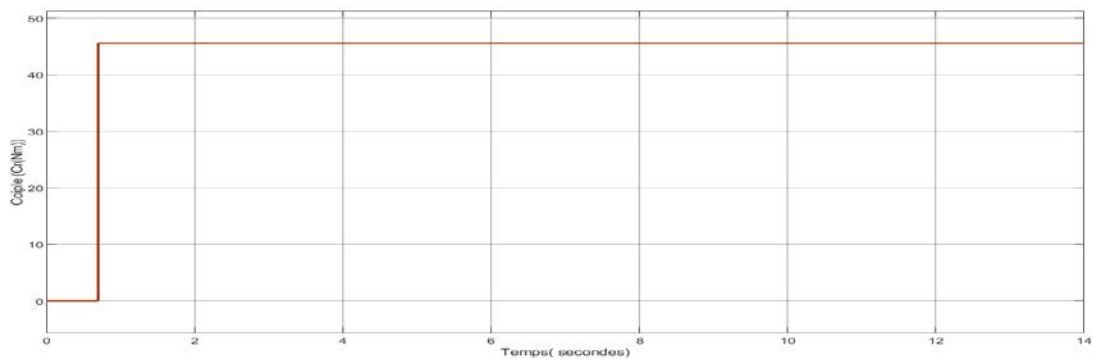




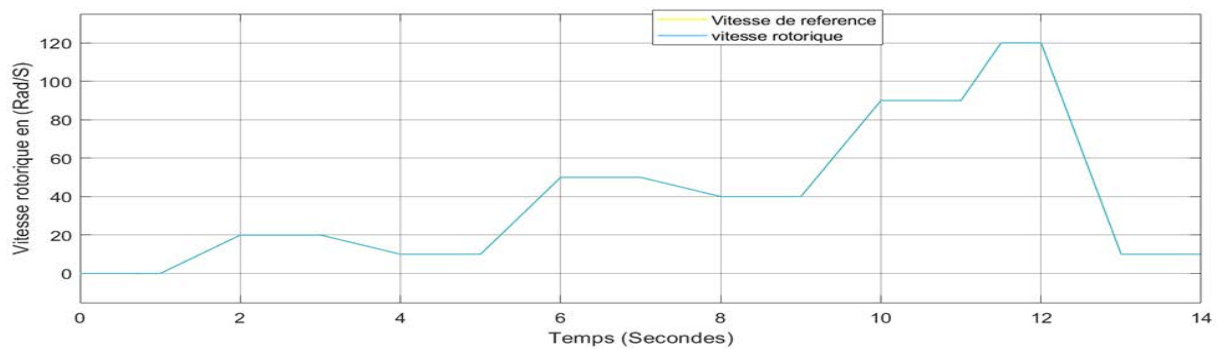
**Figures IV.6 : Représentation des courants statoriques en fonction du temps**



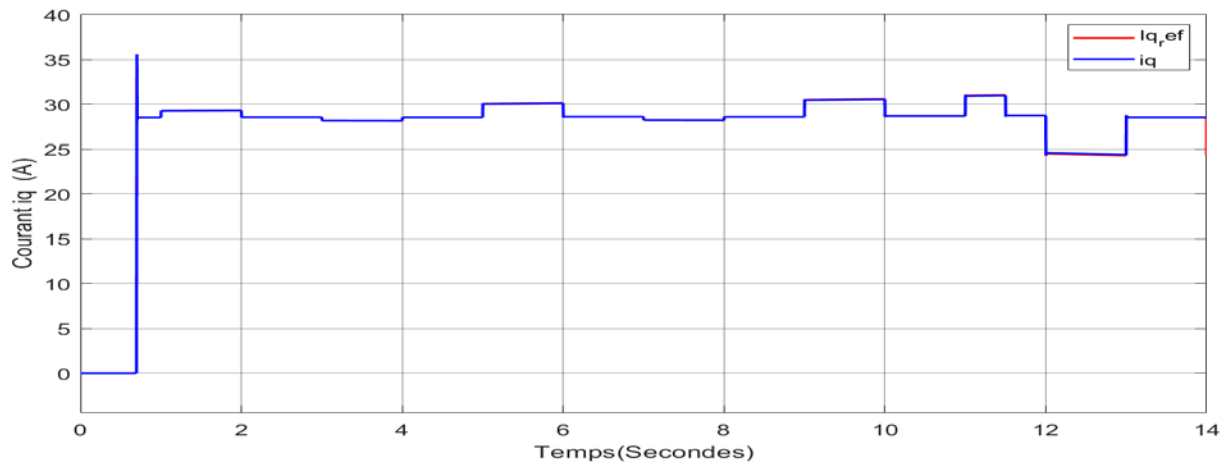
**Figures IV.7: Représentation de la tension en fonction du temps**



**Figure IV.8 : Représentation de couple résistant**



**Figures IV.9 : Représentation de la vitesse rotorique et sa référence en fonction du temps**



Figures IV.10 : Représentation du courant selon l'axe quadratique  $i_q$  et sa référence

### IV.10. Interprétation des résultats

On a donné un profil de vitesse qui comprend des phases d'accélération, des plats et de décélération pendant un temps de 14s pour analyser les performances du moteur. De plus un couple résistant d'une valeur de 45N.m est appliqué à l'instant  $t=0.7s$ .

Les courants de phases représentés dans la figure IV.6 en forme sinusoïdale. Le courant augmente pendant les phases d'accélération et diminue en décélération.

La tension présentée dans la figure IV.7 en forme d'onde modulée en MLI. Cette forme démontre l'efficacité de l'onduleur.

La vitesse du rotor présentée dans la figure IV.9 suit la référence dans les trois phases avec précision. Cette courbe illustre la capacité du FOC à garantir une réponse dynamique et performante en variation de vitesse. Ainsi la référence du courant  $i_q$  est déduite du profil de vitesse.

Pendant une phase d'accélération augmente pour fournir un couple et diminue durant les phases de décélération pour assurer un bon control du moteur

### VI.11. Conclusion

Dans ce chapitre un modèle de simulation de la machine synchrone avec un contrôle vectorielle associée à un onduleur contrôler par hystérésis a été réalisé les résultats de simulation, pour un profil de vitesse variables composé de phase d'accélération décélération et de vitesse constante, sont présenté. Des interprétations sont fournies. Nous pouvons conclure que le profil de courant  $i_q$  est directement dicter par la variation de la vitesse. Le donné constant comme c'est fait au chapitre précédant ne peut en aucun cas être considéré comme un asservissement fiable du moment que cette référence n'est mesurable. L'association d'un control vectoriel avec le Dead- Beat est nécessaire.

## Conclusion générale

---

### Conclusion générale

Le présent mémoire se concentre sur l'étude et la simulation d'une machine synchrone destinée à la traction des véhicules électriques. Il débute par un aperçu historique de la traction électrique, en mettant particulièrement l'accent sur la motorisation. Ensuite, l'étude se focalise sur la partie électrique, notamment la modélisation de la machine synchrone. Dans un premier temps, le modèle de la machine à rotor bobiné est examiné, avant de passer au modèle plus utilisé de la machine à aimant permanent.

Pour ce qui est de la commande du véhicule, l'approche prédictive à réponse rapide a été appliquée, suivie de la commande vectorielle par le régulateur classique PI. L'objectif initial était de commander la machine en vitesse à l'aide de la commande prédictive. Cependant, ces algorithmes sont principalement électriques, alors qu'un bon contrôle d'un véhicule électrique nécessite une commande basée sur des grandeurs mécaniques telles que la vitesse et le couple. Ainsi, une combinaison de la commande vectorielle et de la commande prédictive s'est avérée nécessaire. La première permet d'extraire les grandeurs électriques de référence, tandis que la seconde assure une meilleure robustesse et fiabilité, notamment face aux variations paramétriques comme celles de l'inertie. En effet, la commande vectorielle classique est souvent critiquée pour sa sensibilité à ces variations, en raison de son régulateur PI basé sur un modèle linéaire.

Ce travail modeste constitue une introduction à la modélisation du véhicule électrique équipé d'une motorisation par machine synchrone. Pour approfondir cette étude, il serait intéressant d'explorer davantage les deux types de commandes mentionnés. L'un pourrait servir de base pour l'observation du système, tandis que l'autre jouerait un rôle crucial dans le contrôle pour améliorer les performances globales.

En conclusion, cette recherche offre une perspective enrichissante sur les avancées actuelles dans le domaine de la traction électrique, en mettant en lumière les défis et les solutions proposées pour améliorer la performance et la robustesse des systèmes de contrôle des véhicules électriques utilisant des machines synchrones. L'intégration harmonieuse de différentes techniques de commande semble prometteuse pour l'avenir, ouvrant la voie à des véhicules électriques plus efficaces et plus fiables dans un contexte de mobilité durable en constante évolution.

### ANNEXE

Puissance nominale :  $P_n = 35 \text{ kW}$

Couple nominal :  $T_n = 205 \text{ N.m}$

Tension nominale de circuit intermédiaire :  $V_n = 300 \text{ V}$

Courant de phase maximal :  $I_{s,\max} = 350 \text{ A}$

Courants statoriques d-q minimaux :  $X_{s,\min} = [-350 \quad -350]^T \text{ A}$

Courants de statoriques d-q maximaux :  $X_{s,\max} = [10 \quad 350]^T \text{ A}$

La vitesse angulaire maximale :  $\omega_{\max} = 5000 \text{ rad/s}$

La vitesse angulaire minimale :  $\omega_{\min} = 0 \text{ rad/s}$

Nombre de paires de pôles :  $P=8$

Resistance statorique à  $20^\circ\text{C}$  :  $R_s = 0.010087 \Omega$

L'inductance d'axe d :  $L_d = 0.00024368 \text{ H}$

L'inductance d'axe q :  $L_q = 0.00029758 \text{ H}$

Flux nominal d'aimant permanent :  $\varphi_f = 0.04366 \text{ Wb}$

L'inertie :  $J = 0.0036 \text{ kg.m}^2$

### Bibliographie

- [1] Dr. Ernest H. Wakefield, « The electric phoenix an illustrated history of electric cars, motors, controllers, and batteries Vehicular Technology » Conference, 1978. 28th IEEE Volume: 28 Digital Object Identifier: 10.1109/VTC.1978.1622512 Publication Year: 1978, pp: 73-74
- [2] P. Egede, « Environmental assessment of lightweight electric vehicles », Springer, 2017
- [3] P.Louvel , « Systèmes électroniques embarqués et transports », pp224
- [4] B.Gasbaoui, « Analyse et Commande Directe du Couple d'un Vehicule Electrique a deux Roues Motrices ». PhD thesis, Universite de Bechar, 2012.
- [5] D.Drecq, « Essais des moteurs automobiles Moyens de mesure» Techniques de l'Ingénieur 2007, Référence BM2963.
- [6] M.Debruyne, «Apport de l'électronique de puissance pour la traction électrique», technique d'ingénieur ti301-d3278
- [7] <https://construire-sa-moto-electrique.org/moteur/synchrone>
- [8] <https://www.aveve-france.org/les-moteurs-de-vehicules-electriques/>
- [9] T.Haddadi, « Analyse de fonctionnement de la machine synchrone autopiloté et de la machine à courant continu », Université Mouloud Mammeri Tizi Ouzou , 2011
- [10] J.Moos, « Predictive Deadbeat Control For PMSM Drive », Power Electronics and Drives Departemet of Energy Technology Aalborg Université, Denmark Groupe PED4-1043, 03/06/2014
- [11] L.Niu, M.Yang et Xu, « Deadbeat predictive current control for PMSM ». 2012 15th International Power Electronics and Motion Control Conférence (EPE/PEMC).2012
- [12] S.Afsharnia, « Contrôle Vectoriel des machines synchrones à aimant permanent identification des paramètres et minimisation des ondulations de couple », Institut National Polytechnique de Lorraine 1995. Français NNT : 19951NPL 043N
- [13] I.MARIF et H.ABDAT, « La commande en vitesse d'un véhicule électrique », Université de Tlemcen, 2018/2019
- [14] P.Krause, O.Wasynczuk, S.Sudhoff, S.Pekarek, « Analisis of electric machinery and drive Ssystem », Copyright©2013 by Institute of Electrical and Electronics Engineers, Inc.
- [15] <https://construire-sa-moto-electrique.org/moteur/asynchrone>
- [16] IF. BOUGUENNA, « Commande Robuste d'une Chaîne de Traction d'un Vehicule Electrique Multisources », univerité DJILLALI LIABES de SIDI BEL ABBES, 13/02/ 2020
- [17] H.Wang, « Advanced Power Electronic converter for Electric Véhicules », Vol 39, January 2024

## **IBLIOGRAPHIE**

---

- [18] J.Chen; J.Wang ; B.Yan, « Simulation Research on Deadbeat Direct Torque and Flux Control of Permanent Magnet Synchronous Motor ». *Energies* 2022, 15, 3009
- [19] JC,Nustesun, DP.Pauun, G.Gruossob, « Modélisation du contrôle orienté champ appliqué à un moteur synchrone à aimant permanent triphasé », Recherche et applications système, STM icroelectronics, I-20864,Italie, 2023
- [20] SC.Carpiucest, C.Lazara, «Fast Real-Time Constrained Predictive Current Control in Permanent Magnet Synchronous Machine-Based Automotive Traction Drives», in *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, vol. 1, no. 4, pp. 326-335, Dec. 2015

## **Résumé**

L'électrification des véhicules est une solution efficace pour réduire la pollution par gaz à effet de serre. Le problème de contrôle de ce type de véhicule reste à résoudre. En utilisant des méthodes de contrôle du couple et de la vitesse basées sur les caractéristiques du moteur, il est possible d'améliorer les performances et la sécurité des véhicules électriques.

Dans cette étude, nous proposons de combiner deux méthodes de commande récentes : le contrôle prédictif à repense pile et la commande vectorielle, permettant ainsi de contrôler le couple et la vitesse d'un moteur synchrone à aimant permanent.

La simulation de chaque méthode est faite en illustrant les résultats obtenus. L'intégration du contrôleur prédictif à repense pile dans la commande vectorielle permet de réguler le couple et la vitesse à travers les paramètres mécaniques afin d'optimiser la précision et la stabilité de couple vitesse. Ces techniques contribuent une expérience de conduite sécurisées et efficace.

## **Abstract**

Vehicle electrification is an effective solution for reducing greenhouse gas pollution. The problem of controlling this type of vehicle remains to be solved. By using torque and speed control methods based on motor characteristics, it is possible to improve the performance and safety of electric vehicles.

In this study, we propose to combine two recent control methods: stack rethinking predictive control and vector control, enabling the torque and speed of a permanent magnet synchronous motor to be controlled.

Simulation of each method is carried out, illustrating the results obtained. The integration of the stack rethinking predictive controller into the vector control allows torque and speed to be regulated through mechanical parameters, optimizing torque-speed accuracy and stability. These techniques contribute to a safe and efficient driving experience.