

République Algérienne Démocratique et Populaire

Ministère de l'Enseignement Supérieure et de la  
Recherche Scientifique



Université Echahid Hamma Lakhdar d'El-Oued

FACULTE DE TECHNOLOGIE

DEPARTEMENT DE GENIE MECANIQUE

Mémoire de fin d'étude

Présenté pour l'obtention du diplôme de

**MASTER ACADEMIQUE**

Domaine : Sciences et Technologies

Filière : Génie électrique

Spécialité : Commande électrique

**Thème**

Commande vectorielle de la machine MSAP avec  
optimisation d'un régulateur PI

Devant le jury composé de :

Présenté par :

.....

Président

- DJEMIL Mohammed Riadh

.....

Examineur

- LAIB Ouael

.....

Examineur

- REGOUTA Mohammed Taha

Dr. LAMMOUCHI Zakaria

Encadreur

2023-2024

# *Dédicaces*

*Je suis dédié ce modeste travail à :*

*\* Ma très chère mère.*

*\* Mon très cher père.*

*\* Mes soeurs et mes frères*

*\* toutes mes familles*

*\* Mon binôme*

*\* Tout mes amis.*

*\* Tout la promotion 2019/2020*

# Remerciements

*En préambule à ce mémoire*

*Nous remerciant ALLAH qui nous aide et nous donne la patience et le courage durant ces longues années d'étude.*

*Nous souhaitons adresser nos remerciements les plus sincères aux personnes qui nous*

*ont apporté leur aide et qui ont contribué à l'élaboration de ce mémoire ainsi qu'à la réussite de cette formidable année universitaire.*

*Nous tenant à remercier sincèrement **Dr : LAMMOUCHI Zakaria**, en tant que Encadreur, qui à toujours montré à l'écoute et très disponible tout au long de la réalisation de ce mémoire,*

*Enfin, nous adressons nos plus sincères remerciements à tous nos proches et amis, qui nous ont toujours soutenue et encouragée au cours de la réalisation de ce mémoir*

# TABLEAU DE MATIERE

<i>Dédicaces</i>	<u>1</u>
<i>Remerciements</i>	<u>2</u>
<i>LISTE DES FIGURE</i>	<u>5</u>
<i>LISTE DES TABLEAUX</i>	<u>7</u>
<i>Introduction générale</i>	<u>a</u>
<i>Chapitre I :</i>	
<i>Généralités et modélisation d'une MSAP</i>	
<i>I.1 Introduction</i>	<u>5</u>
<i>I.2 présentation de la machine synchrone à aimants permanents (MSAP)</i>	<u>5</u>
<i>I. 2. 1 Constitution de la MSAP</i>	<u>6</u>
<i>I.3 Principe de fonctionnement</i>	<u>7</u>
<i>I.4 Avantages des machines à aimants permanents</i>	<u>7</u>
<i>I.5 Inconvénients des machines synchrones à aimants permanents</i>	<u>8</u>
<i>I.6 Comparaison entre la MSAP et les autres machines électriques</i>	<u>8</u>
<i>I.7 Modélisation et simulation de la MSAP</i>	<u>9</u>
<i>I.8. Présentation de la MSAP</i>	<u>9</u>
<i>I.9. Les équations de la Machine Synchrone à Aimants Permanents</i>	<u>10</u>
<i>I.9.1. Les équations électriques</i>	<u>10</u>
<i>I.9.2. Equations magnétique</i>	<u>11</u>
<i>I.13.3. Equation mécanique :</i>	<u>11</u>
<i>I.10. Transformation de PARK :</i>	<u>12</u>
<i>I.10.1. Passage triphasé au biphasé :</i>	<u>13</u>
<i>I.10.2 . Passage biphasé au triphasé :</i>	<u>13</u>
<i>I.11. Modélisation de la MSAP :</i>	<u>13</u>
<i>I.11.1. Equations électriques :</i>	<u>13</u>
<i>I.11.2. Equations magnétiques</i>	<u>14</u>
<i>I.11.3. Expression du couple électromagnétique</i>	<u>14</u>
<i>I.12. Simulation numérique et interprétation :</i>	<u>15</u>
<i>I.12.1. Cas moteur</i>	<u>16</u>
<i>Interprétation</i>	<u>18</u>
<i>Résultat de Simulation :</i>	<u>19</u>
<i>Interprétation des résultats</i>	<u>19</u>
<i>I.13 Conclusion :</i>	<u>20</u>
<i>Chapitre II :</i>	
<i>Commande Vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents</i>	
<i>II.1 Introduction :</i>	<u>22</u>
<i>II.2. Principe de commande vectorielle</i>	<u>22</u>
<i>II.3. Types de commande vectorielle</i>	<u>23</u>
<i>II.4. Variantes de la commande vectorielle</i>	<u>23</u>
<i>II.5. Avantages et inconvénients de la commande vectorielle</i>	<u>24</u>
<i>II.5.1. Avantages de la commande vectorielle</i>	<u>24</u>
<i>II.5.2 Les inconvénients de la commande vectorielle [30]:</i>	<u>24</u>

<b>II.6. Commande vectorielle de la MSAP alimentée en tension</b>	<b>24</b>
<b>II.6.1. Schéma global de la Commande vectorielle de la MSAP</b>	<b>24</b>
<b>II.6.1.1. Découplage par compensation</b>	<b>26</b>
<b>II.6.2. Calcul des régulateurs : la réactivité du système.</b>	<b>28</b>
<b>II.6.2.1. Dimensionnement des régulateurs</b>	<b>29</b>
<b>II.6.2.2.1 Régulateur de courant Iq :</b>	<b>30</b>
<b>II.6.2.2.2. Régulateur de courant Id</b>	<b>32</b>
<b>II.6.2.2.3. Régulateur de vitesse</b>	<b>32</b>
<b>II.7. Résultats de la simulation de la commande vectorielle de la Machine Synchrones à Aimants Permanents (MSAP) sous-alimentation en tension.</b>	<b>35</b>
<b>II.7.1 Interprétation des résultats</b>	<b>38</b>
<b>II.8. Etude de Robustesse aux variations paramétrique de la MSAP</b>	<b>39</b>
<b>Interprétation des résultats</b>	<b>39</b>
<b>II.9. Conclusion</b>	<b>40</b>
<b>Chapitre III :</b>	
<b>Commande Vectorielle de la MSAP basée sur l'apprentissage par renforcement</b>	
<b>III.1 Introduction</b>	<b>42</b>
<b>III.2 Apprentissage automatique :</b>	<b>42</b>
<b>III.2.1 Apprentissage Supervisé</b>	<b>42</b>
<b>III.2.2 Apprentissage non supervisé</b>	<b>44</b>
<b>III.2.3 Apprentissage par Renforcement :</b>	<b>44</b>
<b>III.3 Conception l'apprentissage par renforcement</b>	<b>45</b>
<b>III.3.1 Le problème de l'apprentissage par renforcement :</b>	<b>45</b>
<b>III.3.2 Le processus décisionnel de Markov (MDP):</b>	<b>46</b>
<b>III.3.3 Les système d'apprentissage par renforcement :</b>	<b>47</b>
<b>III.4 Conception de régulateur par apprentissage par renforcement</b>	<b>50</b>
<b>III.5 Establish Simulation Model</b>	<b>52</b>
<b>III.5.1. Create Environment</b>	<b>52</b>
<b>Les resultats avec PI Controller :</b>	<b>53</b>
<b>Les resultats avec RL Controller :</b>	<b>55</b>
<b>III.4 Conclusion</b>	<b>58</b>
<b>Conclusion générale</b>	<b>60</b>
<b>Référence :</b>	<b>62</b>

## LISTE DES FIGURE

<b>FIGURE</b>	<b>Page</b>
<b>Figure I. 1: stator et rotor de la machine synchrone à aimants permanents.</b>	<b>6</b>
<b>Figure I. 2: Schéma d'une machine synchrone à aimant permanent</b>	<b>7</b>
<b>Figure I. 3: Machine équivalente au sens de park.</b>	<b>10</b>
<b>Figure I. 4 : Représentation de passage de repère triphasé (abc) au diphasé (d, q).</b>	<b>12</b>
<b>Figure I. 5: Schéma bloc de la machine synchrone à aimants permanents</b>	<b>15</b>
<b>Figure I. 6: Bloc de simulation du moteur synchrone à aimants permanents</b>	<b>16</b>
<b>Fig 1.7: Les courant Id et Iq (A)</b>	<b>16</b>
<b>Fig 1.8 : Les flux (web)</b>	<b>17</b>
<b>Fig 1.9 : Couple [N.m]</b>	<b>17</b>
<b>Fig 1.10: Vitesse de rotation [tr/mn]</b>	<b>17</b>
<b>Fig 1.11: Vitesse de rotation [tr/mn]</b>	<b>18</b>
<b>Fig 1.12: La Vitesse mecanique [tr/mn]</b>	<b>18</b>
<b>Figure II. 1: Principe de la commande vectorielle.</b>	<b>23</b>
<b>Figure II. 2: Schéma global de la commande vectorielle de la MSAP.</b>	<b>25</b>
<b>Figure II. 3: Description de couplage.</b>	<b>26</b>
<b>Figure II. 4: Principe de découplage par compensation.</b>	<b>27</b>
<b>Figure II. 5 : Structure générale : (machine-découplage par compensation)</b>	<b>28</b>
<b>Figure II. 6 Régulateur PI.</b>	<b>29</b>
<b>Figure II. 7: Boucle de régulation de courant Iq.</b>	<b>30</b>
<b>Figure II.8: Boucle de régulation du courant Id.</b>	<b>32</b>
<b>Figure II. 9: Boucle de régulation de vitesse.</b>	<b>33</b>

<b>Figure II. 10: Boucle de régulation de vitesse.</b>	<b>33</b>
<b>Figure II. 11 : Couple et Couple ref (N.m).</b>	<b>35</b>
<b>Figure II. 12 : Vitesse de rotation (rad/s).</b>	<b>35</b>
<b>Figure II. 13 : Le courant <math>i_d</math> (A).</b>	<b>36</b>
<b>Figure II. 14 : Le courant <math>i_q</math> (A).</b>	<b>36</b>
<b>Figure II. 15 : Couple et Couple ref (N.m).</b>	<b>37</b>
<b>Figure II. 16 : Vitesse de rotation (rad/s).</b>	<b>37</b>
<b>Figure II. 17 : Le courant <math>i_d</math> (A).</b>	<b>38</b>
<b>Figure II. 18 : Le courant <math>i_q</math> (A).</b>	<b>38</b>
<b>Figure III.1: Un ensemble de formation labellisé pour l'apprentissage supervisé (par</b>	<b>43</b>
<b>Figure III.2: Régression [1]</b>	<b>43</b>
<b>Figure III.3: Apprentissage par renforcement</b>	<b>45</b>
<b>Figure III.4: Agent Environnement interaction en RL [7]</b>	<b>46</b>
<b>Figure III.5: Illustration d'un MDP</b>	<b>47</b>
<b>Figure III.6: le shema bloc de simulation RL</b>	<b>50</b>
<b>Figure III.7: RL-FOC for PMSM</b>	<b>51</b>
<b>Figure III.8: RL framework</b>	<b>52</b>
<b>Figure III. 9: La vitesse de rotation (rad/s)</b>	<b>53</b>
<b>Figure III. 10: Les tension <math>v_d, v_q</math> (V)</b>	<b>54</b>
<b>Figure III.11: Les courants <math>i_q, i_{qref}</math> (A)</b>	<b>54</b>
<b>Figure III.12: Les courants <math>i_d, i_{dref}</math> (A)</b>	<b>55</b>
<b>Figure III.13: La vitesse de rotation (rad/s)</b>	<b>56</b>
<b>Figure III.14: Les tension <math>v_d, v_q</math> (V)</b>	<b>56</b>

<b>Figure III.15: Les courants <math>i_q, i_{qref}</math> (A)</b>	<b>57</b>
<b>Figure III.16: Les courants <math>i_d, i_{dref}</math> (A)</b>	<b>57</b>

## ***LISTE DES TABLEAUX***

<b>TABLEAUX</b>	<b>Page</b>
<b>Tableau I. 1 comparaison entre les différents types des machines.</b>	<b>8</b>

# *Introduction générale*

## **Introduction générale**

La recherche dans le domaine du contrôle électrique, en particulier dans le cadre des machines synchrones à aimants permanents (MSAP), revêt une importance croissante dans le contexte actuel de transition énergétique et de développement des technologies de pointe. Cette mémoire se concentre sur l'étude approfondie de la modélisation et de la commande des MSAP, ainsi que sur l'exploration des méthodes d'apprentissage par renforcement pour améliorer leur performance et leur robustesse.

Le premier chapitre établit les bases conceptuelles nécessaires à la compréhension de la machine synchrone à aimant permanent. À travers une introduction détaillée, il met en lumière les principes fondamentaux qui régissent son fonctionnement et ses caractéristiques principales. En examinant la constitution de la MSAP et les différentes configurations rotoriques possibles, ce chapitre offre un aperçu complet des diverses architectures technologiques disponibles.

La discussion se poursuit en explorant les aspects théoriques et pratiques du démarrage d'un moteur synchrone à aimants permanents, ainsi que les mécanismes sous-jacents du couple généré par ces machines. En identifiant clairement les avantages et les inconvénients des MSAP par rapport à d'autres types de machines, ce chapitre établit un cadre conceptuel solide pour la suite de la thèse.

Une attention particulière est accordée à la modélisation mathématique des MSAP, avec un examen approfondi des équations électriques, magnétiques et mécaniques qui décrivent leur comportement dynamique. La transformation de Park et les techniques de passage entre systèmes triphasés et biphasés sont également abordées pour permettre une modélisation précise et une simulation numérique efficace.

Le deuxième chapitre se penche sur les stratégies de commande avancées applicables aux MSAP, en mettant particulièrement l'accent sur la commande vectorielle. Après avoir exposé les principes théoriques sous-jacents à cette approche, ce chapitre explore en détail les avantages et les limitations de la commande vectorielle dans le contexte spécifique des MSAP.

La mise en œuvre pratique de la commande vectorielle est ensuite examinée, avec un focus sur le schéma global de la commande et le dimensionnement des régulateurs nécessaires pour assurer un contrôle efficace du courant et de la vitesse. Des études de simulation et d'analyse de robustesse viennent compléter cette section, permettant une évaluation approfondie des performances du système dans des conditions variées.

Le troisième chapitre explore les possibilités offertes par l'apprentissage par renforcement pour améliorer le contrôle des MSAP. En introduisant les concepts clés de l'apprentissage automatique et de l'apprentissage par renforcement, ce chapitre pose les fondements théoriques nécessaires à la compréhension des méthodes de résolution proposées. En examinant le problème de l'apprentissage par renforcement dans le contexte spécifique des MSAP, ce chapitre explore les différentes approches et méthodes disponibles, mettant en évidence leurs avantages et leurs limitations. Des études de cas et des analyses de performance viennent enrichir cette discussion, offrant ainsi des perspectives précieuses pour l'application future de ces techniques dans le domaine du contrôle électrique des MSAP.

Cette thèse offre une contribution significative à la compréhension et au développement des techniques de contrôle électrique appliquées aux machines synchrones à aimants permanents. À travers une approche rigoureuse et multidisciplinaire, elle ouvre de nouvelles perspectives pour l'optimisation de la performance et la robustesse de ces systèmes dans un large éventail d'applications industrielles et technologiques.

### **Autre information sur l'introduction**

Cette mémoire proposée se concentre sur un domaine crucial de l'électrotechnique : le contrôle des machines synchrones à aimants permanents (MSAP). Ces machines, avec leur construction spécifique et leurs caractéristiques électromagnétiques distinctes, sont devenues des éléments essentiels dans divers domaines industriels, allant de l'automobile à l'énergie éolienne.

L'introduction de cette thèse établit le contexte en présentant une vue d'ensemble des MSAP, mettant en lumière leur importance dans le paysage technologique actuel. Elle offre également une justification de l'intérêt porté à ce sujet, en soulignant les défis et les opportunités qu'il présente pour les chercheurs et les ingénieurs.

Une attention particulière est accordée à la modélisation des MSAP, un aspect fondamental pour comprendre leur comportement électromagnétique et mécanique. Les équations électriques, magnétiques et mécaniques associées à ces machines sont examinées en détail, offrant ainsi un cadre théorique solide pour l'analyse et la conception de systèmes de contrôle efficaces.

Un autre point crucial abordé dans cette thèse est la commande vectorielle des MSAP. Cette approche de contrôle avancée permet une manipulation précise du couple et de la vitesse de la machine, améliorant ainsi ses performances dynamiques et sa fiabilité opérationnelle. Les aspects théoriques de la commande vectorielle sont présentés, suivis d'une exploration des méthodes de mise en œuvre pratique et des résultats de simulation.

Enfin, la thèse se termine par une discussion sur l'application des techniques d'apprentissage par renforcement à la commande des MSAP. Cette approche novatrice ouvre de nouvelles perspectives pour l'optimisation du contrôle de ces machines dans des environnements variables et complexes.

Dans l'ensemble, cette thèse représente une contribution significative à la compréhension et au développement des systèmes de contrôle des MSAP, offrant des perspectives théoriques et pratiques précieuses pour les chercheurs et les praticiens du domaine de l'électrotechnique.

*Chapitre I :*  
*Généralités et modélisation*  
*d'une MSAP*

## **Chapitre I : Généralités et modélisation d'une MSAP**

### **I.1 Introduction**

Les premiers aimants permanents ont été employés dès le début du 19<sup>ème</sup> siècle, bien que leurs performances initiales fussent modestes. Au fil des décennies, les avancées technologiques ont considérablement amélioré les capacités des machines à aimants permanents. L'avènement de matériaux à aimants permanents à haute énergie et les progrès réalisés dans le domaine de l'électronique de puissance ont particulièrement stimulé le développement de ces moteurs au cours des dernières années. Ils sont de plus en plus en vogue comme alternative aux moteurs à courant continu dans les applications où des performances dynamiques et statiques élevées ainsi qu'une puissance importante sont recherchées. [1]

Ces moteurs se distinguent sur le marché notamment par leur puissance massique élevée. En effet, les aimants modernes sont capables de générer une forte induction dans l'entrefer tout en occupant un faible volume, une prouesse impossible à réaliser avec un inducteur bobiné.

Pour commander efficacement un système électrique donné, il est impératif de formuler son modèle mathématique en prenant en considération des hypothèses simplificatrices appropriées, afin de dériver un modèle aussi simplifié que possible.

D'un point de vue mathématique, la machine synchrone représente un système complexe caractérisé par de multiples variables et une non-linéarité inhérente.

L'approche courante de modélisation des machines électriques repose sur la théorie des deux axes, qui permet de transformer un système triphasé en un système biphasé équivalent. Cette transformation réduit la complexité du modèle et facilite l'étude des régimes transitoires.

Dans ce chapitre, nous présentons la modélisation individuelle de la machine synchrone à aimant permanent (MSAP), ainsi que sa mise en équations d'état par le biais de la transformation de Park en vue de la simulation.

### **I.2 présentation de la machine synchrone à aimants permanents (MSAP)**

La présentation de la machine synchrone à aimants permanents (MSAP) constitue une étape essentielle pour comprendre son fonctionnement et son positionnement au sein de la famille des machines synchrones. Dans le contexte des machines synchrones, celles-ci se

caractérisent par une vitesse de rotation de l'arbre de sortie égale à la vitesse de rotation du champ tournant. Cette synchronisation est obtenue grâce à la génération du champ magnétique rotorique, qui peut être réalisée soit par des aimants permanents, soit par un circuit d'excitation. Il convient de souligner que la famille des machines synchrones englobe plusieurs sous-familles distinctes, parmi lesquelles figurent les machines synchrones à rotor bobiné, les machines synchrones à réluctance, et enfin, les machines synchrones à aimants permanents, sur lesquelles se focalise notre étude. [2]

### I. 2. 1 Constitution de la MSAP

Le moteur synchrone se compose de deux éléments distincts : le rotor, qui est mobile et agit comme inducteur, et le stator, fixe et portant des enroulements constituant l'induit. L'espace mince situé entre ces deux parties est désigné sous le nom d'entrefer.

#### 1 - Stator

Le stator d'une machine synchrone à aimants permanents présente des similitudes avec celui d'une machine asynchrone. Il est constitué de trois enroulements identiques, représentés par les axes a, b et c, décalés de 120 degrés dans l'espace et logés dans les encoches du circuit magnétique fixe. Ce dernier est feuilleté pour réduire les courants de Foucault et limiter les pertes dans le fer[2].

#### 2 - Rotor

Dans le cas de la machine synchrone à aimants permanents, l'inducteur est remplacé par des aimants, ce qui élimine les balais et réduit les pertes rotoriques. Cependant, cela signifie également qu'il n'est pas nécessaire d'avoir une source d'excitation externe. Il est à noter que le flux rotorique ne peut pas être contrôlé dans cette configuration [2].



Figure I. 1: stator et rotor de la machine synchrone à aimants permanents.

Le rotor de la MSAP se divise généralement en deux types [3] [4] :

1. Rotor avec des pièces polaires ( $L_d < L_q$ ), conçu pour concentrer le flux d'induction où les aimants sont orientés soit parallèlement soit perpendiculairement à l'entrefer, ou selon des configurations plus complexes. Dans ce type de machine, les pôles de l'inducteur sont saillants.
2. Rotor sans pièces polaires ( $L_d = L_q$ ), donc avec un entrefer constant où l'aimantation des aimants est généralement perpendiculaire à l'entrefer. La principale différence entre ces deux structures réside dans le fait que les inductances synchrones ont des valeurs sensiblement moins élevées, et les variations de couple sont moins significatives pour les machines sans pièces polaires que pour celles avec pièces polaires.

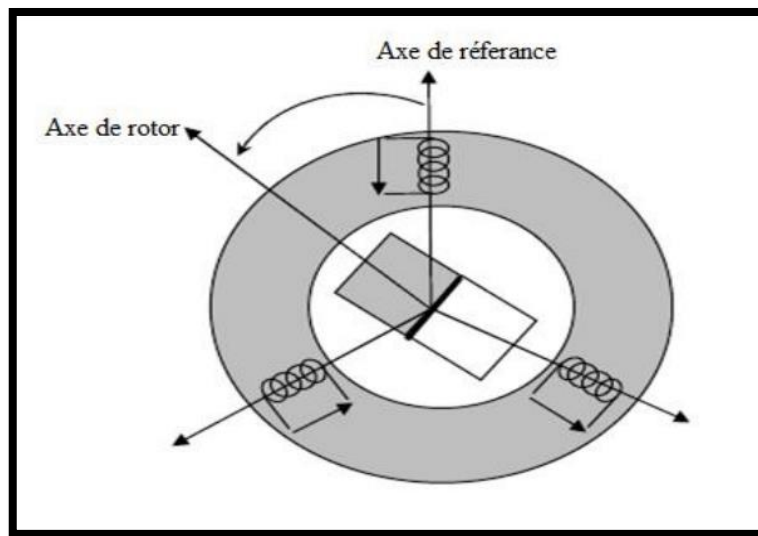


Figure I. 2: Schéma d'une machine synchrone à aimant permanent [5]

### I.3 Principe de fonctionnement

Les courants statoriques génèrent dans le stator un champ magnétique tournant de même fréquence que ces courants. Les aimants permanents, qui remplacent l'enroulement rotorique, n'ont pas besoin d'être alimentés en électricité. Le champ magnétique ainsi créé cherche en permanence à s'aligner sur celui du stator. C'est pourquoi la machine est appelée synchrone : elle tourne à la même vitesse que le champ statorique, ce qu'on appelle la vitesse de synchronisme [6].

### I.4 Avantages des machines à aimants permanents

Lors de la conception des machines synchrones à aimants permanents (MSAP), la suppression des bobinages d'excitation au profit des aimants permanents offre de nombreux avantages : [7]

- Réduction des pertes de cuivre : Les pertes proviennent principalement du stator, ce qui améliore le rendement global du moteur.
- Faible inertie et couple massique élevé.
- Meilleure performance dynamique.
- Construction et maintenance simplifiées.
- Augmentation de la constante thermique et de la fiabilité, grâce à l'absence de contact bague-balais dans ces machines.

Le choix des aimants permanents dépend des facteurs suivants :

- Performance du moteur.
- Poids du moteur.
- Dimensions du moteur.
- Rendement du moteur.
- Facteur économique

### **I.5 Inconvénients des machines synchrones à aimants permanents [7]**

- Remplacement du commutateur mécanique par un commutateur électronique, rendant le contrôle du moteur plus complexe et plus coûteux que celui d'un moteur à courant continu.
- Coût élevé des aimants, ce qui rend la machine plus onéreuse.
- Présence de pulsations de couple.
- Risque de désaimantation, limitant l'utilisation dans des conditions physiques telles que la température maximale et le courant maximal.

### **I.6 Comparaison entre la MSAP et les autres machines électriques [08].**

Dans le tableau I.1, les caractéristiques des différentes machines sont comparées à celles de la MSAP en termes de bénéfices et d'inconvénients.

**Tableau I. 2 comparaison entre les différents types des machines.**

<b>MACHINE</b>	<b>CARACTERISTIQUES</b>
<b>MSAP</b>	Excitation assurée par les aimants. Pertes associées à la composante magnétisante négligeables. Possibilité de fonctionnements à des facteurs de puissance élevés. Dégradation des performances avec l'augmentation de la température. Risque de démagnétisation des aimants (en raison de la température, des pics de courant, du défluxage, etc.).
<b>Machine synchrone</b>	Exige une alimentation auxiliaire à courant

<b>Conventionnelle</b>	continu pour alimenter le circuit d'excitation. Commande très complexe. Faible couple volumique. Mauvais rendement global. Mauvais facteur de puissance. Pertes Joules au rotor difficiles à évacuer. Robuste.
<b>Machine à courant Continu</b>	Nécessite une alimentation continue supplémentaire. Présence de contacts tournants. Nécessite une maintenance régulière des balais. Manque de robustesse. Grandes pertes dans l'inducteur.

## I.7 Modélisation et simulation de la MSAP

Dans le cadre de la commande d'un système électrique spécifique, il est impératif d'établir son modèle mathématique en prenant en considération des hypothèses simplificatrices pertinentes afin de dériver un modèle aussi succinct que possible. Du point de vue mathématique, la représentation de la machine synchrone s'avère être un système complexe caractérisé par une multitude de variables et une non-linéarité inhérente.

L'approche courante pour modéliser les machines électriques repose sur la théorie des deux axes, qui permet de transformer un système triphasé en un système biphasé équivalent. Cette transformation vise à réduire la complexité du modèle tout en facilitant l'analyse des comportements transitoires.

## I.8. Présentation de la MSAP

La machine que nous analysons est composée d'un inducteur à aimants permanents et d'un induit équipé d'un bobinage triphasé connecté en étoile sans neutre. Cette machine est caractérisée par sa symétrie et son équilibre, ce qui se traduit par une somme instantanée des courants de phase nulle, et par conséquent, une composante homopolaire de courant nulle.

Les aimants de la machine sont positionnés sur la surface du rotor et sont constitués d'aimants de terre rare ayant une très grande résistivité, ce qui rend les courants induits dans le rotor négligeables. Pour simplifier l'étude, certaines hypothèses simplificatrices sont nécessaires : [19], [20]

- L'effet de saturation du circuit ferromagnétique est considéré comme négligeable.
- Les pertes fer et l'effet amortisseur sont omises.
- Les pertes par hystérésis et par courant de Foucault sont également négligées.

- La distribution de la force magnétomotrice du stator est supposée sinusoïdale.

La machine étudiée correspond au schéma de principe présenté dans la Figure I.3.

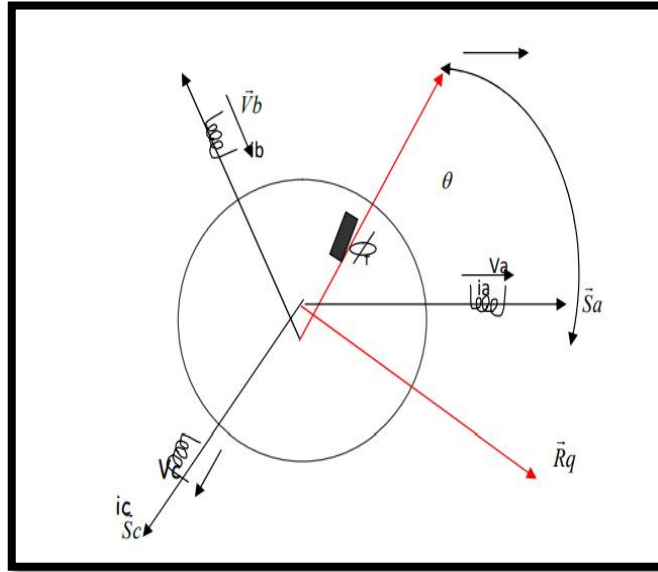


Figure I. 3: Machine équivalente au sens de park.

## I.9. Les équations de la Machine Synchrones à Aimants Permanents

### I.9.1. Les équations électriques

Les équations relatives au rotor et au stator, dans le cas général d'une MSAP, sont les suivantes :

➤ Du stator

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_a \\ \varphi_b \\ \varphi_c \end{bmatrix} \quad (\text{I-01})$$

Avec :  $R_s$  est La résistance des phases statoriques

$[v_a, v_b, v_c]^t$  Les tensions des phases statoriques

$[i_a, i_b, i_c]^t$  Les courants des phases statoriques

$[\varphi_a, \varphi_b, \varphi_c]^t$  Les flux totaux à travers les bobines statoriques

➤ Du Rotor

$$[v_f] = [R_f] \cdot [I_f] + \frac{d}{dt} [\varphi_f] \quad (\text{I-02})$$

$$[I_f] = \begin{bmatrix} I_f \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} [R_f] = \begin{bmatrix} R_f & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} [V_f] = \begin{bmatrix} V_f \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{I-03})$$

### I.9.2. Equations magnétique

#### ❖ Flux statorique

$$[\varphi_s] = [L_s] \cdot [I_s] + [M_{sf}] \cdot [I_f] \quad (\text{I-04})$$

#### Flux rotorique

$$[\varphi_f] = [L_f] \cdot [I_f] + [M_{sf}] \cdot [I_s] \quad [L_f] = \begin{bmatrix} L_r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{I-05})$$

Flux rotorique La matrice  $[L_s]$  est une matrice carrée d'ordre 3, elle contient des termes constants que nous regroupons dans  $[L_{s0}]$  et les termes variables dépendant de  $\theta$ , que nous regroupons dans  $[L_{s2}(\theta)]$

$$\text{Posons } [L_s] = [L_{s0}] + [L_{s2}]$$

$$[L_{s0}] = \begin{bmatrix} L_{s0} & M_{s0} & M_{s0} \\ M_{s0} & L_{s0} & M_{s0} \\ M_{s0} & M_{s0} & L_{s0} \end{bmatrix} \quad (\text{I-06})$$

$$[L_{s2}] = L_{s2} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{4\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(\theta) \\ \cos\left(\theta + \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (\text{I-07})$$

$M_{sf}$ : Est la matrice inductance qui correspond au couplage entre le rotor et le stator.

$$[M_{sf}] = M_f \begin{bmatrix} \cos \theta \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \text{ et } [M_{sf}] = [M_{fs}]^t \quad (\text{I-08})$$

$$[V_s] = [R_s] \cdot [I_s] + \frac{d}{dt}([L_s] \cdot [I_s] + [M_{sf}] \cdot [I_f]) \quad (\text{I-09})$$

$$[V_f] = [R_f] \cdot [I_f] + \frac{d}{dt}([L_f] \cdot [I_f] + [M_{sf}] \cdot [I_s])$$

### I.13.3. Equation mécanique :

L'équation mécanique de la machine est donnée par :

$$P(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I-10})$$

$$J \frac{d\omega}{dt} = P(C_{em} - Cr) - F\omega \quad (\text{I-11})$$

Avec :

$C_{em}$  : Couple électromagnétique (couple moteur).  $\Omega$

$Cr$  : couple de charge (couple résistant).

$F$  : Coefficient de frottement.

$J$  : Moment d'inertie.

$P$  : nombre de paires de pôles.

On voit bien que les systèmes d'équations sont à coefficients variables en fonction de  $\theta$ . Sa résolution analytique dans ce repère reste très difficile.

### I.10. Transformation de PARK :

La transformation de Park est utilisée pour surmonter cette complexité. Elle permet de convertir un système triphasé alimenté en alternatif et générant un champ magnétique tournant en un modèle biphasé associé au rotor, caractérisé par des grandeurs électriques continues, tout en conservant le même champ magnétique. Cette transformation est illustrée dans la Figure II.2. [21][22]

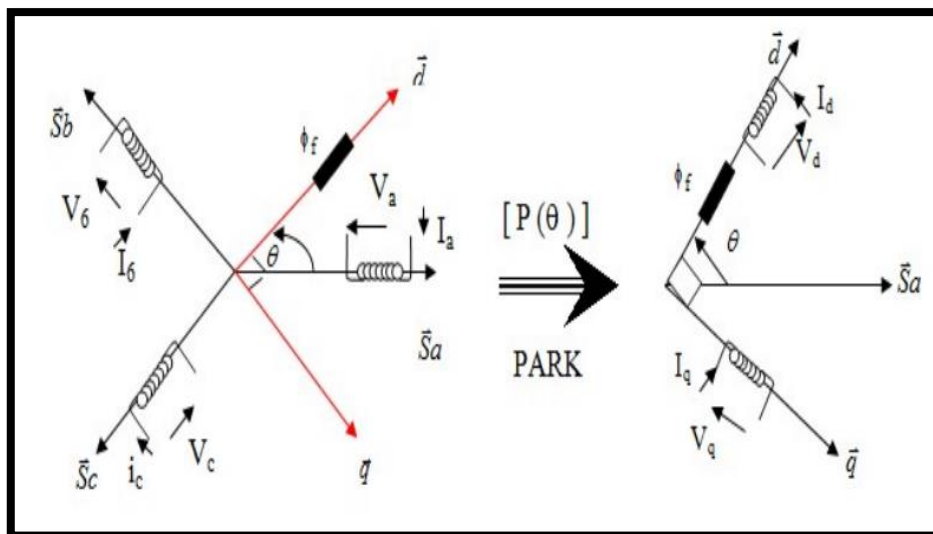


Figure I. 4 : Représentation de passage de repère triphasé (abc) au diphasé (d, q).

On note que :

- d, q : Indices des composantes de Park directe et en quadrature.
- P (θ) : Matrice de passage de Park.

Matrice de passage notée P (θ) est la suivante

### I.10.1. Passage triphasé au biphasé :

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_o \end{bmatrix} = [P(\theta)] \cdot \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_v \end{bmatrix} \quad (\text{I-12})$$

### I.10.2 . Passage biphasé au triphasé :

$$\begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} = [P(\theta)]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_o \end{bmatrix} \quad (\text{I-13})$$

La transformation inverse de PARK est la suivante :

$$[P(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I-14})$$

X : représente soit le courant soit la tension soit le flux.

## I.11. Modélisation de la MSAP :

La transformation de PARK s'exprime par la relation suivante [23],[24],[25]:

$$[X_{dqo}] = P(\theta) \cdot [X_{abd}] \quad (\text{I-15})$$

L'indice « O » désigne la composante homopolaire.

### I.11.1. Equations électriques :

La machine triphasée, étant équilibrée et symétrique avec un neutre isolé, implique que la composante homopolaire est nulle. Les equations électriques correspondents sont les suivantes:

$$\begin{cases} v_d = R_s I_d + \frac{d\varphi_d}{dt} - \omega_r \varphi_q \\ v_q = R_s I_q + \frac{d\varphi_q}{dt} + \omega_r \varphi_d \end{cases} \quad (\text{I-16})$$

### I.11.2. Equations magnétiques

Les flux peuvent être formulés par les équations suivantes :

Sur l'axe d :  $\varphi_d = L_d I_d + \varphi_f$

$\varphi_f$ : Constante indiquant le champ dû à l'aimantation permanente du rotor.

Sur l'axe q :  $\varphi_q = L_q I_q$

Le modèle de la MSAP peut s'écrire sous la forme suivante :

$$\begin{cases} v_d = R_s I_d + L_d \frac{dI_d}{dt} - \omega_r L_q I_q \\ v_q = R_s I_q + L_q \frac{dI_q}{dt} + \omega_r (L_d I_d + \varphi_f) \end{cases} \quad (\text{I-17})$$

Où :  $L_d$  : Inductance suivant l'axe « d »

$L_q$  : Inductance suivant l'axe « q »

### I.11.3. Expression du couple électromagnétique

La connaissance du couple électromagnétique de la machine  $C_{em}$  est essentielle pour la commande de la machine. L'expression du couple électromagnétique est donnée par la relation suivante [26] :

$$C_{em} = 3/2P(\phi_d I_q - \phi_q I_d) \quad (\text{I-18})$$

En utilisant la relation entre flux et courants :

$$\begin{cases} \phi_d = L_{dl} \cdot I_d + \phi_f \\ \phi_q = L_q \cdot I_q \end{cases} \quad (\text{I-19})$$

$$C_{em} = 3/2P \left( (L_d - L_q) I_d \cdot I_q + \phi_f \cdot I_q \right) \quad (\text{I-20})$$

En combinant les expressions (II -13) et (II -16) et (II -5), nous obtenons le schéma bloc de la fig I.4

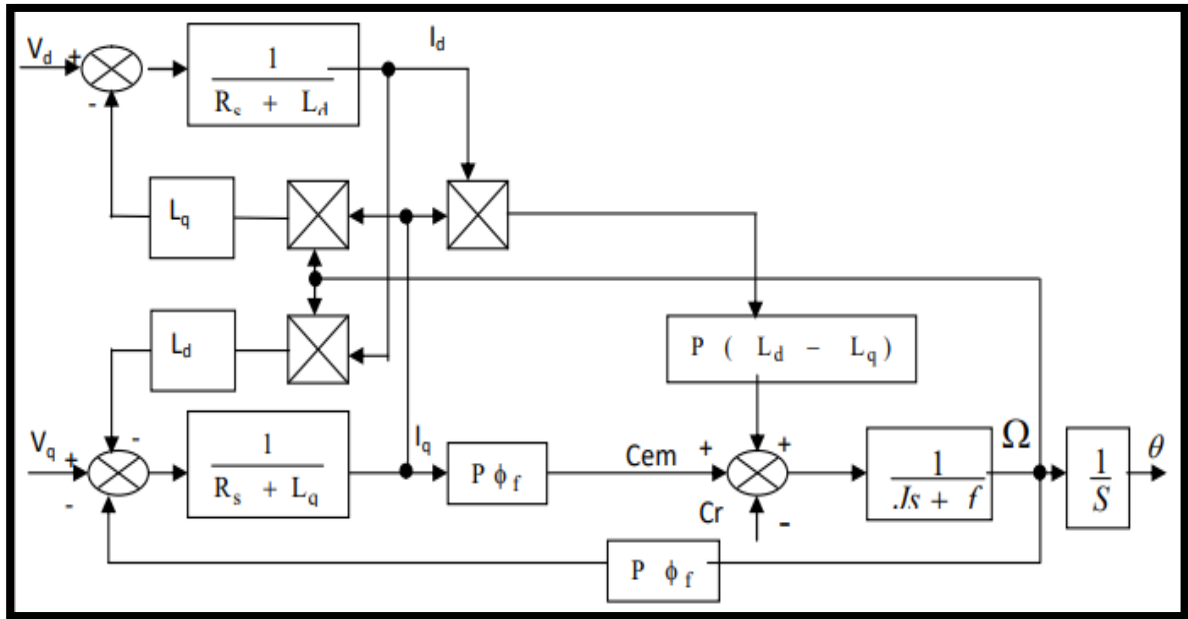


Figure I. 5: Schéma bloc de la machine synchrone à aimants permanents

**I.12. Simulation numérique et interprétation :**

La simulation numérique de la Machine Synchrone à Aimants Permanents implique la résolution du système d'équations qui décrit son comportement. Les équations d'état peuvent être dérivées directement à partir des équations du modèle de Park, qui peuvent être exprimées comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} v_d = R_s I_d + L_d \frac{dI_d}{dt} - \omega_r L_q I_q \\ v_q = R_s I_q + L_q \frac{dI_q}{dt} + \omega_r (L_d I_d + \varphi_f) \\ C_{em} = \frac{3}{2} P [(L_d - L_q) I_d I_q + I_q \varphi_f] \\ C_{em} - C_r - f \Omega = J \frac{d\Omega}{dt} \\ \varphi_d = L_d I_d + \varphi_f \text{ et } \varphi_q = L_q I_q \end{array} \right. \quad \text{(I-21)}$$

I.12.1. Cas moteur

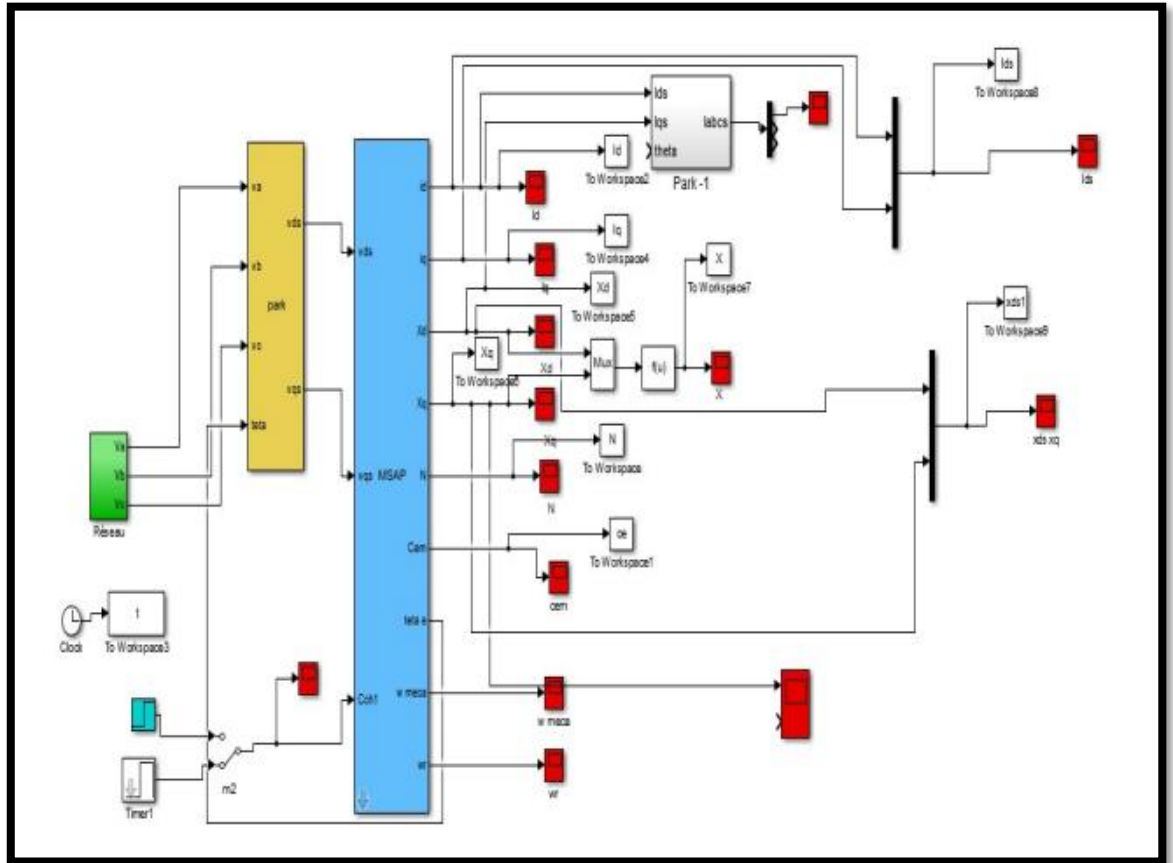


Figure I. 6: Bloc de simulation du moteur synchrone à aimants permanents

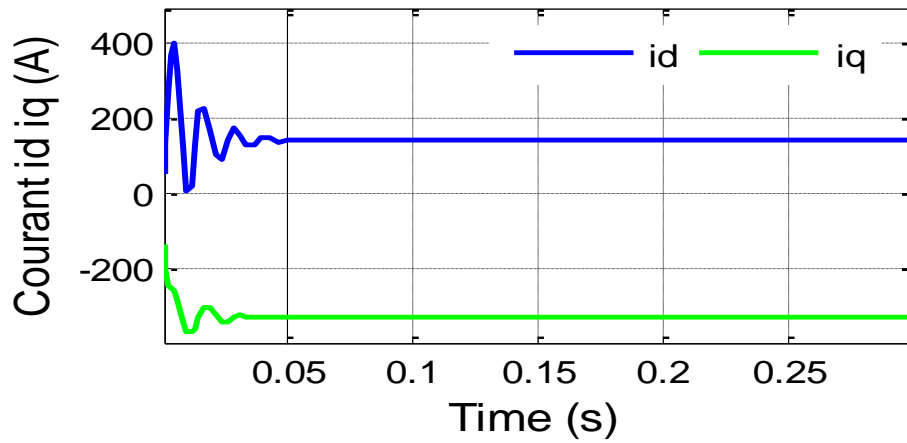


Fig 1.7: Les courant Id et Iq (A)

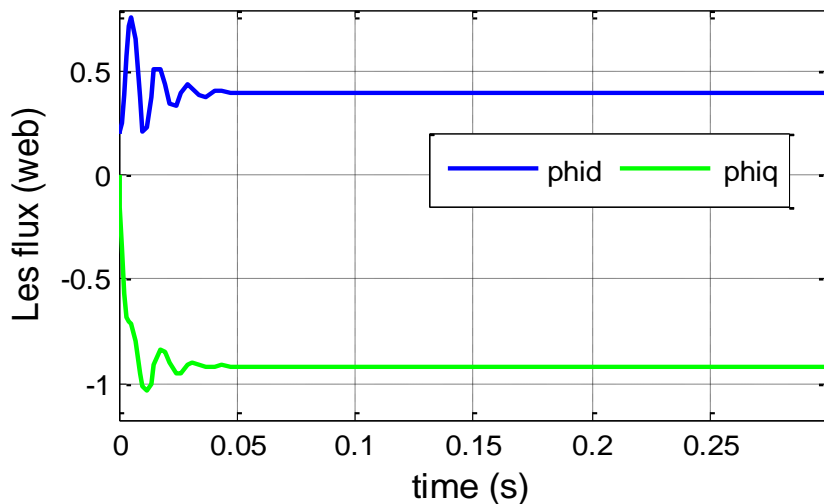


Fig 1.8 : Les flux (web)

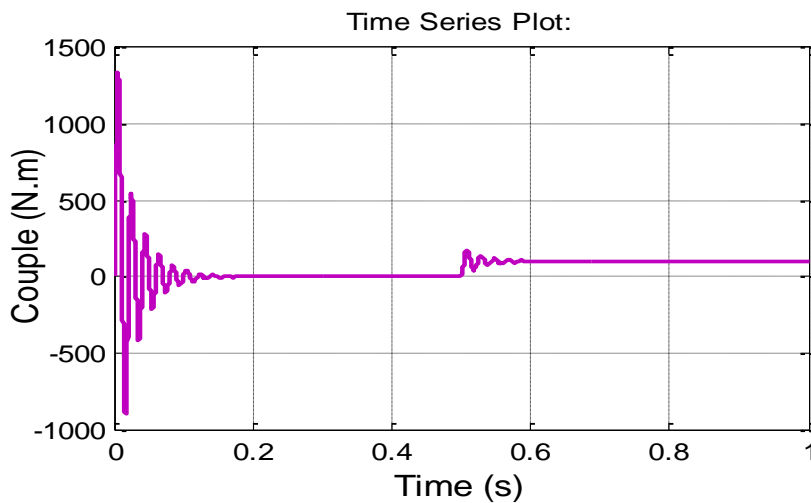


Fig 1.9 : Couple [N.m]

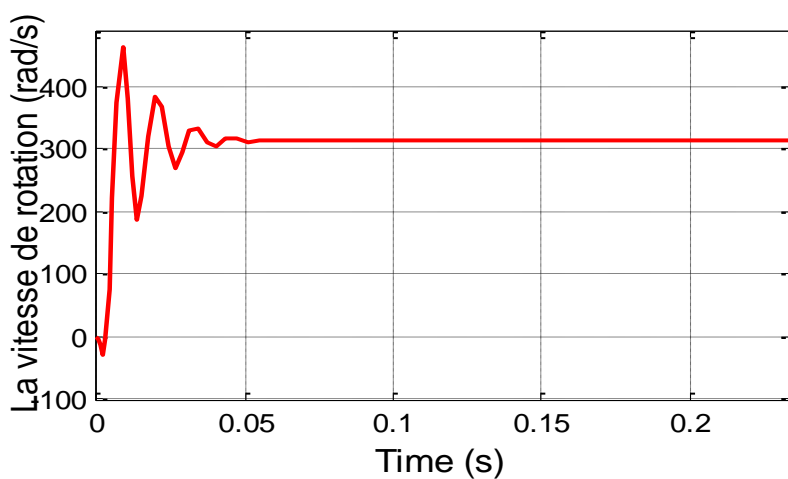


Fig 1.10: Vitesse de rotation [tr/mn]

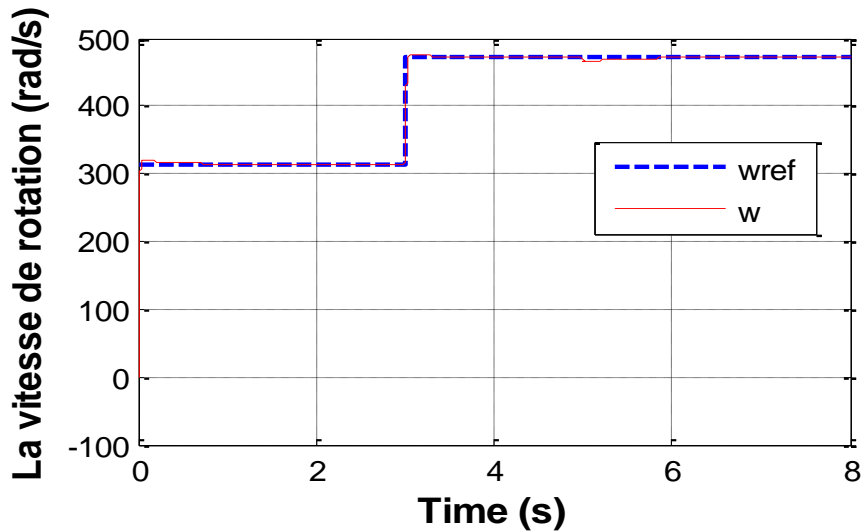


Fig 1.11: Vitesse de rotation [tr/mn]

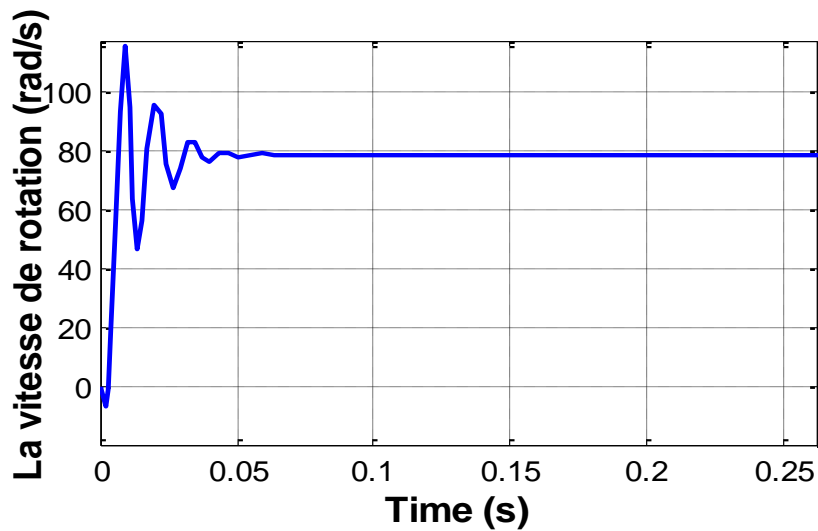


Fig 1.12: La Vitesse mecanique [tr/mn]

### ➤ Interprétation

L'interprétation des résultats de simulation a été réalisée dans l'environnement MATLAB/SIMULINK, concernant le comportement d'une machine synchrone à aimants permanents triphasée. Il est important de noter que les paramètres de la machine utilisée sont fournis en annexe.

La Figure (I. 3) présente les résultats obtenus pour un démarrage à vide ainsi que ceux du régime en charge (Couple résistant = 10 N.m) à l'instant  $t = 0.5s$ .

D'après les courbes de la Figure (I. 4), on observe que la vitesse présente des oscillations au début du démarrage, mais se stabilise rapidement à une valeur proche de 1000 tr/min.

Au début du démarrage, des pics de courant significatifs sont également remarqués, résultant de la force contre-électromotrice (F.C.E.M) due à la faible vitesse de démarrage. Par

la suite, ces courants se rétablissent à leurs valeurs correspondantes au régime de fonctionnement, avec le courant de phase diminuant jusqu'à s'annuler.

Le couple présente des battements importants au début du démarrage, sur une période très courte, avant de se stabiliser sur une valeur pratiquement nulle en régime permanent. Lorsqu'une charge est appliquée, ce couple augmente à 10 N.m.

Les caractéristiques observées dans la Figure (I. 5) suivent cette évolution initiale pour ensuite se stabiliser en régime permanent.

### ➤ **Résultat de Simulation :**

#### **Interprétation des résultats**

L'interprétation des résultats met en évidence l'effet de la charge électrique sur le comportement de la génératrice en fonction de la puissance mécanique fournie. Deux couples moteurs différents ont été appliqués, comme illustré dans la Figure II.7. On observe que la vitesse de la génératrice est faible et loin de la synchronisation, ce qui se traduit par de faibles tensions et courants, comme indiqué dans les figures (Figure II.7a) et (Figure II.7b). Cette situation s'explique par l'insuffisance du couple moteur appliqué.

En réduisant le couple moteur de 6.28 Nm à 4.2 Nm, la vitesse mécanique varie de 267.60 rad/s à 178.9 rad/s. Les valeurs de tension et de courant diminuent également, passant respectivement de 77.17V à 51.6V et de 1.54A à 1.03A. Ainsi, il est clair que la puissance électrique de la charge est directement liée à la puissance mécanique fournie.

### **I.13 Conclusion :**

Dans ce chapitre, nous avons élaboré un modèle mathématique pour la Machine Synchrone à Aimants Permanents (MSAP) et la Génératrice Synchrone à Aimants Permanents (GSAP), en utilisant la transformation de Park pour réduire leur complexité.

Nous avons ensuite représenté ce modèle sous forme d'un schéma-bloc simple afin de l'intégrer dans le logiciel SIMULINK. L'utilisation de ce logiciel nous a permis de vérifier le comportement de la machine et de valider notre modèle, en vue de passer à l'étape suivante de la commande vectorielle.

## ***Chapitre II :***

*Commande Vectorielle de la machine  
synchrone à aimants permanents*

## ***Chapitre II : Commande Vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents***

### **II.1 Introduction :**

Dans les domaines où la motorisation électrique est utilisée, la machine synchrone à aimant permanent (MSAP) occupe une position significative. Elle offre l'avantage d'une maintenance réduite par rapport aux moteurs à courant continu (MCC). Toutefois, les MCC présentent une commande simple qui assure de bonnes réponses dynamiques. Ceci est attribuable au fait que les circuits induit et inducteur sont physiquement séparés et que les forces électromotrices (f.é.m.) des deux enroulements sont constamment orthogonales. Ainsi, le courant d'induit peut être contrôlé indépendamment du courant d'inducteur, ce qui permet de découpler le couple et le flux, une caractéristique absente dans les MSAP. [27]

En 1971, les chercheurs allemands Blashke et Hass ont avancé une théorie de contrôle par orientation de champ. Elle décompose le phasage du courant de stator en deux composantes, l'une régulant le flux et l'autre agissant sur le couple, conférant ainsi une dynamique similaire à celle d'un MCC.

La technique de commande vectorielle transforme la MSAP en une structure similaire à celle d'un MCC à excitation séparée, où le flux n'est pas influencé par les variations du couple électromagnétique. Cette approche permet d'améliorer le temps de réponse et d'ajuster rapidement le couple. Cependant, cette amélioration s'accompagne d'une complexité accrue de la commande et de la nécessité de mettre en place des structures d'observation ou de mesure des grandeurs de la machine. De plus, la sensibilité aux variations des paramètres internes de la machine constitue un inconvénient majeur de la commande vectorielle.

### **II.2. Principe de commande vectorielle**

Le principe fondamental de la commande vectorielle consiste à établir une analogie entre le fonctionnement de la machine synchrone et celui de la machine à courant continu à excitation séparée, où le découplage entre le flux et le couple est intrinsèque. Pour ce faire, il est nécessaire de sélectionner un système d'axes (d, q) et une stratégie de commande garantissant ce découplage entre le flux et le couple. [28]

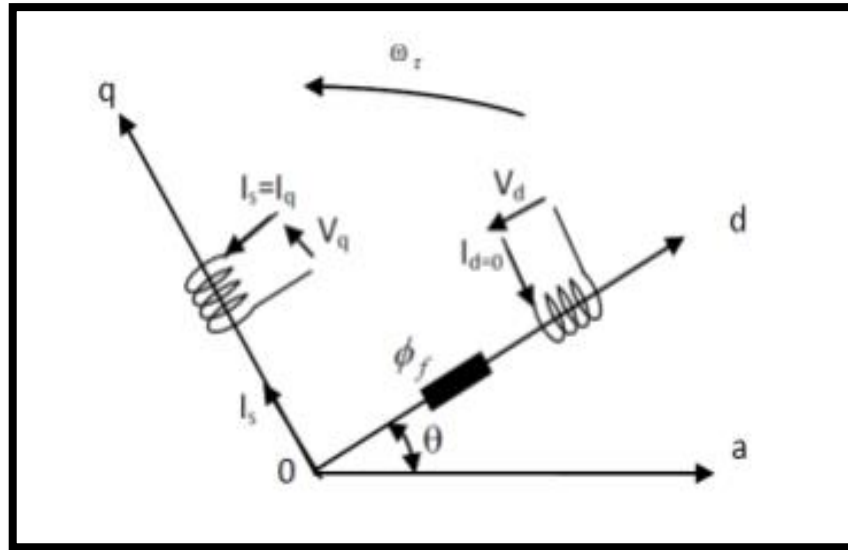


Figure II. 1: Principe de la commande vectorielle.

### II.3. Types de commande vectorielle

Il existe deux types de commande vectorielle [29]:

➤ **Commande vectorielle directe :**

Dans cette approche, le flux est régulé par une boucle de rétroaction, et son estimation est dérivée à partir des signaux de tension statorique et de courant. L'avantage de cette méthode réside dans sa moindre dépendance aux variations paramétriques.

➤ **Commande vectorielle indirecte :**

Cette méthode implique l'estimation de la position du vecteur de flux et le réglage de son amplitude. Elle présente une sensibilité élevée aux variations des paramètres de la machine, mais elle est la plus simple à mettre en œuvre et la plus couramment utilisée.

### II.4. Variantes de la commande vectorielle

Les variantes de la commande vectorielle peuvent être classées selon les critères suivants [29]:

La source d'énergie :

- Commande en tension
- Commande en courant

Les opérations souhaitées pour le flux :

- Commande vectorielle de flux rotorique
- Commande vectorielle de flux statorique
- Commande vectorielle de flux magnétisant

La détermination de la position du flux :

- Par la mesure du vecteur de flux (module, phase) dans le cas de la commande directe
- Par le contrôle de la fréquence de glissement dans le cas de la commande indirecte

## **II.5. Avantages et inconvénients de la commande vectorielle**

### **II.5.1. Avantages de la commande vectorielle [30]:**

- Capacité à gérer les régimes transitoires, ce qui n'était pas possible avec les variateurs classiques (modèle transitoire).
- Contrôle du couple à l'arrêt.
- Précision et rapidité dans la régulation.
- Contrôle précis des grandeurs en amplitude et en phase.

### **II.5.2 Les inconvénients de la commande vectorielle [30]:**

- Coût élevé (nécessité d'un encodeur incrémental ou d'un estimateur de vitesse, DSP, etc.).
- Faible robustesse face aux variations des paramètres, notamment de la constante de temps rotorique.
- Requis d'un modulateur pour la commande rapprochée de l'onduleur, induisant des retards, surtout à basse fréquence de modulation (pour les applications à grande puissance). Ces retards entraînent une augmentation du temps de réponse en couple, affectant ainsi les performances des variateurs utilisés en traction.
- Utilisation de transformations de coordonnées dépendant de l'angle estimé  $\theta_s$ .
- La vitesse de rotation est explicitement impliquée dans l'algorithme de commande. En l'absence de mesure de cette vitesse (pour les variateurs sans capteur de vitesse), les erreurs sur son estimation dégradent les performances du variateur.

## **II.6. Commande vectorielle de la MSAP alimentée en tension**

### **II.6.1. Schéma global de la Commande vectorielle de la MSAP**

Dans le domaine académique et scientifique, le contrôle vectoriel est fréquemment employé dans les machines alimentées en tension et à courant régulé, notamment dans les axes d et q. Cette approche vise à optimiser la dynamique de contrôle du couple tout en contournant les limitations inhérentes à une alimentation en courant. La figure (III.3) illustre le schéma bloc d'un système de régulation de vitesse d'une machine synchrone à aimant permanent (MSAP) alimentée en tension et commandée par orientation du flux.

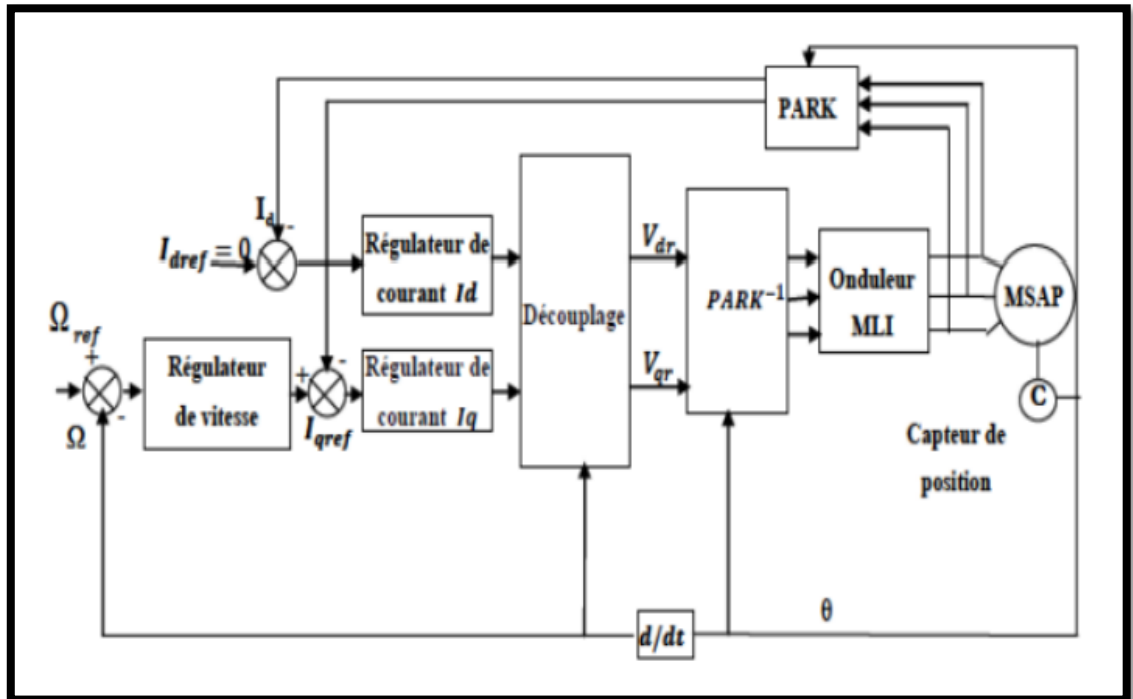


Figure II. 2: Schéma global de la commande vectorielle de la MSAP.

Dans le contexte de la commande vectorielle, les éléments clés comprennent la boucle de régulation de la vitesse, ainsi que celles des courants  $I_d$  et  $I_q$ , ainsi que les transformations de Park et Concordia [28]. La régulation de la vitesse est réalisée à travers la boucle externe du système, où la sortie de son régulateur est soit le couple électromagnétique de référence  $C_{ref}$  ou le courant de référence  $I_{qref}$ . Cette sortie est limitée afin de prendre en compte les caractéristiques de l'onduleur et les capacités de charge de la machine. Le courant  $I_{qref}$  est comparé à la valeur réelle  $I_q$  mesurée. L'écart résultant est utilisé comme entrée pour le régulateur de référence de tension  $V_{dref}$ . En parallèle à cette boucle interne, une boucle de régulation pour le courant  $I_d$  est mise en place, où le courant  $I_d$  de référence est maintenu à zéro. Les sorties des régulateurs pour  $I_d$  et  $I_q$  fournissent les tensions de référence  $V_{dref}$  et  $V_{qref}$ , respectivement. En utilisant la transformation de Park, les références de tensions  $V_{as}$ ,  $V_{bs}$ , et  $V_{cs}$ , qui sont les tensions de commande de l'onduleur à modulation de largeur d'impulsion (MLI), sont obtenues [28].

### II.6.1.1. Découplage par compensation

L'alimentation en tension est établie par l'application de tensions de référence à l'entrée de commande de l'onduleur. Ces tensions servent à déterminer les rapports de cycle sur les bras de l'onduleur afin que les tensions d'issues de cet onduleur aux bornes du stator de la machine soient alignées au mieux sur les tensions de référence. Cependant, il est nécessaire de définir les termes de compensation en raison de la présence de termes de couplage entre les axes d et q dans les équations statoriques.

Les tensions suivant les axes (d, q) peuvent être exprimées selon les formulations suivantes.

$$\begin{cases} V_d = \left( R_s I_d + L_d \frac{dI_d}{dt} \right) - \omega L_q I_q \\ V_q = \left( R_s I_q + L_q \frac{dI_q}{dt} \right) + \omega (L_d I_d + \varphi_f) \\ \omega = p\omega_r \end{cases} \quad \text{II. 1}$$

La figure (II. 3) représente le couplage entre les axes d et q.

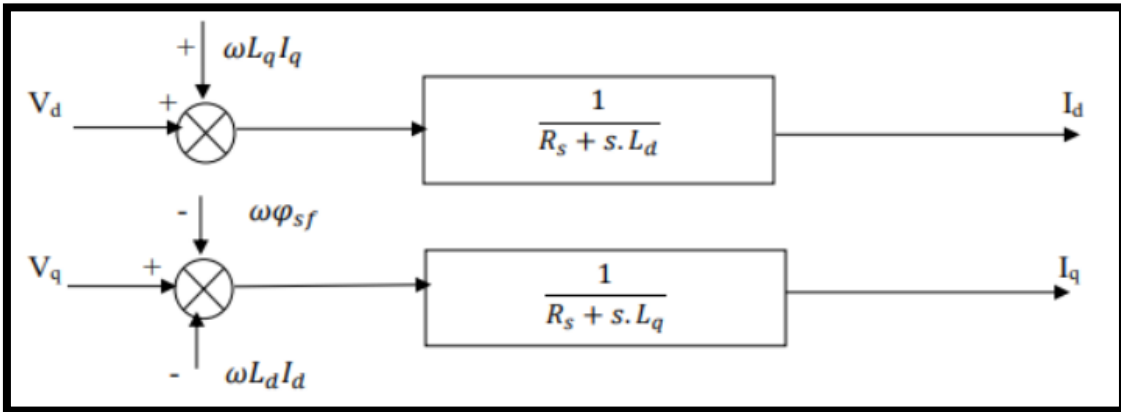


Figure II. 3: Description de couplage.

Les tensions \$V\_d\$ et \$V\_q\$ sont influencées par les courants des axes "d" et "q", ce qui nécessite la mise en place d'un découplage. Ce découplage repose sur l'introduction des termes compensatoires \$e\_d\$ et \$e\_q\$.

Avec :

$$\begin{cases} e_d = \omega L_q I_q \\ e_q = \omega (L_d I_d + \varphi_f) \end{cases} \quad \text{II. 2}$$

A partir de l'équation II.1 et II.2 on a :

$$\begin{cases} V_d = V_{d1} - e_d \\ V_q = V_{q1} + e_q \end{cases} \quad \text{II.3}$$

Avec :

$$\begin{cases} V_{d1} = (R_s + S \cdot L_d) I_d \\ V_{q1} = (R_s + S \cdot L_q) I_q \end{cases} \quad \text{II.4}$$

On a donc les courants “ $I_d$ ” et “ $I_q$ ” sont découplés. Le courant  $I_d$  ne dépend que de  $V_{d1}$  et  $I_q$  ne dépend que de  $V_{q1}$ , à partir de l’équation (II.4) les courants  $I_d$  et  $I_q$  s’écrivent de la façon suivante :

$$\begin{cases} I_d = \frac{V_{d1}}{(R_s + S \cdot L_d)} \\ I_q = \frac{V_{q1}}{(R_s + S \cdot L_q)} \end{cases} \quad \text{II.5}$$

$S$  : Opérateur de Laplace.

Le principe de régulation consiste à réguler les courants statoriques à partir des grandeurs de référence (désirées) par les régulateurs classiques. Le schéma de principe de régulation des courants statoriques est représenté par la figure ci-dessous:

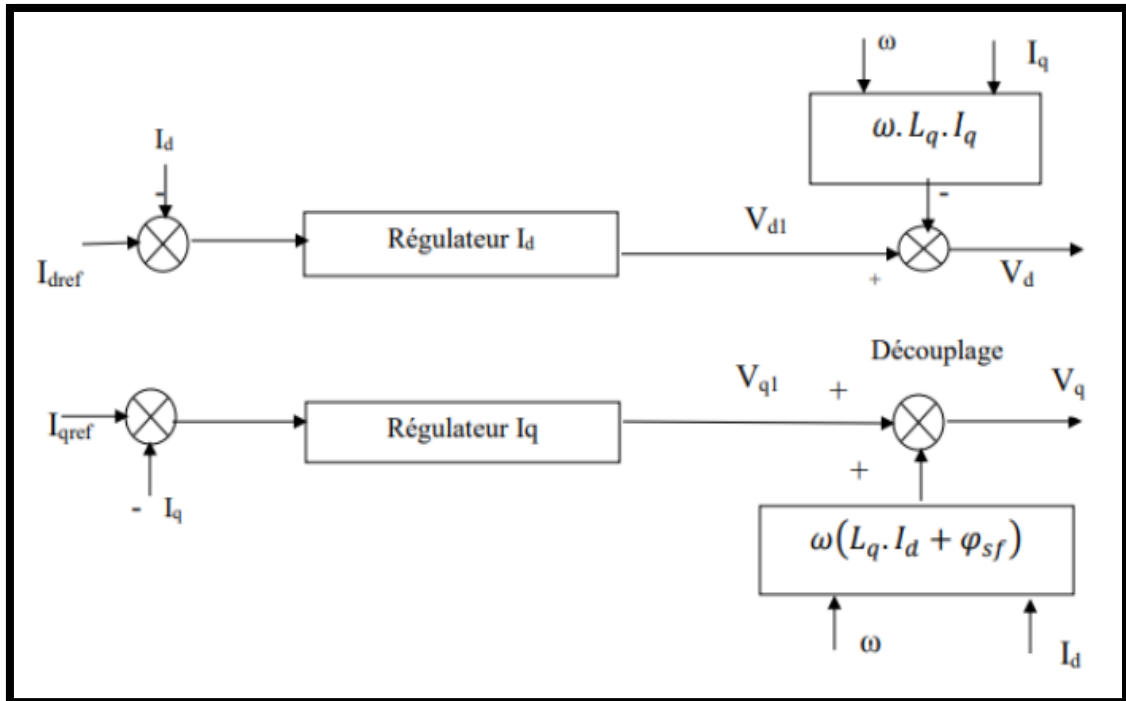


Figure II. 4: Principe de découplage par compensation.

Avec :

$V_d$ : La tension à la sortie de régulateur de courant " $I_d$ "

$V_q$ : La tension à la sortie de régulateur de courant " $I_q$ "

Si on associe la machine avec le bloc de compensation on obtient la figure (II.5)

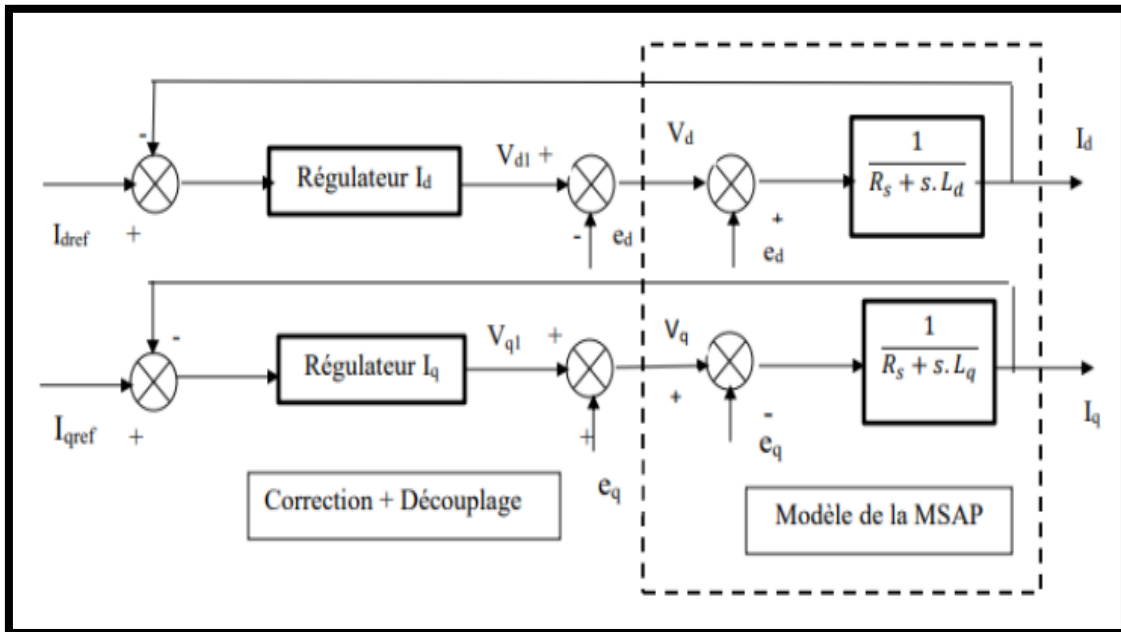


Figure II. 5 : Structure générale : (machine-découplage par compensation) [30].

### II.6.2. Calcul des régulateurs :

Les régulateurs ont pour fonction de maintenir la sortie d'un système à une valeur spécifiée malgré les perturbations internes ou externes. Lorsque le découplage entre les axes d et q est effectué, la régulation est accomplie au moyen de régulateurs de type proportionnel-intégral (PI). L'action intégrale agit pour minimiser l'écart entre la consigne et la valeur régulée, tandis que l'action proportionnelle permet de contrôler la réactivité du système.

Le régulateur (PI) est la mise en parallèle des actions proportionnelle et intégrale, figure (II.6). La relation entre la sortie  $Ur(t)$  et le signal d'erreur  $\mathcal{E}(t)$  est donnée par la relation suivante :

$$Ur(t) = k_p \mathcal{E}(t) + k_i \int_0^t \mathcal{E}(t) dt \quad \text{II. 3}$$

Où :

$k_p$  : Gain proportionnel.

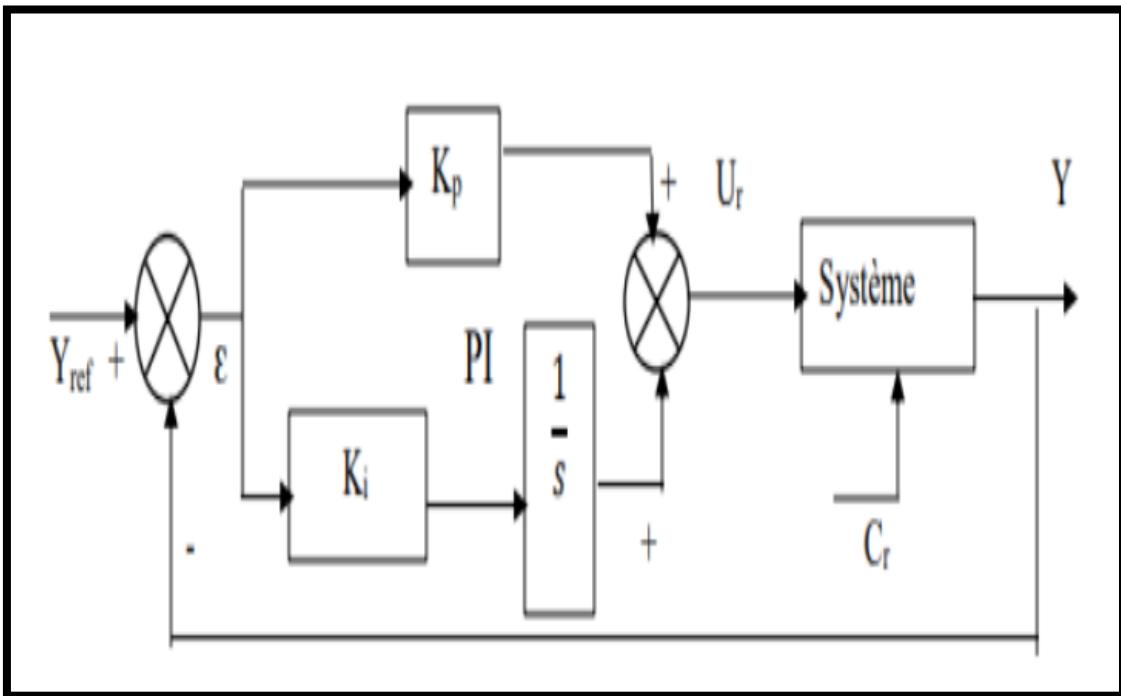
$k_i$  : Gain intégral.

On peut aussi écrire le régulateur sous la forme suivante :

$$P \cdot I \rightarrow \frac{Ur}{\varepsilon} = \frac{1 + sT_1}{sT_2} \quad \text{II. 7}$$

Avec :

$$\begin{cases} k_p = \frac{T_1}{T_2} \\ k_i = \frac{1}{T_2} \end{cases} \quad \text{II. 8}$$



**Figure II. 5 Régulateur PI.**

### II.6.2.1. Dimensionnement des régulateurs

La machine est dissociée en deux axes, notés d et q, pour lesquels la régulation diffère. Sur l'axe d, la régulation est effectuée par une seule boucle. En revanche, sur l'axe q, deux boucles en cascade sont employées : l'une interne pour contrôler le courant, et l'autre externe pour réguler la vitesse.

II.6.2.2.1 Régulateur de courant  $I_q$  : [25,49,50]

La gestion de la Machine Synchrone à Aimants Permanents (MSAP) se réalise par le contrôle des courants  $I_d$  et  $I_q$ . Le système comprend une boucle de régulation de vitesse où la référence  $I_{qref}$  est imposée et le courant  $I_d$  est maintenu à zéro. Cette régulation est mise en œuvre à l'aide de régulateurs proportionnels-intégrateurs (PI) afin de garantir une erreur statique nulle ( $\mathcal{E} = 0$ ).

$$I_q = \frac{V_{q1}}{R_s + sL_q} \quad (\text{II. 9})$$

Et que la forme générale du régulateur (PI) est ::  $1+sT_1 \ sT_2$  (équation (III.10)), on aboutit au schéma de la figure (II.7) :

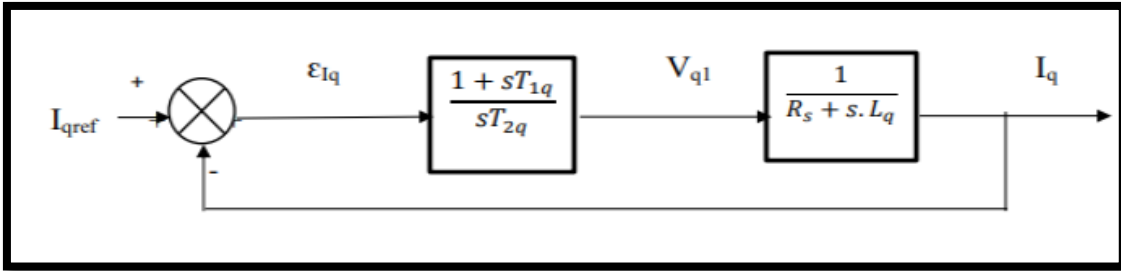


Figure II. 6: Boucle de régulation de courant  $I_q$ .

La fonction de Transfert en boucle ouverte (FTBO) de la figure (II.7) est

$$FTBO = \frac{1 + sT_1q}{sT_2q(Rs + sLq)} \quad \text{II.10}$$

$$FTBO = \frac{1 + 5T_1q}{sT_2qRs \left(1 + s \frac{2q}{Ps}\right)} \quad \text{II.11}$$

Par l'utilisation de la méthode de compensation des pôles, on aura :

$1 + sT_1q = 1 + s Lq Rs$  Ce qui se traduit par la condition :

$$\frac{Lq}{Rs} = T_1q = \tau_q \quad \text{II. 12}$$

Avec :

$Lq Rs$  : Constante de temps électrique.

Si on remplace la constante par sa valeur, équation (II.13) dans l'équation (II.11), on trouve

$$FTBO = \frac{1}{sRsT2Q}$$

Pour la fonction de transfert en boucle fermée (FTBF) :

$$FTBF = \frac{FTBO}{1 + FTBO} \quad (\text{II-13})$$

$$FTBF = \frac{1}{1+sRsT2q} \quad \text{De la forme :} \quad (\text{II-14})$$

$$\left( \frac{1}{1 + srq} \right) \quad (\text{II-15})$$

Par identification on trouve :

$$\tau q = RsT2q \Rightarrow T2q = \frac{\tau q}{Rs} \quad (\text{II-16})$$

En imposant le temps de référence :

$$Tr = 3\tau q \quad (\text{Critère de } \pm 5\%) \quad (\text{II-17})$$

On a :

$$T2q = \frac{Tr}{3Rs} \quad (\text{II-18})$$

$Tr$ : Temps de réponse imposé.

Si on remplace l'équation (II.19) dans (III.9) et on obtient finalement :

$$\begin{cases} Kpq = \frac{3Lq}{Tr} \\ Kiq = \frac{3Rs}{Tr} \end{cases} \quad (\text{II-19})$$

II.6.2.2.2. Régulateur de courant  $I_d$  [51,53]

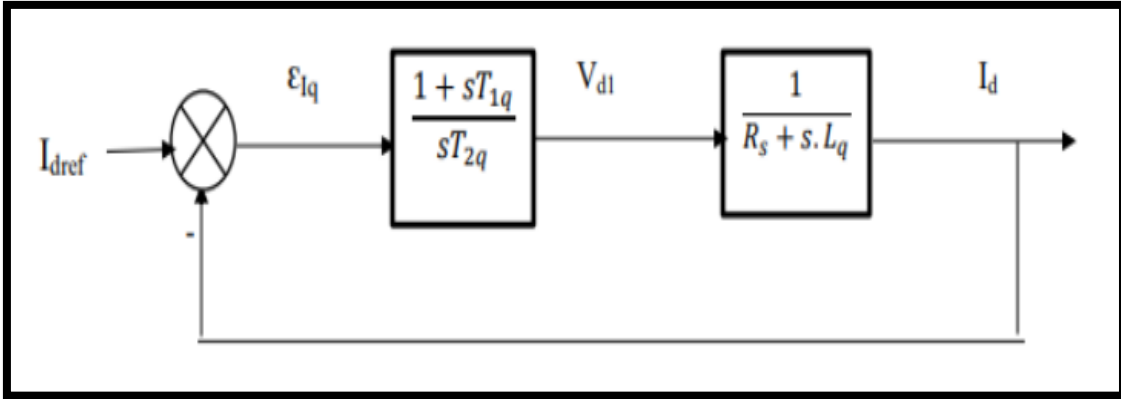


Figure II.7: Boucle de régulation du courant  $I_d$ .

De la même façon que le calcul de régulateur du courant  $I_q$  on détermine le régulateur du courant  $I_d$  avec :

$$\frac{L_d}{R_s} = T_{1d} = \tau_d \quad (\text{II-20})$$

On impose:

$$T_r = 3\tau_d = 3 R_s / K_{id} \quad (\text{II-21})$$

$$\begin{cases} K_{id} = \frac{3 \cdot R_s}{T_r} \\ K_{pd} = \frac{3L_d}{T_r} \end{cases} \quad (\text{II-22})$$

II.6.2.2.3. Régulateur de vitesse

Le processus à superviser peut-être divisé en deux sous-systèmes distincts :

1. Le sous-système de réglage du courant  $I_q$ , et par conséquent, du couple également.
2. Le sous-système de la composante mécanique.

La régulation de la vitesse est assurée par une boucle de rétroaction, illustrée dans la figure ci-dessous :

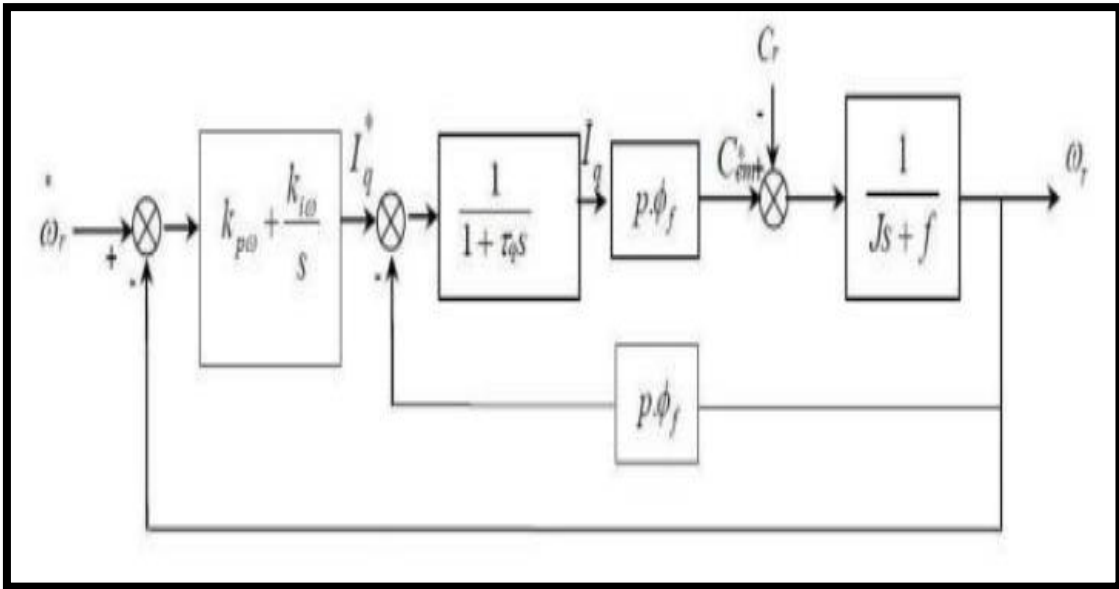


Figure II. 8: Boucle de régulation de vitesse.

Le schéma de la figure (II.9) peut être simplifié par la figure (II.10) :

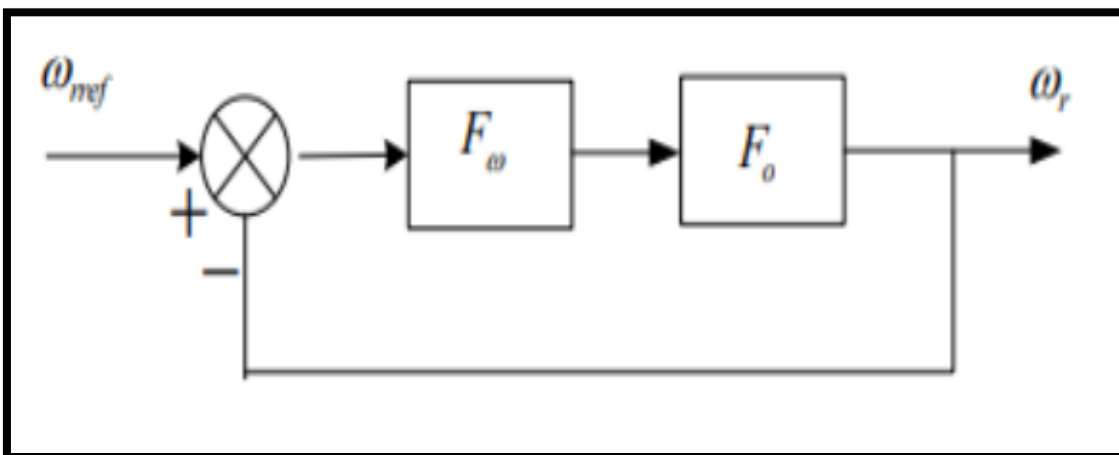


Figure II. 9: Boucle de régulation de vitesse.

$F(s)$  : La fonction de transfert du régulateur de vitesse est donnée par :

$$F_{\omega}(s) = Kp_{\omega} + \frac{Ki_{\omega}}{s} = \frac{1 + sT1_{\omega}}{sT2_{\omega}} \quad \text{II. 23}$$

$$\text{ou} \begin{cases} Kp_{\omega} = \frac{T1_{\omega}}{T2_{\omega}} \\ Ki_{\omega} = \frac{1}{T2_{\omega}} \end{cases} \quad \text{(II-24)}$$

$F_o(s)$  : La fonction de transfert en boucle ouverte.

$$F_o(s) = \frac{P\varphi_s f}{f(1 + s\tau_q) + (1 + s\tau_m)} \quad (\text{II-25})$$

$\tau_m = \frac{J}{f}$  : Constante mécanique de la machine.

La *FTBF* est donnée par :

$$FTBF(s) = \frac{F\omega(s)F_o(s)}{1 + F\omega(s)F\omega(s)} \quad (\text{II-26})$$

Après les calculs on trouve :

$$FTBF(s) = \frac{P\varphi_s f (K\rho\omega s + Ki\omega)}{J\tau_q s^3 + (J + f\tau_q)s^2 + (P\varphi_s f K\rho\omega + f)s + P\varphi_s f Ki\omega} \quad (\text{II-27})$$

Si on néglige ( $J. \tau_q$ ), ( $f. \tau_q$ ) devant  $J$ , le polynôme caractéristique de cette fonction devient :

$$P(s) = Js^2 + (f + P\varphi_s f K\rho\omega)s + P\varphi_s f Ki\omega \quad (\text{II-28})$$

En imposant au polynôme caractéristique en boucle fermée deux pôles complexes conjugués :

$S_{1,2} =$

$P(1 \pm j)$  il devient alors :

$$P(s) = s^2 + 2Ps + 2P^2 \quad (\text{II-29})$$

Par identification terme à terme entre l'équation (II.28) et (III.29) on trouve :

$$\begin{aligned} K\rho\omega &= \frac{2J\rho - f}{P\varphi_s f} \\ Ki\omega &= \frac{2\rho^2 J}{P\varphi_s f} \end{aligned} \quad (\text{II-30})$$

Où :  $\rho = \xi\omega_n$

$\omega_n$  : Pulsation propre du système.

$\xi$  : Facteur d'amortissement.

## II.7. Résultats de la simulation de la commande vectorielle de la Machine Synchrone à Aimants Permanents (MSAP) sous-alimentation en tension.

Après avoir réalisé le découplage et synthétisé les régulateurs, une étape cruciale consiste à évaluer les performances de la commande vectorielle lorsqu'elle est appliquée à une Machine Synchrone à Aimants Permanents (MSAP). Dans cette optique, nous avons procédé à une simulation du fonctionnement global de l'onduleur couplé à la machine à l'aide du logiciel MATLAB/Simulink.

Les modèles mathématiques de la machine et de l'onduleur, présentés dans le chapitre antérieur, ont été employés dans cette phase de simulation. Le schéma bloc utilisé pour cette simulation est fourni en annexe.

### ➤ Les résultats de simulation avec Couple Résistant (CR) :

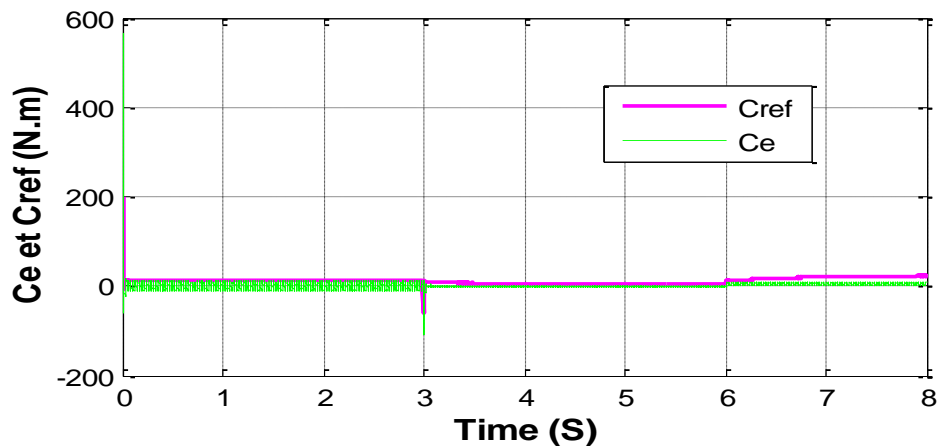


Figure II. 11 : Couple et Couple ref (N.m).

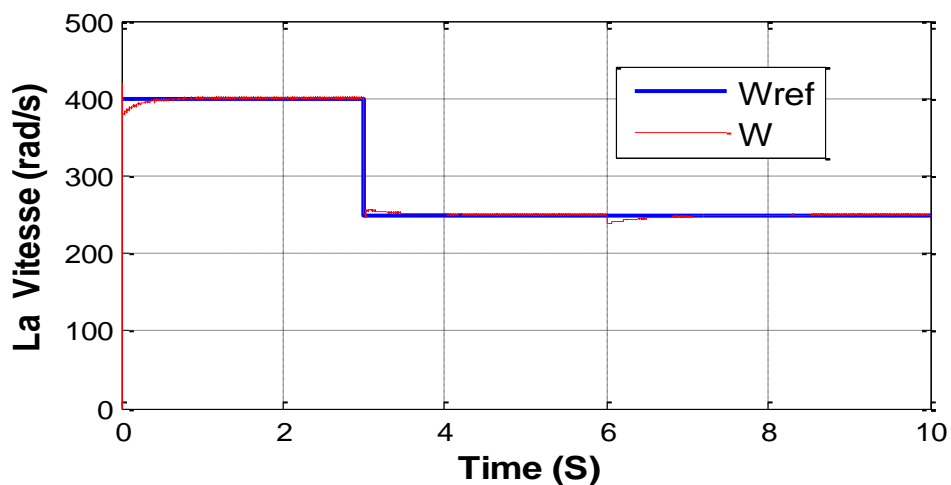


Figure II. 12 : Vitesse de rotation (rad/s).

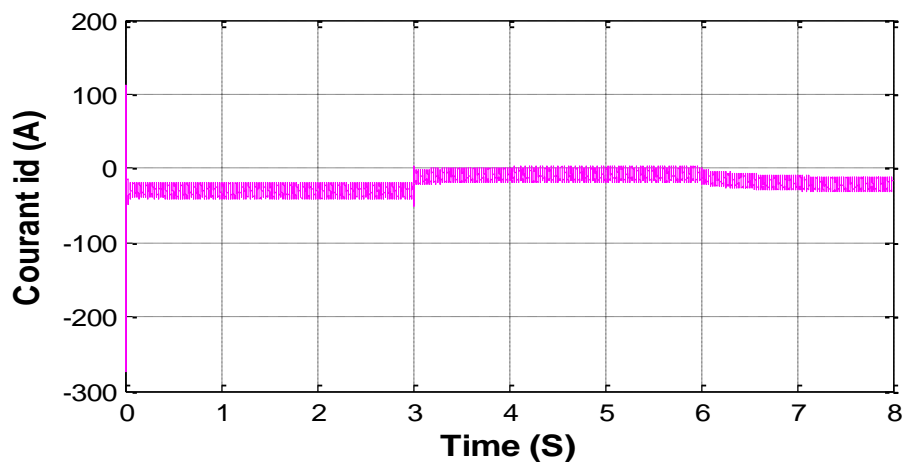


Figure II. 13 : Le courant  $i_d$  (A).

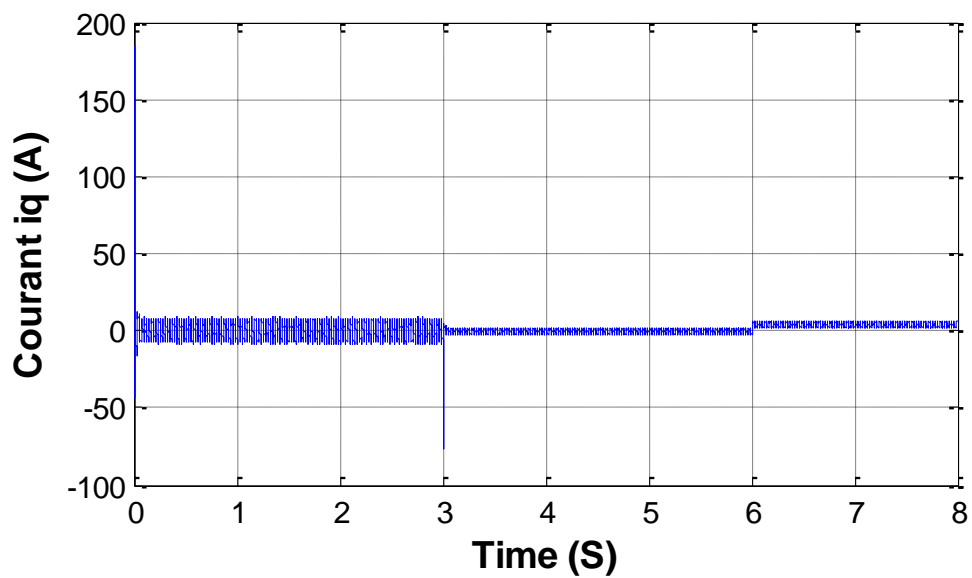


Figure II. 14 : Le courant  $i_q$  (A).

➤ Les résultats de simulation sans Couple Résistant (CR) :

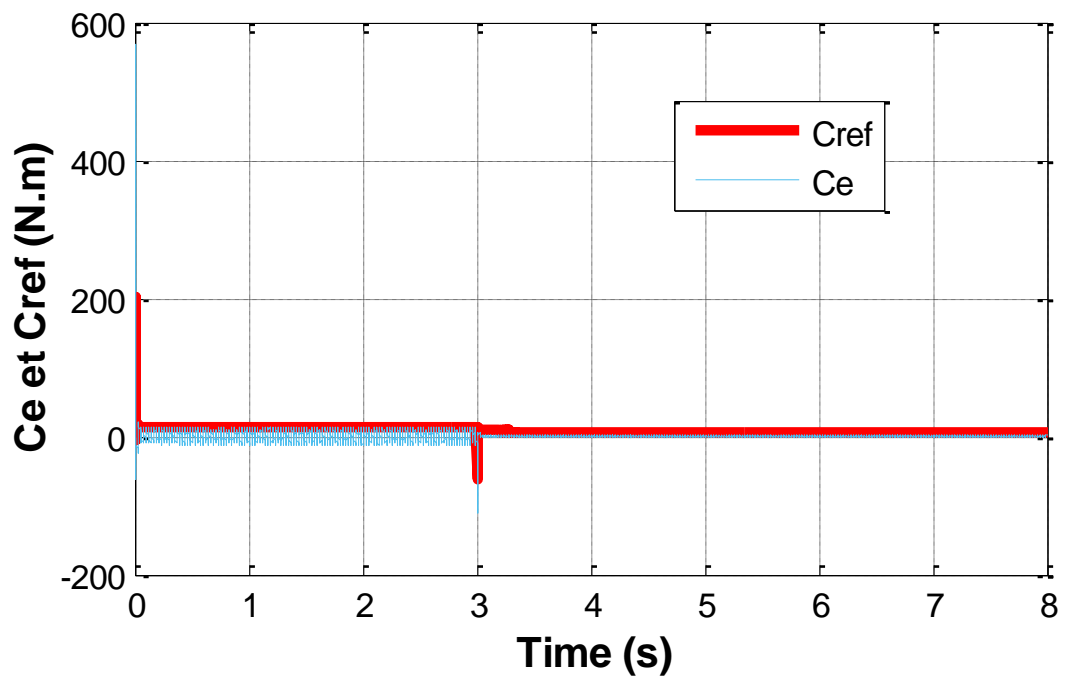


Figure II. 15 : Couple et Couple ref (N.m).

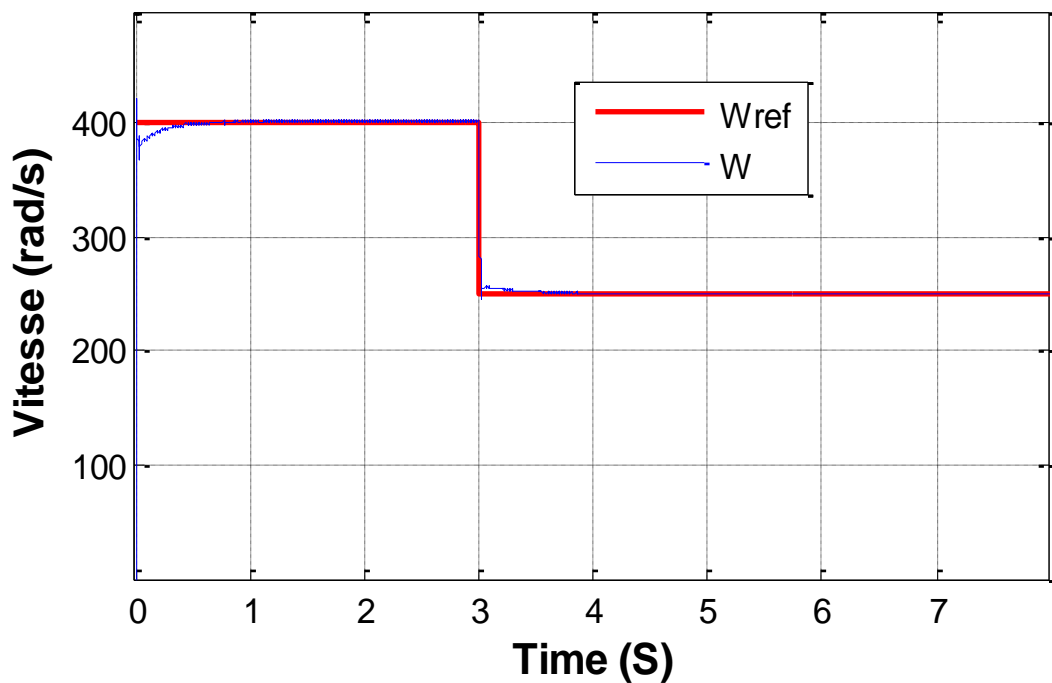


Figure II. 16 : Vitesse de rotation (rad/s).

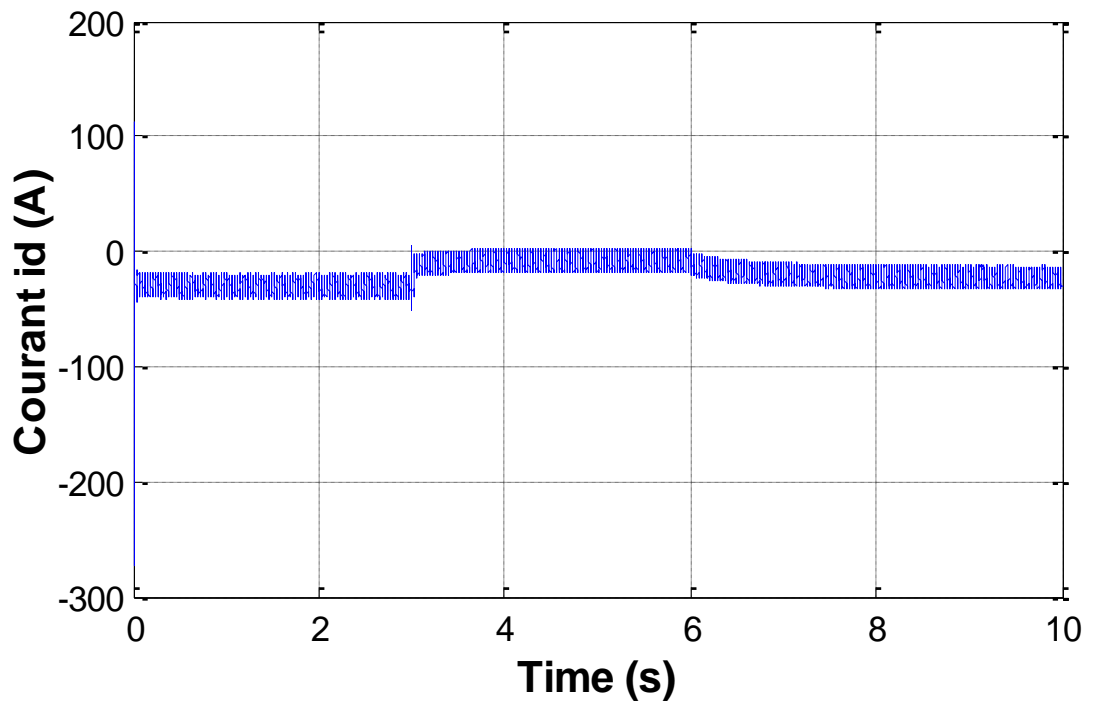


Figure II. 17 : Le courant  $i_d$  (A).

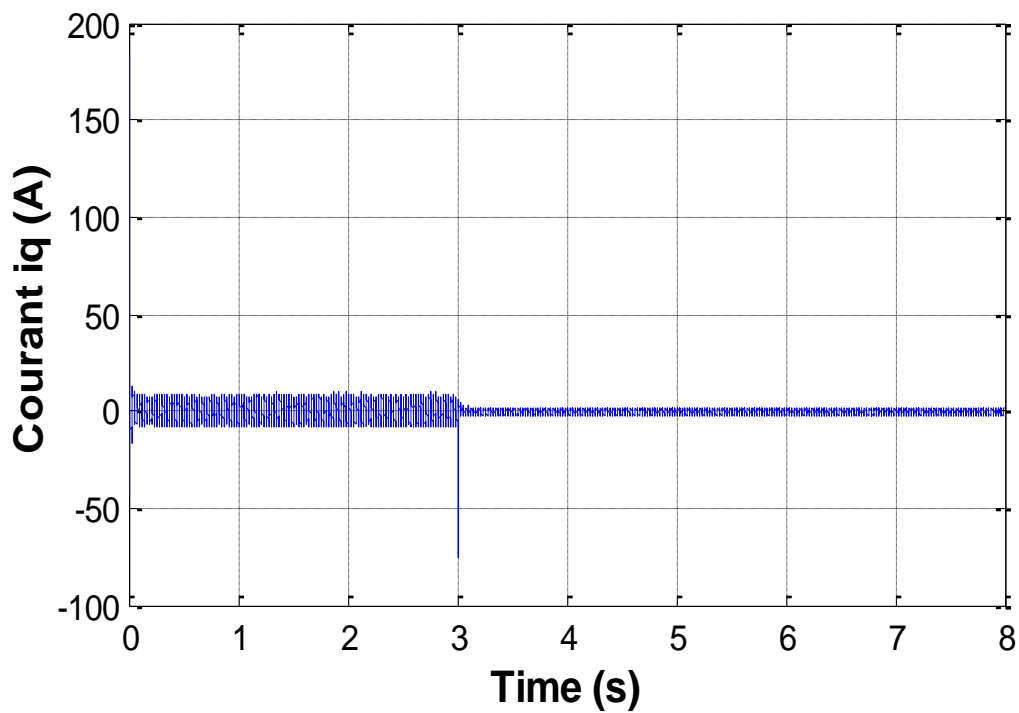


Figure II. 18 : Le courant  $i_q$  (A).

### II.7.1 Interprétation des résultats

- La valeur de consigne de l'entrée d'ordre augmente de 100 (rad/s). Les résultats de simulation pour les conditions de fonctionnement à vide et sous charge sont illustrés dans les figures

(II.12) et (II.13). Il est remarquable que lors du fonctionnement à vide, la vitesse suit fidèlement sa référence, atteignant rapidement cette dernière avec un temps de réponse satisfaisant. Après l'application de la charge à  $t = 0.5s$  ( $Cr = 10 Nm$ ), on observe une légère diminution de la vitesse, rapidement compensée pour ensuite converger vers sa valeur de référence.

Avant et après l'application de la charge, le couple atteint son maximum au moment initial, puis se stabilise autour de la valeur de couple de charge.

Le désaccouplement fourni par la commande vectorielle de la machine ( $Id = 0$ ), où le couple électromagnétique dépend uniquement du composant  $Iq$ , est perceptible dans la réponse des deux composantes de courant.

- La figure (III.14) présente graphiquement la modification du point de consigne de la vitesse de rotation de la Machine Synchrone à Aimants Permanents (MSAP) depuis sa valeur de référence (-100 rad/s) à l'instant  $t = 0,9 s$ . L'analyse du tracé de la vitesse démontre que la réponse de cette dernière suit fidèlement la valeur de consigne sans la dépasser. Après un régime transitoire, le couple et les courants se stabilisent aux valeurs respectives de 0 A pour la composante directe ( $Id$ ), 15 A pour la composante quadratique ( $Iq$ ), et 10 Nm pour le couple électromagnétique ( $Ce$ ).

## **II.8. Etude de Robustesse aux variations paramétrique de la MSAP**

Dans le cadre de notre recherche académique et scientifique, nous avons entrepris une simulation des performances de la commande vectorielle, basée sur les séries de tests antérieures. Étant donné que les paramètres de la Machine Synchrone à Aimants Permanents (MSAP) peuvent fluctuer en raison de divers facteurs tels que la température, nous focalisons désormais notre étude sur sa robustesse, afin d'évaluer sa capacité à maintenir son comportement optimal face à ces variations paramétriques. Par conséquent, il est primordial d'analyser l'impact de la modification des paramètres définissant le modèle. Nous procédons ainsi à une variation de la résistance statorique, du flux magnétique, de l'inductance et du moment d'inertie, dans le but d'évaluer l'effet de ces modifications sur le système.

### ➤ **Interprétation des résultats**

Les simulations, présentées dans les figures III.16 à III.19, portent sur un éventail de vitesses de 0 à 100 tours par seconde (rd/s), suivi de l'application d'un couple de charge de 10 Nm à  $t=0.5s$ , avec un changement de direction de rotation à  $t=0.9 s$ . Nous modifions ainsi la résistance statorique, le flux, l'inductance et le moment d'inertie.

Les résultats de ces simulations indiquent que les diverses variations des paramètres du moteur n'ont pas d'incidence sur la commande vectorielle. En effet, le comportement du système reste stable en régime statique, et le découplage entre les deux axes d et q demeure préservé.

## **II.9. Conclusion**

Dans ce chapitre, nous avons mis en œuvre la commande vectorielle dans le contexte des machines synchrones à aimant permanent (MSAP). Cette approche vise à désolidariser le contrôle du couple et du flux de la machine, afin d'assurer une régulation souple de sa vitesse. Les résultats de simulations antérieures exposent les performances remarquables et la robustesse de cette stratégie de commande. Ils se traduisent par des temps de réponse réduits, une atténuation rapide des perturbations, une absence d'erreur statique en régime permanent, ainsi que des oscillations transitoires et des dépassements minimales.

## ***Chapitre III :***

### *Commande Vectorielle de la MSAP basée sur l'apprentissage par renforcement*

## **Chapitre III : Commande Vectorielle de la MSAP basée sur l'apprentissage par renforcement**

### **III.1 Introduction**

Ce chapitre propose une exploration approfondie d'une méthode d'apprentissage qui a connu un développement considérable dans le domaine de l'intelligence artificielle (IA). Issu de la théorie du renforcement, ce cadre est connu sous le nom d'apprentissage par renforcement. L'apprentissage par renforcement en intelligence artificielle englobe un ensemble de méthodes de calcul. Bien que ces méthodes soient inspirées des principes de l'apprentissage observés chez les animaux, leur développement est principalement motivé par leur efficacité dans la résolution de problèmes pratiques. [31]

Concernant la stratégie de contrôle du machine synchrone à aimant permanent, La commande vectorielle basé sur le contrôleur PI présente l'instabilité du couple de sortie. Pour stabiliser le couple de sortie du moteur synchrone à aimant permanent, ce chapitre adopte apprentissage par renforcement pour améliorer le contrôleur PI traditionnel. Enfin, dans MATLAB/Simulink environnement de simulation, une nouvelle méthode de contrôle basée sur l'apprentissage par renforcement est établie.

### **III.2 Apprentissage automatique :**

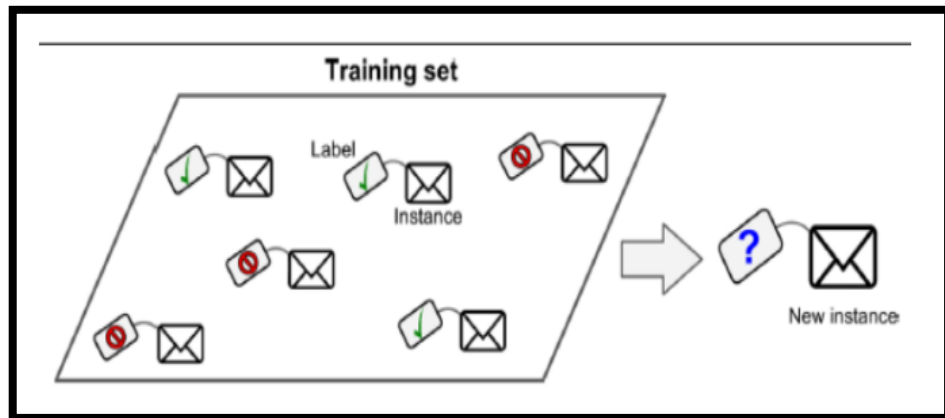
L'apprentissage automatique, une branche de l'intelligence artificielle, est défini par Tom M. Mitchell, un éminent informaticien et pionnier dans ce domaine, de la manière suivante : "L'apprentissage automatique est l'étude des algorithmes informatiques qui permettent aux programmes informatiques de s'améliorer automatiquement grâce à l'expérience". Cette discipline offre des méthodes automatisées pour détecter des modèles dans les données et les utiliser pour accomplir diverses tâches.

Il existe trois types principaux d'apprentissage automatique :

#### **III.2.1 Apprentissage Supervisé**

Dans le cadre de l'apprentissage supervisé, les données de formation fournies à l'algorithme incluent les solutions, communément appelées étiquettes (ou labels en anglais). Une tâche typique de l'apprentissage supervisé est la classification. Un exemple illustratif est le filtre anti-spam : il est entraîné à partir de nombreux exemples d'e-mails avec leurs classes

respectives (spam ou ham), et il doit apprendre à classer les nouveaux e-mails en fonction de ces catégories, comme illustré dans la figure III.1.



**Figure III.1: Un ensemble de formation labellisé pour l'apprentissage supervisé (par exemple, la classification de spam) [32]**

Une autre tâche typique consiste à prédire une valeur numérique cible, tel que le prix d'une voiture, en fonction d'un ensemble de caractéristiques (kilométrage, âge, marque, etc.) appelées prédicteurs. Ce type de tâche est appelé régression. Pour entraîner le système, nous devons lui donner de nombreux exemples de voitures, y compris leurs prédicteurs et leurs étiquettes (c'est-à-dire leurs prix). la figure III.2 décrit une tâche de régression [32]



**Figure III.2: Régression [1]**

Il convient de noter que certains algorithmes de régression peuvent également être adaptés à des tâches de classification, et réciproquement. Par exemple, la régression logistique est couramment utilisée dans le contexte de la classification, car elle est capable de générer une valeur correspondant à la probabilité d'appartenance à une classe donnée (par exemple, une probabilité de 20% d'être un spam).

### III.2.2 Apprentissage non supervisé

Dans le domaine de l'apprentissage non supervisé, les données d'apprentissage ne sont pas accompagnées d'étiquettes. Le système cherche à apprendre sans l'intervention d'un enseignant. Par conséquent, le modèle ne dispose pas de "réponses" à assimiler ; il doit plutôt extraire des informations significatives des données elles-mêmes, en explorant leur structure et leurs relations intrinsèques. [33]

L'apprentissage non supervisé offre la possibilité d'aborder des problèmes sans avoir une idée précise de ce à quoi les résultats devraient correspondre. Il permet d'extraire une structure à partir de données pour lesquelles les effets des variables ne sont pas nécessairement connus.

### III.2.3 Apprentissage par Renforcement :

Le schéma général de l'apprentissage par renforcement est représenté dans la figure III.3 Contrairement au cadre de l'apprentissage supervisé, l'apprenant n'est pas simplement confronté à un ensemble statique de données étiquetées. Au contraire, il interagit dynamiquement avec un environnement, collectant des informations à travers ses actions. À chaque action, l'apprenant ou l'agent reçoit deux types d'informations : son état actuel dans l'environnement et une récompense réelle et spécifique à la tâche, correspondant à son objectif. L'objectif de l'agent est de maximiser cette récompense, en élaborant une politique d'action optimale pour atteindre cet objectif. [34]

Cependant, les informations fournies par l'environnement se limitent généralement à la récompense immédiate associée à l'action effectuée. Un aspect crucial de l'apprentissage par renforcement est de prendre en compte les récompenses ou les pénalités différées. L'agent est donc confronté à un dilemme entre l'exploration d'états et d'actions inconnus pour acquérir davantage d'informations sur l'environnement et les récompenses, et l'exploitation des informations déjà obtenues pour maximiser sa récompense. Cette tension entre exploration et exploitation, souvent désignée comme le compromis exploration-exploitation, constitue un aspect central de l'apprentissage par renforcement.

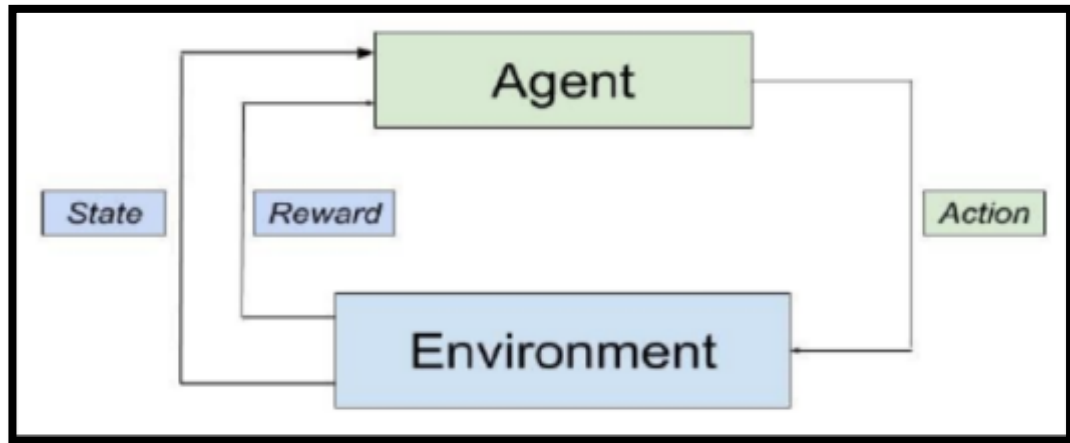


Figure III.3: Apprentissage par renforcement

### III.3 Conception l'apprentissage par renforcement

#### III.3.1 Le problème de l'apprentissage par renforcement :

Le problème de l'apprentissage par renforcement peut être défini comme suit :

##### a. Le principe :

Le principe fondamental de l'apprentissage par renforcement réside dans sa capacité à permettre à un agent d'acquérir de bonnes habitudes, c'est-à-dire de modifier ou de développer de nouvelles compétences et comportements. Une autre caractéristique essentielle est que l'agent n'exerce pas un contrôle total sur l'environnement, mais plutôt qu'il interagit avec celui-ci pour collecter de nouvelles informations.

##### b. La formalisation :

Le problème général du RL est formalisé comme un processus de contrôle stochastique en temps discret. Dans ce processus, l'agent interagit avec son environnement comme suit :

L'agent commence par un état donné dans son environnement en collectant des observations  $o \in \Omega$ . À chaque pas de temps  $t$ , l'agent doit prendre une action  $a_t \in A$ . Comme illustré dans la Figure 4, qui est composée de trois conséquences :

- L'agent obtient une récompense  $r \in \mathbb{R}$ .
- L'état transitionne  $s_{t+1} \in S$ .
- L'agent obtient une observation  $w_{t+1} \in \Omega$ .

Ce cadre de contrôle a été proposé pour la première fois par Bellman [9] et plus tard a été étendu à l'apprentissage par [35].

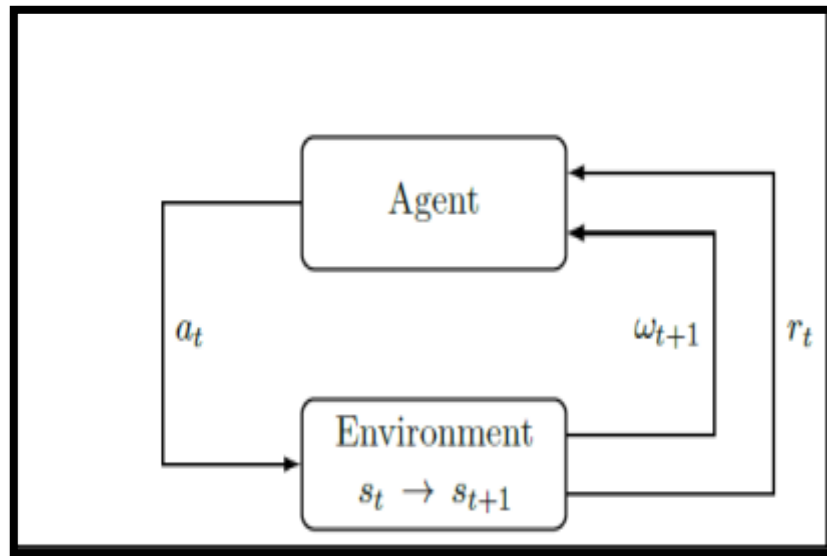


Figure III.4: Agent Environnement interaction en RL [7]

### III.3.2 Le processus décisionnel de Markov (MDP):

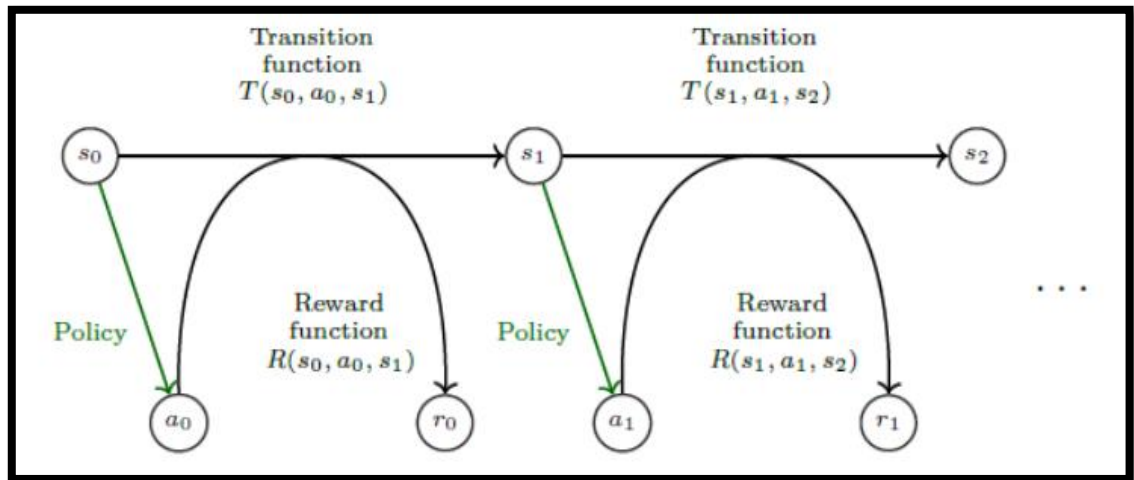
L'environnement est souvent modélisé comme un processus décisionnel de Markov, où l'agent doit également avoir un objectif lié à l'état de l'environnement. L'apprentissage par renforcement utilise le cadre formel de ce processus pour définir l'interaction entre l'agent d'apprentissage et son environnement sous forme d'états, actions et de récompenses [36].

Le processus décisionnel de Markov [37] est un processus de contrôle stochastique en temps discret défini comme un 4-Tuple  $(S, A, T, R)$  où :

- **S** est l'ensemble d'états.
- **A** est l'ensemble d'actions.
- **T**:  $S \times A \times S'$ , où T est une fonction de transition markovienne. Elle représente la probabilité d'aller de l'état « s » à l'état « s' » en effectuant l'action « a ».
- **R**:  $S \times A \times S'$ , où R est une fonction de récompense. Elle représente la récompense obtenue en allant de l'état « s » à l'état « s' » en effectuant l'action « a ».

Le système est observable dans un MDP, ce qui signifie que l'observation est la même que l'état de l'environnement ;  $w_t = s_t$  (Figure III.4). À chaque pas de temps  $t$ , la probabilité

d'atteindre l'état  $st+1$  est déterminée par la fonction de transition  $T(st,at,st+1)$ , et la récompense est déterminée par la fonction de récompense  $R(st,at,st+1)$  (Figure III.5) [38].



**Figure III.5: Illustration d'un MDP**

### III.3.3 Les système d'apprentissage par renforcement :

En plus du sujet de l'agent, de l'état et de l'action, on peut également identifier cinq sous-éléments principaux du système d'apprentissage par renforcement qui sont : la politique, la récompense, la fonction de valeur, le modèle et éventuellement l'environnement.

Dans le système de contrôle de vitesse du PMSM, cet article utilise l'apprentissage par renforcement pour améliorer les performances du contrôle PI traditionnel basé sur le contrôle orienté champ. Afin de simplifier l'analyse et le traitement des données, les quatre ensembles de vitesses de référence dans cet article sont sélectionnés sur la base des résultats de simulation d'une série de plages de vitesses faibles. Les résultats de simulation, pratiquement sans dépassement, ont prouvé que l'apprentissage par renforcement peut effectivement améliorer les performances dynamiques et la stabilité du couple du moteur. Cette conclusion peut être utilisée pour explorer davantage l'influence positive de l'apprentissage par renforcement sur le système de contrôle de la vitesse du moteur.

#### A. La politique :

La politique est le cœur d'un agent d'apprentissage par renforcement car elle sert à déterminer son comportement et la manière dont il choisit ses actions [11]. Les politiques peuvent être classées selon le critère de leur caractère qui peut être stationnaire ou non stationnaire :

##### a. Une politique non stationnaire :

Cette politique dépend du pas de temps et elle est utile dans le contexte d'horizon fini où les récompenses cumulées que l'agent cherche à optimiser sont limitées à un nombre fini de pas de temps futurs [39].

### b. Une politique stationnaire :

La politique stationnaire est une politique qui ne change pas au fil du temps et elle peut être déterministe ou stochastique [7]:

- Dans le cas déterministe, la politique est décrite par  $\pi(s):S \rightarrow A$ .  $\pi(s)$  indique l'action choisie en  $s$ .

- Dans le cas stochastique, la politique est décrite par :  $\pi(s,a):S \times A \rightarrow R$ ; où  $\pi(s,a)$  indique la probabilité que l'action  $a$  puisse être choisie à l'état  $s$ .

### B. Rendement :

La récompense définit l'objectif du problème d'apprentissage par renforcement et permet de définir les bons et les mauvais événements de l'agent : à chaque pas de temps, l'environnement envoie un numéro unique à l'agent, appelé récompense. Le seul objectif de l'agent est de maximiser le rendement total obtenu à long terme. En plus des récompenses actuelles, on doit également considérer les récompenses qu'on reçoit à l'avenir. La récompense totale d'un seul épisode peut être calculée comme suit :

$$RE = re_1 + re_2 + re_3 + \dots + re_n \quad (\text{III. 1})$$

Etant donné un environnement stochastique, il n'est pas possible de garantir que les mêmes récompenses seront obtenues en effectuant les mêmes actions. Les récompenses divergent à mesure que les systèmes progressent vers l'avenir. Pour cette raison, il est prévu d'utiliser une récompense future réduite à la place :

$$RE_t = re_t + \gamma re_{t+1} + \gamma^2 re_{t+2} + \dots + \gamma^{n-1} re_n \quad (\text{III. 2})$$

Avec  $0 \leq \gamma < 1$ .  $\gamma$  est un facteur de décompte pour les renforcements futurs

La récompense réduite dans le temps « $t$ » peut être donnée en même terme que dans le temps « $t+1$ »:

$$RE_t = re_t + (re_{t+1} + (\gamma^2 re_{t+2} + \dots)) = re_t + RE_{t+1} \quad (\text{III. 3})$$

Si le facteur réduit est égale à zéro, alors cette stratégie va dépendre seulement de la récompense actuelle. En conséquence de fournir une balance entre l'actuelle et la future récompense, il est

nécessaire de mettre ce facteur à une valeur non nul comme la valeur 0,9. Si l'environnement est déterministe et les mêmes récompenses sont obtenues en effectuant les mêmes actions, alors le facteur réduit sera égale à 1. La meilleure stratégie est de choisir toujours l'action qui on donne une récompense future maximale [40].

### c. Fonction de valeur (Value-function) :

Dans l'apprentissage par renforcement, l'agent a besoin d'informations sur la qualité d'un état « s » afin de trouver une politique optimale  $\pi(s, a) \in \Pi$  [15]. Une politique  $\pi$  est une cartographie entre l'état « s » et la probabilité de sélection de chaque action « a » possible.

Si l'agent suit la politique  $\pi$  au temps  $t$ , alors  $\pi(s | a)$  est la probabilité de  $A_t = a$  lorsque  $S_t = s$ . Comme « p »,  $\pi$  est une fonction ordinaire, les symboles " | " au milieu de  $\pi(s | a)$  définie une distribution de probabilités sur  $a \in A(s)$  pour chaque  $s \in S$  [41].

La fonction de valeur d'un état sous une politique, noté  $V^\pi(s)$ , est l'espérance des récompenses attendu lorsqu'on commence dans l'état ( $s_t = s$ ) et suit une politique  $\pi$ . Sur la base de MDP, la fonction *état-valeur* peut être formellement définie comme [42]:

$$V^\pi(s) = E_\pi\{R_t | s_t = s\} = E_\pi\left\{\sum_{k=0}^{\infty} \gamma^k r_{t+k} | s_t = s\right\}. \quad (\text{III. 4})$$

Avec  $0 \leq \gamma < 1$ .

De même, la fonction *action-valeur* décrit l'espérance des récompenses attendues pour une action « a » dans l'état « s » et en suivant la politique  $\pi$  :

$$Q^\pi(s, a) = E_\pi\{R_t | s_t = s, a_t = a\} = E_\pi\left\{\sum_{k=0}^{\infty} \gamma^k r_{t+k} | s = s, a_t = a\right\}. \quad (\text{III. 5})$$

### III.3.4 Méthodes de résolutions :

La résolution du problème d'apprentissage par renforcement est basée sur l'une des méthodes suivantes :

- Méthode de la **Programmation Dynamique (DP)**.
- Méthode de **Monte Carlo (MC)**.
- L'algorithme de **Q-learning**.
- L'**Apprentissage-Q approfondi (Deep Q-learning)**.

Dans le paradigme du *Reinforcement learning*, la question posée est de savoir quelle action prendre. L'objectif est de maximiser une certaine fonction de la récompense. Q-learning est un algorithme simple pour créer un tableau de valeurs  $Q$  (ou une fiche de renseignements) pour notre agent, cela aide l'agent à déterminer avec précision l'action à exécuter. Pour utiliser Q-learning, on doit définir une fonction  $Q(s,a)=\max R_{t+1}$  qui représente une récompense future maximale lorsque une action  $a$  est exécutée dans un état  $s$  [45].

Pour maximiser cette récompense, l'algorithme utilisé se base sur le *Q-learning*[16]. C'est une variante qui permet tenir compte du fait que le domaine d'état et le domaine d'action sont continus car des fonctions d'approximations sont utilisées afin de généraliser les *Q-values* à un espace continu. Dans le cas d'un MSAP, il y a seulement une action à prendre et non pas une séquence d'actions, ce qui permet de simplifier le problème. En effet, il ne s'agit pas d'approximer les différentes *Q-values* mais seulement la récompense (cas  $N = 1$ ).

### III.4 Conception de régulateur par apprentissage par renforcement

Lorsque le courant de l'axe D atteint zéro, le courant de l'axe D ne contribue plus au tension de couple. Le couple électromagnétique est généré par le courant du moteur. Nous pouvons

modifier le couple du moteur en modifiant le courant  $i_q$  de l'axe Q. Pour cartographier le changement dans force, la fréquence du courant peut également être ajustée pour contrôler la vitesse.

Finalement, La durée de la vitesse est utilisée pour contrôler la vitesse du moteur.

Cet article utilise le contrôleur RL pour contrôler le courant de la boucle de courant PMSM. Un typique L'architecture FOC a été développée dans Simulink, où le contrôleur de boucle externe contrôle la vitesse, tandis que le contrôleur PI de boucle interne contrôle les courants

des axes D et Q

Le module RL est créé dans la boucle de courant, qui remplace le contrôleur PI de boucle de courant.

Le modèle Simulink de l'architecture de contrôle FOC est construit, comme indiqué ci-dessous qui comprend deux boucles de contrôle : la boucle de vitesse externe et la boucle de courant interne boucle. L'anneau extérieur est réalisé dans le sous-système de contrôle de vitesse, tandis que l'anneau actuel Le sous-système modifie principalement la vitesse et le

couple du moteur en contrôlant le courant des deux axes. En utilisant le signal de courant de sortie correspondant à la tension de sortie, le

un signal PWM approprié est généré pour ajuster le commutateur semi-conducteur de l'onduleur.

Le schéma bloc de simulation RL

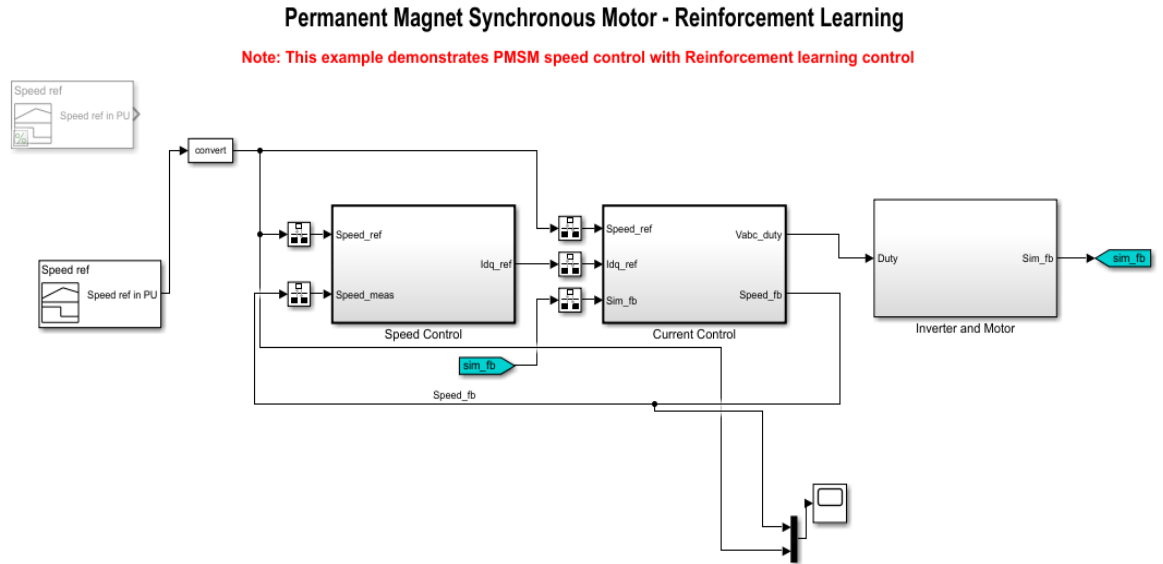


Figure III.6: le schéma bloc de simulation RL

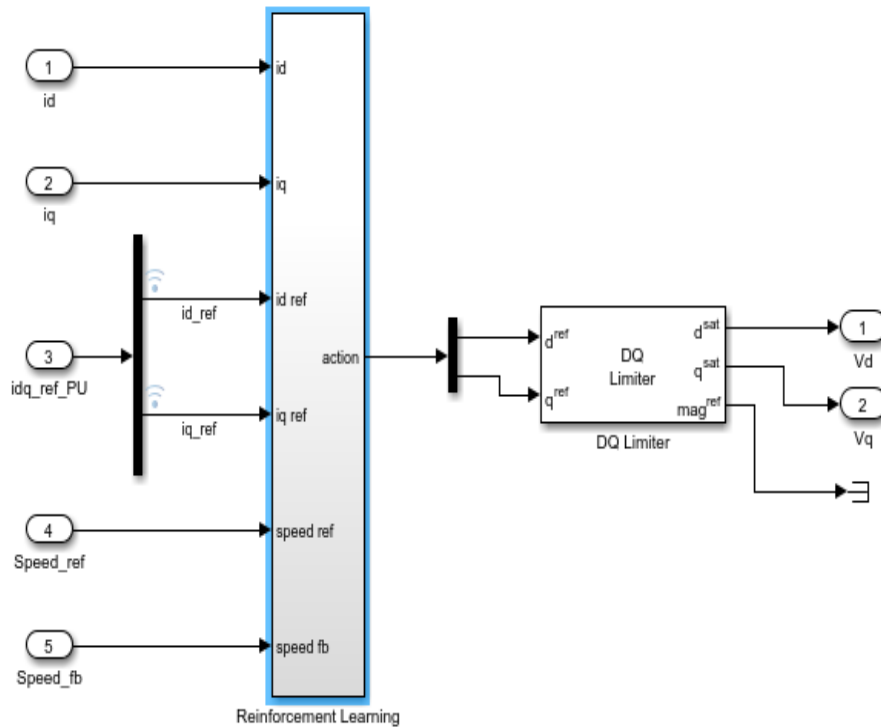


Figure III.7: RL-FOC for PMSM

### III.5 Establish Simulation Model

#### III.5.1. Create Environment

L'ensemble du système de contrôle FOC se compose de trois parties, le modèle PMSM, le modèle d'onduleur et le modèle d'apprentissage par renforcement, dans lesquels le cadre de contrôle FOC comporte deux boucles de contrôle : la boucle externe utilise le contrôleur PI pour modifier la vitesse et la boucle interne utilise

Agent RL pour modifier le courant des axes D et Q. The current loop consists of the following components: three-phase motor current

acquisition; Clarke transformation; Park transformation; and a current loop controller (RL

controller). This research focuses on the RL controller (shown below in Figure 10), which

is primarily made up of external and RL environments. Figure 11 depicts the vector observer (a), reward function (b), and cutoff conditions (c).

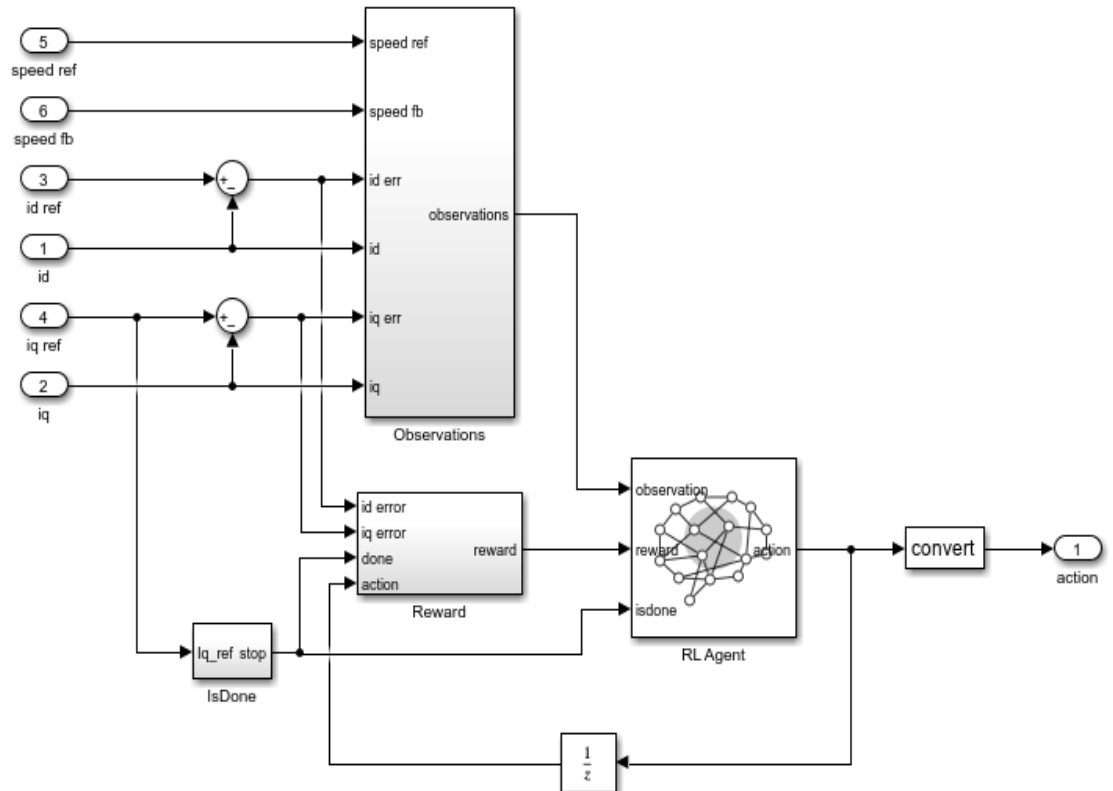


Figure III.8: RL framework

La simulation vise principalement à vérifier si cette méthode de contrôle peut rendre le moteur stable dans la phase de démarrage, pendant les processus d'augmentation et de décélération, ainsi que le chargement et le déchargement des travaux de manière fiable. Pour mieux vérifier la fiabilité de l'algorithme, diverses conditions de travail sont reflétées dans une expérience de simulation. Tout d'abord, laissez le moteur démarrer à vide à la vitesse donnée de 1 000 tr/min, le temps de démarrage est très court, la vitesse échelonnée augmente, puis augmentez le couple de charge de 0,03 N·m à 2 s, réduisez la charge donnée. à 0 N·m en 4 s, et augmentez la vitesse à 3100 tr/min. Ensuite, la vitesse diminue progressivement.

### Les resultats avec PI Controller :

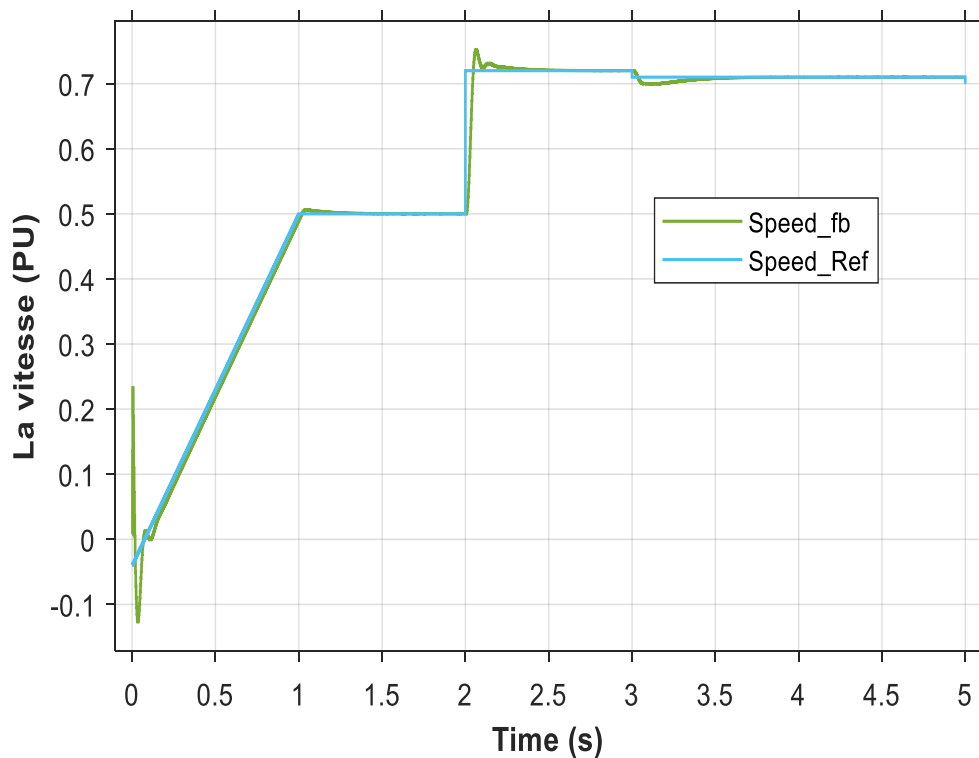
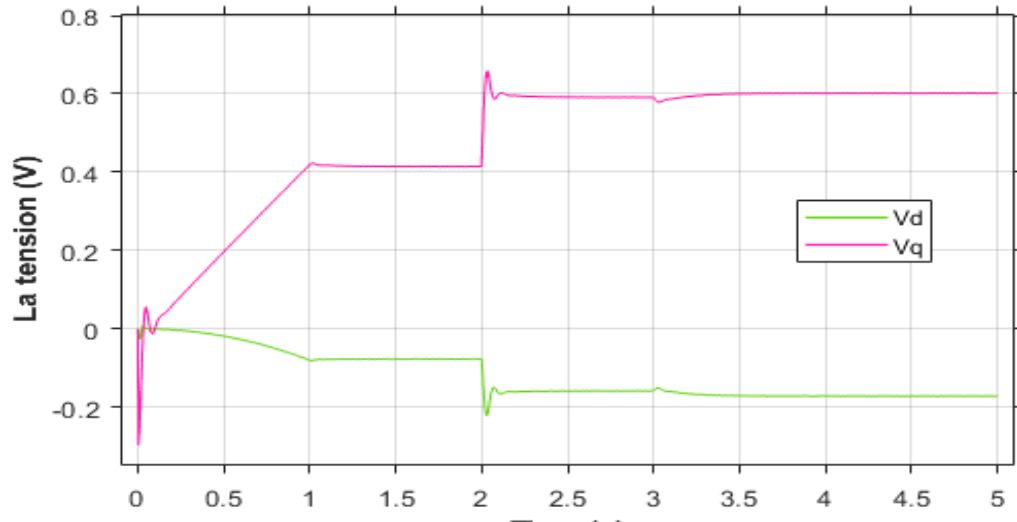
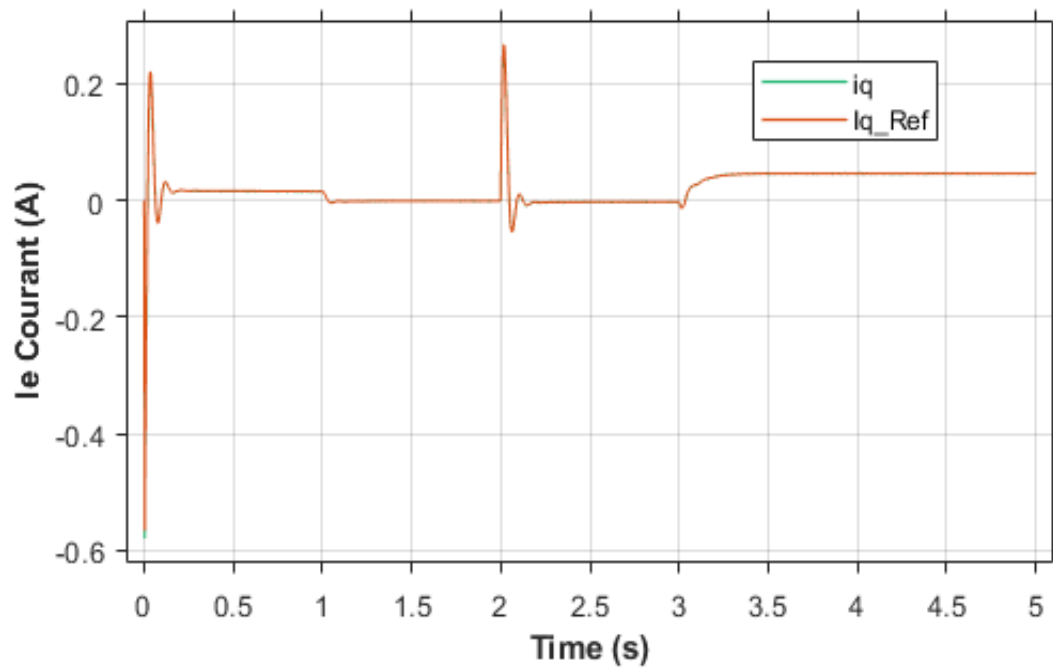
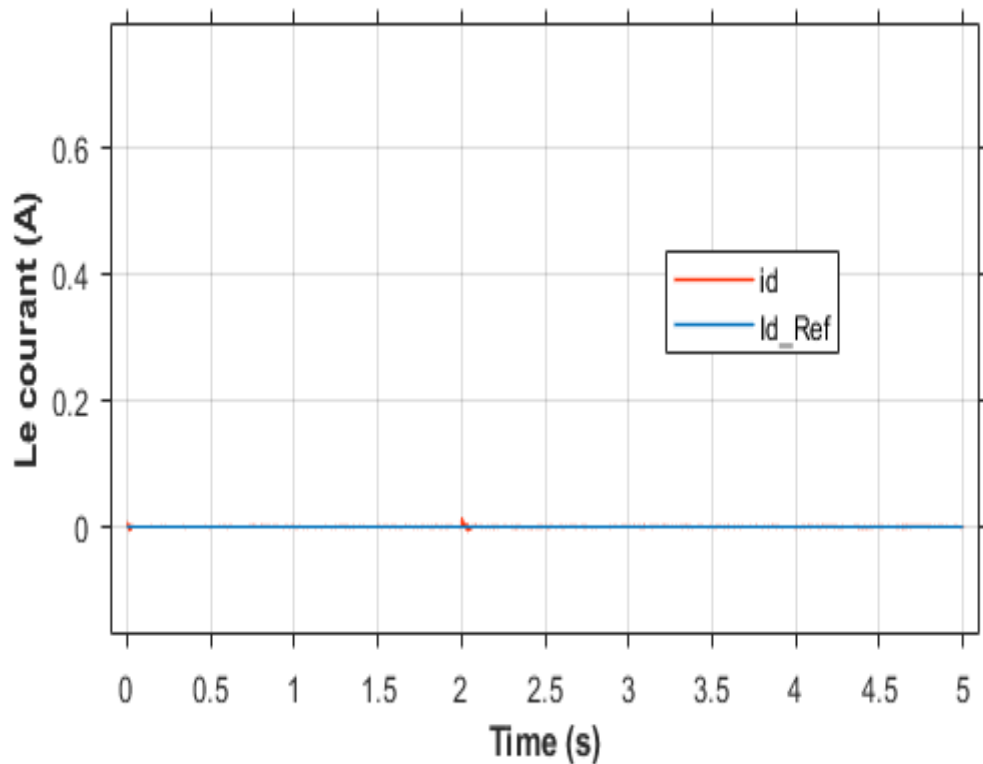


Figure III. 9: La vitesse de rotation (rad/s)

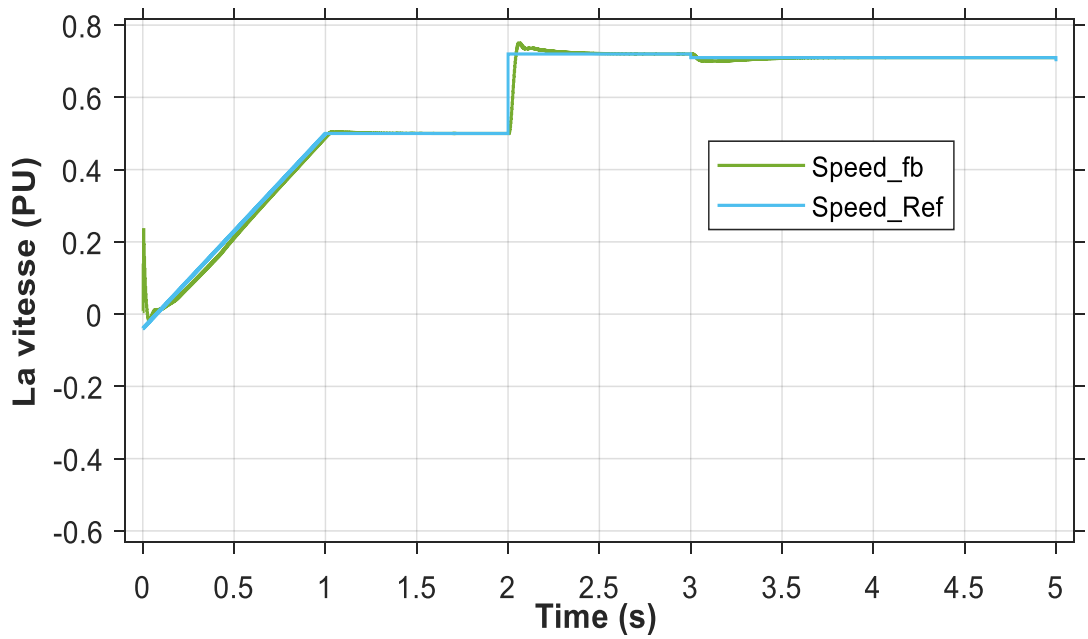
Figure III. 10: Les tension  $v_d, v_q$  (V)Figure III.11: Les courants  $i_q, i_{qref}$  (A)



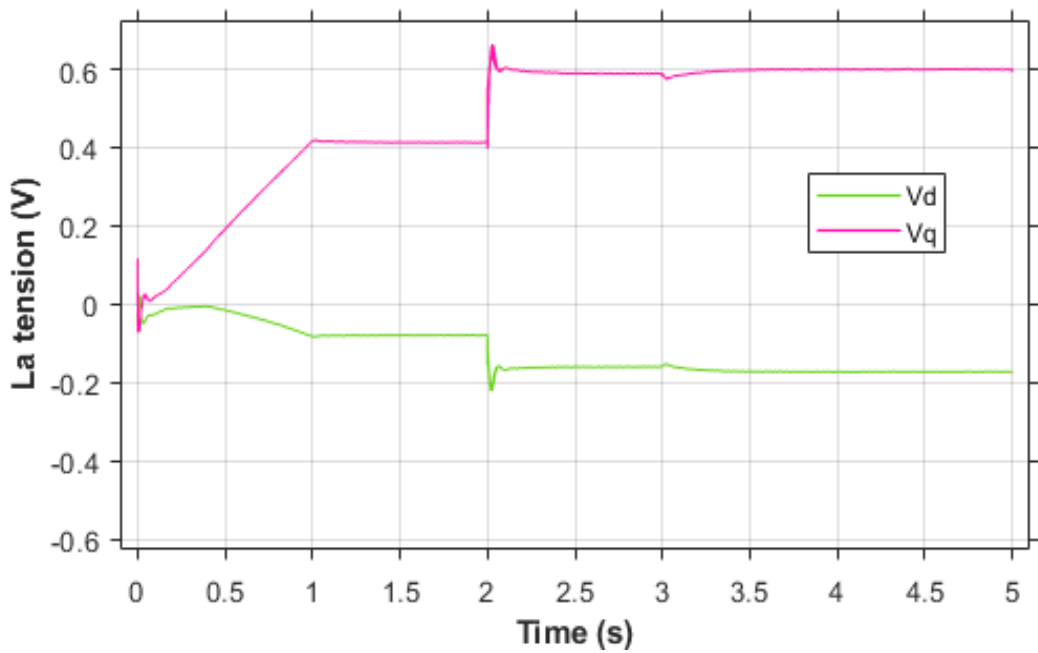
**Figure III.12: Les courants  $i_d, i_{dref}$  (A)**

L'amplitude du courant statorique est constante pendant le processus de démarrage du moteur, car l'écart entre la vitesse donnée et la valeur de vitesse actuelle est trop grand, de sorte que la boucle externe PI de la vitesse est saturée. En raison de l'effet limitant du contrôleur, la valeur donnée Le courant de sortie de l'axe Q est la valeur limite et le courant de l'axe D est contrôlé par  $i_d = 0$ , donc l'amplitude du courant triphasé du stator est constante.

**Les resultats avec RL Controller :**



**Figure III.13: La vitesse de rotation (rad/s)**



**Figure III.14: Les tension vd,vq (V)**

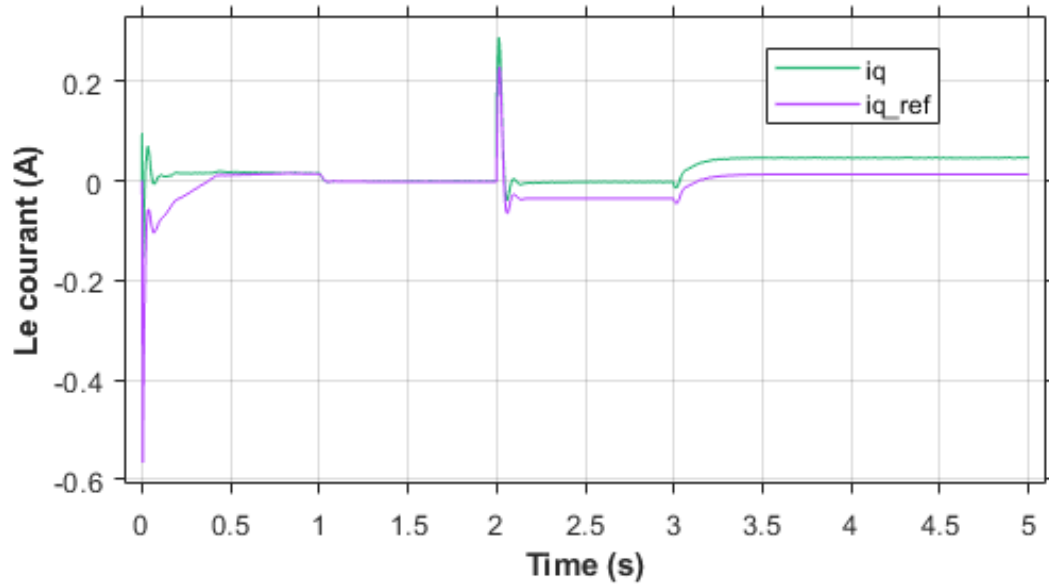


Figure III.15: Les courants  $i_q, i_{qref}$  (A)

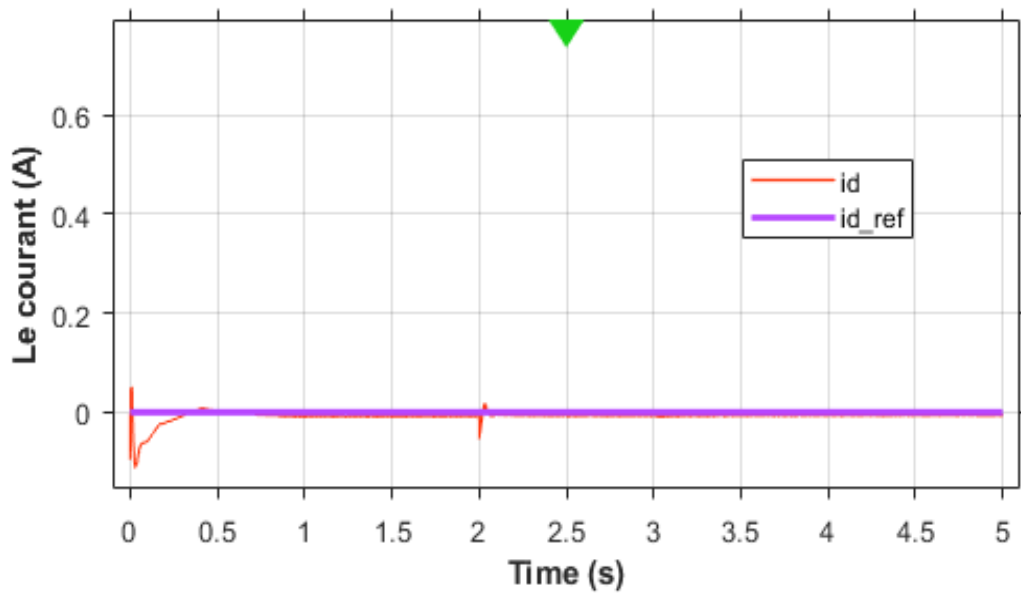


Figure III.16: Les courants  $i_d, i_{dref}$  (A)

Les résultats de la simulation montrent que la méthode de contrôle par apprentissage par renforcement utilisée dans ce chapitre peut améliorer la stabilité du couple de sortie

### **III.4 Conclusion**

Dans le système de contrôle de vitesse du MSAP, ce mémoire utilise l'apprentissage par renforcement pour améliorer les performances du contrôle PI traditionnel. Une brève définition de l'apprentissage automatique et de ses différents types a été donnée, après quoi nous nous sommes focalisés sur l'apprentissage par renforcement. Ce chapitre est consacré à la description des techniques de l'apprentissage par renforcement et de ses éléments essentiels, ainsi qu'à ses différents algorithmes de programmation.

Dans ce travail sont sélectionnés sur la base des résultats de simulation d'une série de plages de vitesse. Les résultats de simulation, pratiquement sans dépassement, ont prouvé que l'apprentissage par renforcement peut effectivement améliorer les performances dynamiques et la stabilité du moteur. Cette conclusion peut être utilisée pour explorer davantage l'influence positive de l'apprentissage par renforcement sur le système de contrôle de la vitesse du moteur.

# *Conclusion Générale*

## **Conclusion générale**

La présente thèse a exploré en profondeur les aspects fondamentaux et avancés du contrôle électrique appliqué à la Machine Synchrone à Aimants Permanents (MSAP). À travers une analyse minutieuse, les chapitres ont abordé divers aspects de la modélisation, de la commande vectorielle et de l'application de l'apprentissage par renforcement dans le domaine de l'électrotechnique.

Dans le premier chapitre, une présentation complète de la MSAP a été réalisée, mettant en lumière sa constitution, son fonctionnement, ainsi que ses avantages et inconvénients. La modélisation de la MSAP a été élaborée en détail, avec une analyse approfondie des équations électriques, magnétiques et mécaniques qui régissent son comportement.

Le deuxième chapitre a exploré la commande vectorielle de la MSAP, offrant une compréhension approfondie des principes et des techniques impliquées dans le contrôle précis de cette machine. Les avantages et les inconvénients de la commande vectorielle ont été discutés, suivis d'une présentation détaillée du schéma global de la commande, du dimensionnement des régulateurs et des résultats de simulation.

Enfin, le troisième chapitre a étendu le champ d'application en explorant l'intégration de l'apprentissage par renforcement dans le contrôle de la MSAP. Ce chapitre a souligné les concepts clés de l'apprentissage automatique, en mettant particulièrement l'accent sur l'apprentissage par renforcement, ses composants et ses méthodes de résolution. L'application de ces techniques dans le contexte de la MSAP offre des perspectives intéressantes pour l'amélioration continue de ses performances et de son efficacité énergétique.

En conclusion, cette thèse représente une contribution significative à la compréhension et au développement des systèmes de contrôle électrique appliqués aux machines synchrones à aimants permanents. Les connaissances acquises à travers cette recherche peuvent servir de base solide pour de futures avancées dans le domaine, ouvrant la voie à des applications plus efficaces et durables dans divers domaines industriels et technologiques.

***Reference :***

**Référence :**

[1] A. KADDOURI," Étude d'une commande non-linéaire adaptative d'une machine synchrone à aimants permanents", Thèse de doctorat Philosophie, Université LAVAL QUÉBEC Canada, 2000.

[2] G.LACOMBE," Définition et Réalisation d'une Nouvelle Génération de Logiciels pour la Conception des Moteurs Futurs ", Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, 2007.

[3] R. LATEB," Modélisation Des Machines Asynchrones et Synchrones à Aimants Permanents Avec Prise en Compte des Harmoniques D'espace et de Temps : Application à la propulsion marine par POD ", Thèse de doctorat de L'Institut National Polytechnique de Lorraine, France, 2006

[4] B.TOUNSI," Etude comparative de groupes électrogènes embarqués à large gamme de vitesse variable associant machines à aimants permanents et conversion statique ", Thèse de Doctorat Institut National Polytechnique de Toulouse, 30 Janvier 2006.

[5] G. LACROUX, " Les Aimants Permanents ", TEC et DOC, Lavoisier, 1989.

[6] PH. LAMELOT, J.GUEZEL," Les Aimants Permanents Rendent les Moteurs Economes " , Technologie et Innovations, 2007.

[7] M. BUDINGER, J. LISCOUET, S. ORIEUX, J-CH. MARE," Etat de L'art sur la Conception des Systèmes D'actionnement Electromécanique ", Notes de Cours, INSA Toulouse, 2008.

[8] Bouchereb, C. "Contrôle direct du couple des machines synchrones". Mémoire de magistère en électrotechnique, université de Batna, 2005.

[9] Luc Moreau « Modélisation, conception et commande de génératrice à reluctance variable basse vitesse » Thèse de Doctorat, Université de Nantes 2005

[10] S. Hamache, Dj.Ghemeri «Modélisation par éléments finis d'une machine synchrone à Aimant permanent » mémoire d'ingénieur à l'Université de Bejaia.

[11] F. Leprince-Ringuet, « Aimant permanent/ matériaux et application », Mémoire d'ingénieur de l'école nationale supérieure de chimie de Paris-technique. [12] L.Alia, [12] N. Hassani, «Classification des machines à aimant permanent », mémoire de DEUA a l'université de Bejaia, 2006.

[13] A. Tlemssani, « Contribution a l'application des commandes adaptives par les systèmes floue a une machine synchrone à aimant permanent alimenté par un convertisseur multicellulaire série », mémoire ? Janvier 2006

[14] L. EricRadaozandry, « Conception et optimisation des machines synchrones avec des modèles analytiques en tenant compte de la saturation magnétique», mémoire pour obtention du grade de maîtrise en sciences, université de Laval 2007.

[15] H. Abdellauoi , « Etude expérimentale de la position rotorique d'un moteur synchrone à aimant permanent par variable électrique », Mémoire de Magister en électrotechnique université de Mouloud Mammeri Tizi-Ouzou.

[16] M. BARDADI BENDAHA « Identification des paramètres d'une machine synchrone à aimant permanent en vue d'une intégration dans des simulateurs en temps réel », mémoire magister, Université des Sciences et de la Technologie d'Oran, 2015.

[17] M.I.Hemmami. Commande Sans Capteur De Vitesse D'un Moteur Synchrone A Aimants Permanents (MSAP) Par L'utilisation De La Commande Directe Du Couple Et D'un Observateur De vitesse A mode Glissant, Mémoire de Magister, Université mohamed KhiderBiskra

[18] Siva Gangadhara RaoVenna, Sneha Vattikonda, Sravani Mandarapu, «MATHEMATICAL MODELING AND SIMULATION OF PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MOTOR,» IJAREEIE, vol. 2, pp. 3720-3726, 2013.

[19] M.S.Mahgoun, «Application de La Commande  $H_\infty$  Aux Systèmes Linéaires Perturbés». Mémoire de Magister2012.

[20] R. Abdessemed, «Modélisation et simulation des machines électriques», Presse de Université de Batna, 2011.

[21] R.Abdessemed, M.Kadjoudj, « Modélisation des Machines Electriques », Presses de L'Université de Batna ,1997.

[22] Leila Parsa, «Performance Improvement Of Permanent Magnet AC Motors». Thèse Is of Doctoral, University of Science and Technology, Tehran, Iran, May2005.

[23] M.S. Merzoug, 2008. «Étude comparative des performances d'un DTC et d'un FOC d'une machine synchrone à aimants permanents (MSAP) », Mémoire de magistère, Université de Batna.

[24] H.Aid et W.Aina, 2013. « Synthèse de lois de commande non-linéaires pour un entraînement électrique à vitesse variable basé sur un moteur synchrone à aimants permanents», Mémoire de Master, Université Abou Bekr Belkaïd Tlemcen.

[25] F. Boumaaza, 2014. « commande non linéaire par linéarisation entrée-sortie de la machine synchrone à aimants permanents», mémoire de master, université Larbi Ben M'HidiOum Elbouaghi-.

[26] N.Bounasla. «Commande Par Mode de Glissement D'ordre Supérieur de La Machine Synchrone à Aimants Permanents» Mémoire de Magister en Electrotechnique 2014.

- [27] Boudjema Abde Raouf "Commande Vectorielle De La Machine Synchrone A Aimants Permanents MSAP "Thème De Master Université Mohamed Khider Biskra ,2013 / 2014.
- [28] A, F Jawad "Etude Du Problème Inverse En Electromagnétisme En Vue De La Localisation Des Défauts De Désaimantation Dans Les Actionneurs A Aimants Permanents " Thèse De Doctorat L'université De Technologie De Belfort-Montbéliard, 05 Décembre 2008.
- [29] Bounouiah. H, Taleb.M "Modélisation Analytique Et Numérique Des Moteurs Synchrones A Aimants Sinusoïdaux " Mémoire Master Académique Université Mohamed Boudiaf - Msila 2017 / 2018.
- [30] G. Lacombe "Définition Et Réalisation D'une Nouvelle Génération De Logiciels Pour La Conception Des Moteurs Futurs " Thèse De Doctorat, Institut National Polytechnique De Grenoble, 2007.
- [31] R.S.SuttonandA.G.Barto, Reinforcementlearning:Anintroduction. MIT press, 2018.
- [32] R.Bellman, "AMarkovianDecisionProcess," IndianaUniv.Math.J.,vol.6,no.4,pp. 679–684, 1957, doi: 10.1512/iumj.1957.6.56038.
- [33] D. P. Bertsekas, Dynamic programming and optimal control, vol. 1, no. 2. Athena scientific Belmont, MA, 1995.
- [34] V.Gokul, P.Kannan, S.Kumar, and S.G.Jacob, "Deepq-learningforhome automation," Int. J. Comput. Appl., vol. 152, no. 6, pp. 1–5, 2016.
- [35] F.Kunz,"An IntroductiontoTemporalDifferenceLearning,"in Citesee,2000,pp.21–22.
- [36] S. Ravichandiran, "Elements ofRL - Hands-On Reinforcement Learning with Python," 2018. [Online]. Available: [https://subscription.packtpub.com/book/big\\_data\\_and\\_business\\_intelligence/9781788836524/1/ch01lv11sec13/elements-of-rl](https://subscription.packtpub.com/book/big_data_and_business_intelligence/9781788836524/1/ch01lv11sec13/elements-of-rl). [Accessed: 27-Nov-2020].
- [37] S.Ravichandiran,"TypesofRLenvironment-Hands-OnReinforcementLearningwith Python," 2018. [Online]. Available: [https://subscription.packtpub.com/book/big\\_data\\_and\\_business\\_intelligence/9781788836524/1/ch01lv11sec15/types-of-rl-environment](https://subscription.packtpub.com/book/big_data_and_business_intelligence/9781788836524/1/ch01lv11sec15/types-of-rl-environment). [Accessed: 25-Oct-2020].
- [38] R. W, "Planning by Dynamic Programming: Reinforcement Learning," 25-Nov-2019. [Online]. Available: <https://towardsdatascience.com/planning-by-dynamic-programming-reinforcement-learning-ed4924bbaa4c>. [Accessed: 07-Nov-2020].

- [39] A. CHOUDHARY, “Dynamic Programming In Reinforcement Learning,” 18-Sep-2018. [Online]. Available: <https://www.analyticsvidhya.com/blog/2018/09/reinforcement-learning-model-based-planning-dynamic-programming/>. [Accessed: 09-Nov-2020].
- [40] C. B. Browne et al., “A survey of Monte Carlo tree search methods,” *IEEE Trans. Comput. Intell. AI Games*, vol. 4, no. 1, pp. 1–43, 2012, doi: 10.1109/TCIAIG.2012.2186810.
- [41] A. Choudhary, “Monte Carlo Tree Search Tutorial | DeepMind AlphaGo,” 24-Jan-2019. [Online]. Available: <https://www.analyticsvidhya.com/blog/2019/01/monte-carlo-tree-search-introduction-algorithm-deepmind-alphago/>. [Accessed: 30-Oct-2020].
- [42] A. Choudhary, “A Hands-On Introduction to Deep Q-Learning using OpenAI Gym in Python,” *Blog*, 2019. [Online]. Available: <https://www.analyticsvidhya.com/blog/2019/04/introduction-deep-q-learning-python/>. [Accessed: 30-Oct-2020].
- [43] D. Erhan, Y. Bengio, A. Courville, and P. Vincent, “Visualizing higher-layer features of a deep network,” *Bernoulli*, vol. 1341, no. 1341, pp. 1–13, 2009.
- [44] C. Olah, A. Mordvintsev, and L. Schubert, “Feature Visualization,” *Distill*, vol. 2, no. 11, p. e7, 2017, doi: 10.23915/distill.00007.
- [45] K. O’Shea and R. Nash, “An introduction to convolutional neural networks,” *arXiv Prepr. arXiv1511.08458*, 2015.
- [46] C. Clark and A. Storkey, “Training deep convolutional neural networks to play go,” in *32nd International Conference on Machine Learning, ICML 2015*, 2015, vol. 3, pp. 1766–1774.
- [47] X. Guo, S. Singh, H. Lee, R. Lewis, and X. Wang, “Deep learning for real-time Atari game play using offline Monte-Carlo tree search planning,” in *Advances in Neural Information Processing Systems*, 2014,

## Résumé

La présente mémoire a exploré en profondeur les aspects fondamentaux et avancés du contrôle électrique appliqué à la Machine Synchrone à Aimants Permanents (MSAP). À travers une analyse minutieuse, les chapitres ont abordé divers aspects de la modélisation, de la commande vectorielle et de l'application de l'apprentissage par renforcement dans le domaine de l'électrotechnique.

En effet, cette mémoire représente une contribution significative à la compréhension et au développement des systèmes de contrôle électrique appliqués aux machines synchrones à aimants permanents. Les connaissances acquises à travers cette recherche peuvent servir de base solide pour de futures avancées dans le domaine, ouvrant la voie à des applications plus efficaces et durables dans divers domaines industriels et technologiques.

**Les mots clés:** MSAP- Systèmes de Contrôle Électrique- Machines Synchrones- Régulateur PI

## المخلص

استكشفت هذه الأطروحة بعمق الجوانب الأساسية والمتقدمة للتحكم الكهربائي المطبق على الآلة المتزامنة ذات المغناطيس الدائم (MSAP). من خلال التحليل الدقيق، ناقشت الفصول جوانب مختلفة من النمذجة والتحكم في ناقلات الأمراض وتطبيق التعلم المعزز في مجال الهندسة الكهربائية. ومن الناحية الموضوعية، تمثل هذه الأطروحة مساهمة كبيرة في فهم وتطوير أنظمة التحكم الكهربائي المطبقة على الآلات المتزامنة ذات المغناطيس الدائم. المعرفة المكتسبة من خلال هذا البحث يمكن أن تكون بمثابة أساس متين للتقدم المستقبلي في هذا المجال، مما يمهد الطريق لتطبيقات أكثر كفاءة واستدامة في مختلف المجالات الصناعية والتكنولوجية.

**الكلمات المفتاحية:** MSAP - أنظمة التحكم الكهربائية - الآلات المتزامنة - منظم PI