



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



# MEMOIRE DE FIN D'ETUDE

*En vue d'obtention du diplôme Master en Electrotechnique*

*Option : Commande Electrique.*

*Thème :*

*Commande d'un moteur synchrone à  
aimants permanents*

**Présenté par:**

M<sup>lle</sup> Dahmoune Fairouz

M<sup>lle</sup> Achour Tiziri

**Encadrant:**

M<sup>r</sup> Amimeur Hocine

**Co-Encadrant:**

M<sup>lle</sup> Benamara Katia

*Promotion 2022-2023*

## **REMERCIEMENTS**

*Tous d'abord, nous remercions dieu tout puissant de nous avoir donné le courage et la patience durant toutes ces longues années d'études.*

*Nous exprimons nos profondes gratitude à nos parents pour leurs encouragements, leurs soutiens et pour les sacrifices qu'ils ont enduré.*

*Nous tenons à adresser nos remerciements les plus chaleureux et profonde gratitude à nos promoteurs Monsieur Amimeur Hocine et M<sup>lle</sup> Benamara Katia pour les encouragements, les orientations, les conseils précieux, la confiance et l'aide qu'ils nous ont accordé pour mener ce travail à terme.*

*Nous tenons à remercier vivement le président et les membres de jury qui nous ferons honneur d'examiner notre travail.*

## **DÉDICACE**

*Je dédie ce mémoire à mes chers parents qui ont été toujours à mes côtés et m'ont toujours soutenu tout au long de ces longues années d'études. En signe de reconnaissance, qu'ils trouvent ici, l'expression de ma profonde gratitude pour tout ce qu'ils ont consenti d'effort pour mon éducation, mon instruction et pour me voir atteindre ce but, pour tout cela et pour ce qui ne peut être dit, mes affectations sans limite. A ceux qui sont la source de mon inspiration et mon courage, à qui je dois de l'amour et de la reconnaissance.*

*« A la mémoire de mes grands-parents »*

*A ma chère sœur : TILLELLI*

*A mon cher frère : ILYAS*

*A ma famille, mes proches et à ceux qui me donnent de l'amour et de la vivacité*

*A ma copine et ma binôme FAIROUZ*

*A tous ceux qui m'ont aidé, de près ou de loin, même qu'il soit un mot d'encouragement et de gentillesse.*

**TIZIRI**

## **DÉDICACE**

*Un grand merci à ma mère et à mon père, pour leur amour, leurs conseils ainsi que leur soutien inconditionnel, à la fois moral et économique, qui m'a permis de réaliser les études que je voulais et par conséquent ce mémoire. Vous avez abandonné les choses les plus importantes tout au long de votre vie dans le but que je puisse assumer les choses les plus importantes de la mienne. Avec toute ma gratitude pour toutes ces années de sacrifices et encouragement.*

*A mon frère ABD-EL-GHAFOUR, je tiens à te remercier pour ton soutien et ta présence. Tu as su m'accompagner dans cette épreuve, comme tu l'as fait à chaque étape de ma vie. Tu es toujours prêt à m'aider et à me rendre heureuse.*

*A mes sœur KAFIA et MARIA, je ne saurais vous remercier pour l'amour et le soutien que vous m'avez apporté tout au long de ma vie.*

*A mes oncle, tantes, cousins et cousines.*

*A ma copine et ma binôme TIZIRI.*

*A tous ceux qui m'ont aidé, de près ou de loin, même qu'il soit un mot d'encouragement et de gentillesse.*

**FAIROUZ**

# **TABLE DES MATIÈRES**

# Table des matières

Liste des figures

Liste des symboles et des abréviations

Introduction générale..... 1

## Chapitre I

### Généralités sur la machine synchrone à aimant permanent

|  |    |
|--|----|
| I.1 Introduction.....  | 3  |
| I.2 Constitution de la machine synchrone à aimant permanent..... | 3  |
| I.3 Rotors de la MSAP .....                                      | 4  |
| I.4 Principe de fonctionnement de la MSAP.....                   | 6  |
| I.5. Aimant permanent.....                                       | 6  |
| I.5.1 Définition .....   | 6  |
| I.5.2 Propriétés d'aimant permanent .....                        | 6  |
| I.5.3 Classification des aimants permanents .....                | 7  |
| I.6 Différents types des la MSAP.....                            | 8  |
| I.6.1 Moteur à rotor intérieur.....                              | 8  |
| I.6.2 Moteur à rotor extérieur .....                             | 9  |
| I.6.3 Moteur à entrefer axial.....                               | 10 |
| I.7 Autopilotage.....  | 10 |
| I.8 Avantages de la MSAP .....                                   | 10 |
| I.9 Inconvénients de la MSAP.....                                | 11 |
| I.10 Domaines d'application .....                                | 11 |
| I.11 Conclusion .....  | 12 |

## Chapitre II

### Modélisation de l'association onduleur à MLI-MSAP

|   |    |
|---|----|
| II.1 Introduction .....   | 13 |
| II.2 Modélisation de la MSAP.....   | 13 |
| II .2.1 Hypothèses simplificatrices .....                                   | 13 |
| II.2.2 Mise en équation de la machine dans le repère triphasé (abc) : ..... | 13 |

|  |    |
|--|----|
| II.2.3 Mise en équation de la MSAP en diphasé (d-q) .....                  | 16 |
| II.2.3.1 principe de la transformation de park.....                        | 16 |
| II.2.4 Modélisation de la MSAP dans le repère de Park .....                | 17 |
| II.2.5 Modèle d'état de la MSAP dans le repère (d-q) .....                 | 18 |
| II.2.6 Simulation de la MSAP alimenté par le réseau triphasé.....          | 20 |
| II.2.7 Résultats de simulation et interprétations .....                    | 20 |
| II.3 Modélisation de l'alimentation de la MSAP .....                       | 22 |
| II.3.1 Modélisation de l'onduleur triphasé .....                           | 23 |
| II.3.2 Stratégies de commande de l'onduleur triphasé .....                 | 25 |
| II.3.3 Modulation de largeur d'impulsion triangulo-sinusoïdale .....       | 25 |
| II.3.4 Simulation de l'onduleur à MLI .....                                | 27 |
| II.3.5 Résultats de simulation de l'onduleur à MLI et interprétation ..... | 28 |
| II.4 Simulation de l'association onduleur MLI- MSAP .....                  | 30 |
| II.4.1 Résultats de simulation et interprétations .....                    | 30 |
| II.5 Conclusion .....  | 32 |

## **Chapitre III**

### **Commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents**

|   |    |
|---|----|
| III.1 Introduction .....  | 33 |
| III.2 Principe de commande vectorielle .....                        | 33 |
| III.3 Découplage .....  | 34 |
| III.3.1 Technique de découplage .....                               | 34 |
| III.3.1.1 Découplage par compensation.....                          | 35 |
| III.4 Description du système global .....                           | 36 |
| III.4.1 Calcul des régulateurs .....                                | 37 |
| III.4.2 Dimensionnement des régulateurs.....                        | 38 |
| III.5 Simulation de la commande vectorielle de la MSAP .....        | 43 |
| III.5.1 Résultats de simulation de la MSAP avec l'onduleur MLI..... | 43 |
| III.6 Conclusion.....   | 46 |

## Chapitre IV

### Commande par logique floue de la machine synchrone à aimants permanents

|   |    |
|---|----|
| IV.1 Introduction.....  | 48 |
| IV.2 Principe de la logique floue.....                                      | 48 |
| IV.3 Bases mathématiques de la logique floue .....                          | 49 |
| IV.3.1 Théorie des ensembles flous.....                                     | 49 |
| IV.3.2 Fonction d'appartenance .....  | 49 |
| IV.4 Opérateurs de la logique floue .....                                   | 51 |
| IV.5 Structure générale d'un système de commande floue.....                 | 51 |
| IV.5.1 Fuzzification.....   | 52 |
| IV.5.2 Base de règles (connaissances) .....                                 | 54 |
| IV.5.3 Inférence floue .....  | 54 |
| IV.5.4 Déffuzzification .....   | 54 |
| IV.6 Application de la logique floue à la commande de la MSAP .....         | 54 |
| IV.6.1 Réglage de la vitesse par régulateur flou .....                      | 54 |
| IV.6.2 Loi de commande.....   | 55 |
| IV.6.3 Simulation de la MSAP avec un PI Flou .....                          | 55 |
| IV.7 Etude comparative entre la commande vectorielle et logique floue ..... | 59 |
| IV.7.1 Comparaison au niveau de la variation de vitesse .....               | 59 |
| IV.7.2 Comparaison au niveau de la variation de charge.....                 | 59 |
| IV.8 Conclusion .....   | 61 |
| Conclusion générale .....   | 62 |

Annexe

Références bibliographiques



# **LISTE DES FIGURES**

## Liste des figures

|   |    |
|---|----|
| <b>Figure I.1</b> : Structure de la machine synchrone à aimant permanent.                 | 4  |
| <b>Figure I.1.b</b> : Rotor d'une MSAP.   | 4  |
| <b>Figure I.1.a</b> : Stator d'une MSAP.  | 4  |
| <b>Figure I.2</b> : Différentes structures des rotors des MSAP.                           | 6  |
| <b>Figure I.3</b> : Courbe de désaimantation.   | 7  |
| <b>Figure I.4</b> : Courbes de désaimantation.  | 7  |
| <b>Figure I.5</b> : Images des principaux types d'aimants.                                | 8  |
| <b>Figure I.6</b> : Moteur à rotor intérieur.   | 9  |
| <b>Figure I.7</b> : Moteur à rotor extérieur.   | 9  |
| <b>Figure I.8</b> : moteur à entrefer axial.  | 10 |
| <b>Figure I.9</b> : Principales applications des machines synchrones à aimants permanents | 12 |
| <b>Figure II.1</b> : Schéma de la MSAP dans le repère triphasé ( $abc$ ).                 | 14 |
| <b>Figure II.2</b> : Schéma de la MSAP dans le repère diphasé (d-q).                      | 16 |
| <b>Figure II.3</b> : Schéma de la simulation de la MSAP dans le repère d-q.               | 19 |
| <b>Figure II.4</b> : Schéma de la simulation de la MSAP alimentée par le réseau triphasé. | 20 |
| <b>Figure II.5</b> : Vitesse angulaire $\omega_r$ .                                       | 21 |
| <b>Figure II.6</b> : Couple électromagnétique $C_{em}$ .                                  | 22 |
| <b>Figure II.7</b> : Courants statoriques d'axes (d-q).                                   | 22 |
| <b>Figure II.8</b> : Schéma d'un onduleur de tension triphasé.                            | 23 |
| <b>Figure II.9</b> : Schéma de simulation de l'onduleur triphasé.                         | 25 |
| <b>Figure II.10</b> : Principe de la commande à MLI avec $r=0.8$ et $m=63$ .              | 27 |
| <b>Figure II.11</b> : Schéma de simulation de l'onduleur triphasé à commande MLI.         | 28 |
| <b>Figure II.12</b> : Tension simple $v_a$ .  | 29 |
| <b>Figure II.13</b> : Tension composée $u_{ab}$ .   | 29 |
| <b>Figure II.14</b> : Spectre de la tension simple $v_a$ .                                | 30 |
| <b>Figure II.15</b> : Schéma de simulation de l'association MSAP-onduleur à MLI.          | 30 |
| <b>Figure II.16</b> : Vitesse angulaire de la machine $\omega_r$ .                        | 31 |

|   |           |
|---|-----------|
| <b>Figure II.17</b> : Couple électromagnétique $C_{em}$ .   | <b>31</b> |
| <b>Figure II.18</b> : Courants statoriques d'axes (d-q).  | <b>32</b> |
| <b>Figure III.1</b> : Description du découplage   | <b>34</b> |
| <b>Figure III.2</b> : Principe du découplage par compensation.  | <b>36</b> |
| <b>Figure III.3</b> : Structure générale : (Découplage par compensation-MSAP).                              | <b>36</b> |
| <b>Figure III.4</b> : Schéma global de la commande vectorielle de la MSAP.                                  | <b>37</b> |
| <b>Figure III.5</b> : Régulateur PI.  | <b>38</b> |
| <b>Figure III.6</b> : Boucle de régulation du courant $I_q$ .   | <b>39</b> |
| <b>Figure III.7</b> : Boucle de régulation du courant $I_d$ .   | <b>40</b> |
| <b>Figure III.8</b> : Boucle de régulation de vitesse rotation $\omega_r$ .                                 | <b>41</b> |
| <b>Figure III.9</b> : Boucle de régulation de vitesse rotation.   | <b>41</b> |
| <b>Figure III.10</b> : Schéma bloc de la commande vectorielle de la MSAP avec onduleur MLI.                 | <b>43</b> |
| <b>Figure III.11</b> : Vitesse de rotation $\omega_r$ .   | <b>44</b> |
| <b>Figure III.12</b> : Couple électromagnétique $C_{em}$ .  | <b>45</b> |
| <b>Figure III.13</b> : Courant direct $I_d$ .   | <b>45</b> |
| <b>Figure III.14</b> : Courant quadratique $I_q$ .  | <b>46</b> |
| <b>Figure III.15</b> : Courants statoriques triphasés $i_{abc}$ .   | <b>46</b> |
| <b>Figure IV.1</b> : Fonction caractéristique d'appartenance pour la logique booléenne et la logique floue. | <b>49</b> |
| <b>Figure IV.2</b> : Différentes formes de la fonction d'appartenance.                                      | <b>50</b> |
| <b>Figure IV.3</b> : Structure générale d'un modèle flou.   | <b>52</b> |
| <b>Figure IV.4</b> : Les fonctions d'appartenance pour les variables d'entrée et de sortie.                 | <b>53</b> |
| <b>Figure IV.5</b> : Matrice d'inférence des règles floues.   | <b>53</b> |
| <b>Figure IV.6</b> : Schéma bloc d'un régulateur flou (FLC).  | <b>55</b> |
| <b>Figure IV.7</b> : Schéma global de la commande par logique floue de la MSAP.                             | <b>56</b> |
| <b>Figure IV.8</b> : Vitesse de rotation $\omega_r$ .   | <b>57</b> |
| <b>Figure IV.9</b> : Couple électromagnétique $C_{em}$ .  | <b>57</b> |
| <b>Figure IV.10</b> : Courant direct $I_d$ .  | <b>58</b> |

---

|  |           |
|--|-----------|
| <b>Figure IV.11</b> : Courant en quadrature $I_q$ .  | <b>58</b> |
| <b>Figure IV.12</b> : Courants statoriques triphasés $i_{abc}$ .                             | <b>59</b> |
| <b>Figure IV.13</b> : Résultats de simulation pour une variation de la vitesse de référence. | <b>60</b> |
| <b>Figure IV.14</b> : Résultats simulation de variation de la charge.                        | <b>61</b> |

**LISTE DES SYMBOLES  
ET DES ABREVIATIONS**

# Liste des symboles et des abréviations

## LISTE DES SYMBOLES

### Symbole lié à la machine synchrone à aimant permanents

|                                   |  |
|-----------------------------------|--|
| $\omega$                          | Pulsation électrique des grandeurs rotoriques              |
| $\omega_r$                        | Pulsation mécanique des grandeurs rotoriques               |
| $C_r$                             | Couple résistant à l'arbre de la machine                   |
| $C_{em}$                          | Couple électromagnétique de la machine                     |
| $k_f$                             | Coefficient de frottement                                  |
| $J$                               | Moment d'inertie   |
| $\theta$                          | Position des grandeurs rotoriques                          |
| $P$                               | Nombre de paires de pôles de la machine                    |
| $R_s$                             | Résistance statorique                                      |
| $v_a, v_b, v_c$                   | Tensions statoriques suivant les axes $a$ , $b$ et $c$     |
| $i_a, i_b, i_c$                   | Courants statoriques suivant les axes $a$ , $b$ et $c$     |
| $\phi_a, \phi_b, \phi_c$          | Flux statoriques suivant les axes $a$ , $b$ et $c$         |
| $\phi_{af}, \phi_{bf}, \phi_{cf}$ | Flux créés par l'aimant à travers l'enroulement statorique |
| $\phi_{sf}$                       | Flux des aimants permanents                                |
| $[P(\theta)]$                     | Matrice de passage direct de Park                          |
| $[P(\theta)]^{-1}$                | Matrice de passage inverse de Park                         |

|             |   |
|-------------|---|
| $V_{dq}$    | Composantes $d$ et $q$ des tensions statoriques |
| $\Phi_{dq}$ | Composantes $d$ et $q$ du flux statorique       |
| $I_{dq}$    | Composantes $d$ et $q$ des courants statoriques |
| $L_d$       | Inductance cyclique sur l'axe $d$               |
| $L_q$       | Inductance cyclique sur l'axe $q$               |
| $V_{an}$    | Tension simple de la phase $a$                  |
| $U_{ab}$    | Tension composée entre les phases $a$ et $b$    |
| $V_{dc}$    | Tension continue                                |
| $f_p$       | Fréquence de la porteuse                        |
| $f_{ref}$   | Fréquence de la référence                       |
| $V_p$       | Valeur crête de la porteuse                     |
| $V_{ref}$   | Valeur crête de la référence                    |
| $m$         | Indice de modulation                            |
| $r$         | Rapport de réglage                              |

### Symboles liés à la commande

|            |  |
|------------|--|
| $e_{dq}$   | Termes de compensation selon les axes $dq$         |
| $V_{d1}$   | Tension à la sortie du régulateur du courant $I_d$ |
| $V_{q1}$   | Tension à la sortie du régulateur du courant $I_q$ |
| $V_{dref}$ | Tension de référence selon l'axe $d$               |
| $V_{qref}$ | Tension de référence selon l'axe $q$               |

|                            |  |
|----------------------------|--|
| $I_{dref}$                 | Courant de référence selon l'axe $d$                   |
| $I_{qref}$                 | Courant de référence selon l'axe $q$                   |
| $\omega_{ref}$             | Pulsation de référence                                 |
| $s$                        | Opérateur de Laplace                                   |
| $k_p, k_i$                 | Coefficients du régulateur de position                 |
| $k_{p\omega}, k_{i\omega}$ | Coefficients du régulateur de vitesse                  |
| $k_{pd}, k_{id}$           | Coefficients du régulateur des courants $I_d$ et $I_q$ |
| $\tau_e$                   | Constante du temps électrique                          |
| $\tau_m$                   | Constante du temps mécanique                           |
| $e$                        | Erreur de vitesse                                      |
| $\Delta e$                 | Variation de l'erreur de vitesse                       |
| $\xi$                      | facteur d'amortissement                                |

## LISTE DES ABREVIATIONS

### Abréviations liées à la machine synchrone et à la commande

|             |   |
|-------------|---|
| <b>MSAP</b> | Machine Synchrone à Aimants Permanents  |
| <b>MCC</b>  | Machine à Courant Continu               |
| <b>MLI</b>  | Modulation de Largeur d'Impulsion       |
| <b>FTBO</b> | Fonction de Transfère en Boucle Ouverte |
| <b>FTBF</b> | Fonction de Transfère en Boucle Fermée  |

|            |                                |
|------------|--------------------------------|
| <b>PID</b> | Proportionnel Intégral Dérivée |
| <b>PI</b>  | Proportionnel Intégral         |
| <b>FLC</b> | Fuzzy Logique Controller       |
| <b>FOC</b> | Flux Oriented Control          |

# **INTRODUCTION GÉNÉRALE**

## Introduction générale

Pour but d'accroître l'efficacité énergétique ou pour optimiser et améliorer les contrôles des procédés, les industriels s'équipent de plus en plus d'entraînements à vitesse variable. Les entraînements à vitesse variables représentent un domaine multidisciplinaire en génie électrique, qui regroupe les connaissances dans plusieurs secteurs : machines électriques, électronique de puissance, théorie de commande, microcontrôleur, etc.

Historiquement le moteur à courant continu a parfaitement assuré le fonctionnement de la plupart d'équipements industriels. Cependant, son principal défaut reste le collecteur mécanique que l'on tolère mal dans certains environnements et qui fait augmenter les coûts d'entretien. Ces contraintes ont dirigé les études vers les entraînements équipés de machines à courant alternatif [1].

D'autre part des recherches approfondies ont permis de mettre au point des matériaux nouveaux comme par exemple les aimants permanents à base de terre rare, qui ont été introduits dans des machines synchrones présentant ainsi beaucoup d'avantages par rapport aux autres types de machines à courant continu ou alternatif avec une puissance massique plus faible, construction est plus simple puisqu'il ne contient pas un collecteur mécanique, une maintenance réduite et un faible moment d'inertie. Pour cette raison, les machines synchrones à aimants permanents sont de plus en plus utilisées dans les applications robotique, tels que les équipements de soins médicaux et de santé, la propulsion des sous-marins et des véhicules électriques ainsi que les machines-outils et les applications de l'énergie éolienne.

L'absence du découplage naturelle entre l'inducteur et l'induit rend la commande du MSAP plus complexe que celle de la machine à courant continu, car il est difficile d'obtenir le découplage effectif des deux paramètres de commande qui sont le flux magnétique et le couple mécanique qu'il faut réguler indépendamment l'un de l'autre.

Parmi les nombreuses méthodes de commande développées dans la littérature technique, on trouve la commande vectorielle. La commande vectorielle permet au MSAP d'avoir une dynamique proche de celle de la machine à courant continu à excitation séparée, autrement dit, une dynamique asymptotiquement linéaire et découplée. Cependant, on adoptera un régulateur proportionnel intégral (PI) qui permet le réglage du système.

Malgré cette diversité des régulateurs et de leurs méthodes de calcul, les performances de ces derniers restent souvent limitées par la complexité des systèmes contrôlés (non-linéarité, variabilité des paramètres...). Afin de résoudre ce problème, on utilisera la technique de commande par logique floue qui consiste à traiter les incertitudes, a pour objet d'étude la représentation des connaissances imprécises et le raisonnement approché. Ainsi, cette approche est conçue de telle façon à garder la même structure générale d'une commande vectorielle.

### **Objectif du mémoire :**

Le but de notre travail est d'étudier le comportement dynamique lors de la commande du MSAP par un régulateur classique puis par un régulateur basé sur la logique floue.

L'essentielle de notre travail c'est de dégager une étude comparative entre ces deux techniques de commandes afin de choisir la mieux adaptée de point de vue qualitative.

On s'intéressera à la rapidité des réponses, et la robustesse vis-à-vis des variations de la charge et de la vitesse.

### **Structure du mémoire :**

Pour décrire le déroulement du présent travail, ce mémoire sera organisé de façon à faciliter l'étude, la compréhension et la lecture. Il comporte une introduction générale, quatre chapitres et une conclusion générale.

### **Le premier chapitre**

Sera consacré à quelques généralités concernant la MSAP, puis on présentera les différentes structures possibles des inducteurs MSAP. A la fin du chapitre, nous citons les principaux avantages et inconvénients des machines synchrones à aimants permanents et leurs domaines d'application.

### **Le deuxième chapitre**

Dans le second chapitre, nous présenterons la modélisation dynamique de la machine synchrone à aimants permanents dans le référentiel de Park, en se basant sur un ensemble d'hypothèses simplificatrices. L'utilisation de la transformation de Park permet d'obtenir un modèle plus simple. Puis on passera à la modélisation de l'alimentation de la machine, en particulier l'onduleur de tensions commandé par Modulation de Largeur d'Impulsions (MLI).

On terminera le chapitre par l'étude de l'association MSAP- onduleur de tension commandé par la technique MLI.

### **Le troisième chapitre**

Dans ce chapitre, on présentera le principe de la commande vectorielle et son application à la MSAP. La théorie de cette commande permet d'assimiler la MSAP à une MCC à excitation séparée. La vitesse sera régulée par un régulateur proportionnel intégral (PI). Les performances de la commande vectorielle seront illustrées par des simulations.

### **Le quatrième chapitre**

Fera l'objet de la présentation de la commande par logique floue et sa méthode de mise en application basée sur un régulateur de vitesse flou. L'efficacité et les performances de cette technique de commande seront testées à travers des simulations sous l'environnement de simulation Matlab/Simulink. Par la suite, nous allons faire une étude comparative entre la commande vectorielle et la commande par logique floue.

Enfin, une conclusion générale viendra faire le point sur notre travail et mettra en évidence les principaux résultats auxquels nous avons abouti.



**CHAPITRE I**  
**GÉNÉRALITÉS SUR LA MACHINE SYNCHRONE À AIMANTS**  
**PERMANENTS**

## I.1 Introduction

Pendant les années récentes, le moteur à courant continu est remplacé par le moteur synchrone à aimants permanents dans le milieu industriel. Puisque la présence du système balais collecteur a toujours posé des problèmes qui limitent de plus en plus son utilisation. Toutefois, la fragilité du système balais-collecteur a été un inconvénient de la M.C.C, ce qui limite la puissance et la vitesse maximale et présente des difficultés de maintenance et des interruptions de fonctionnement. C'est pour cette raison qu'on ait orientée à utiliser des moteurs électriques à courant alternatif afin d'écartier cet inconvénient. Le moteur à aimants permanents reste le bon choix dû à ses excellentes caractéristiques dynamiques, à ses faibles pertes ainsi qu'à son important couple massique, qui le rend mieux adapté aux applications industrielles et donc faciliter les commandes en position ou en vitesse [2].

Ce chapitre introductif va nous permettre d'exposer d'une manière générale la machine synchrone à aimant permanent.

## I.2 Constitution de la machine synchrone à aimants permanents

Le moteur synchrone à aimant permanent est un dispositif électromécanique qui permet la transformation d'énergie électrique sous forme de courant alternatif en énergie mécanique, par l'intermédiaire des champs magnétiques qui contient un stator et un rotor. Cette machine peut avoir un fonctionnement soit en moteur soit en génératrice.

**Stator (induit) :** c'est la partie fixe de la machine il est identique à celui des machines asynchrones, il est constitué d'un empilement de tôles encochées, muni d'un enroulement qui permet de créer un champ magnétique tournant, lorsque les enroulements du stator sont parcourus par un courant triphasé, ceux-ci produisent un champ magnétique tournant à la vitesse de synchronisme. La vitesse de synchronisme est fonction de la fréquence du réseau d'alimentation (50 Hz) et du nombre de pair de pôles. Vu que la fréquence est fixe, la vitesse du moteur peut varier en fonction du nombre de paires de pôles, l'expression de la vitesse de rotation est donnée par la relation suivante [3] :

$$n_0 = \frac{60f}{P} \quad (\text{I.1})$$

$n_0$ : Vitesse de rotation (tr/min) ;

$f$ : Fréquence du réseau (Hz) ;

$P$ : Nombre de paires de pôles.

**Rotor (inducteur) :** dont le nombre de pôles est égal à celui du stator, est excité par des aimants pour produire une force magnétomotrice d'excitation. La présence des aimants permanents élimine la nécessité d'une source pour fournir le courant d'excitation [4].

La figure **I.1** représente la structure de la MSAP.



**Figure I.1** : Structure de la machine synchrone à aimants permanents.



**Figure I.1.b** : Rotor d'une MSAP.



**Figure I.1.a** : Stator d'une MSAP.

### I.3 Rotors de la MSAP

Il existe plusieurs types de MSAP qui dépendent du placement des aimants permanents sur le rotor de la machine. Les machines à aimants permanents peuvent être construites avec plusieurs configurations rotoriques, telles que [5] :

- Aimants en surface ;
- Aimants insérés ;
- Aimants enterrés ;
- Aimants à concentration de flux.

#### ➤ Aimants montés en surface (machine à pôles lisses)

Dans ce type de machine figure **I.2.a**, les aimants sont collés directement à la surface du rotor. La perméabilité des aimants étant proche de celle de l'air, l'entrefer de la machine peut être considéré

comme constant. Ainsi, la machine est à pôles lisses (absence de saillance  $L_d = L_q$ ). Cette structure est souvent utilisée pour sa simplicité de fabrication et de commande. Mais aussi en raison de son rapport poids-puissance avantageux, ce qui rend cette solution très adaptée aux applications embarquées. Cependant, les aimants placés en surface sont susceptibles de se décoller à haute vitesse car ils sont soumis directement aux forces centrifuges. Une solution pour remédier à ce problème est de consolider le collage des aimants avec un tube de matériau amagnétique.

➤ **Aimants insérés (machine à pôles saillants)**

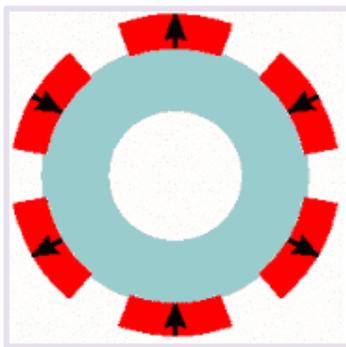
Cette structure figure **I.2.b** est analogue à celle des aimants montés en surface. Cependant, les ouvertures entre les aimants sont remplies de fer pour créer une saillance ( $L_q > L_d$ ). Cette machine à pôles saillants présente également un bon rapport poids-puissance et le collage des aimants ne nécessite plus d'être consolidé.

➤ **Aimants enterrés (machine à pôles saillants)**

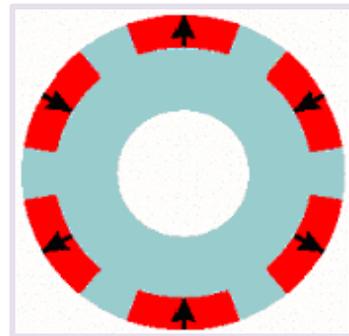
Dans ce type de machine figure **I.2.c**, les aimants permanents sont directement enterrés dans le rotor. Cette structure présente un rapport de saillance plus élevée que celle à aimants insérés ( $L_q \gg L_d$ ). Le risque de décolllement des aimants est nul. Cependant, le rapport poids puissance est réduit. Ainsi, cette topologie est adaptée pour des fonctionnements à haute vitesse où l'encombrement n'est pas une contrainte.

➤ **Aimants à concentration de flux (machine à pôles saillants)**

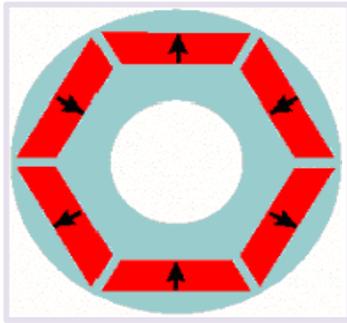
Cette structure figure **I.2.d** utilise une distribution tangentielle de l'aimantation (au lieu d'une distribution radiale dans les structures précédentes), ce qui implique une forte concentration du flux magnétique dans le rotor. Cela permet d'augmenter sensiblement l'induction dans l'entrefer. Cette topologie utilise principalement des aimants de type « ferrite » pour éviter la saturation magnétique de l'acier et s'applique donc pour des applications où le volume n'est pas une contrainte.



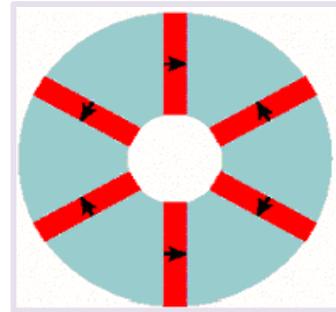
a)-Aimants en surface



b) - Aimants insérés



c) – Aimants enterrés



d) – Aimants à concentration de flux

**Figure I.2 :** Différentes structures des rotors des MSAP.

## I.4 Principe de fonctionnement de la MSAP

Le principe de fonctionnement du moteur synchrone à aimants permanents est basé sur l'alimentation des trois bobines statoriques par un système de tensions triphasées équilibrées. Le champ tournant du stator peut être vu comme un aimant fictif qui tourne à la vitesse de synchronisme autour du rotor, l'interaction entre le champ tournant et le rotor, qui est équipé d'aimants permanents, permet d'avoir une vitesse de rotation rotorique égale à celle de synchronisme [6].

## I.5. Aimant permanent

### I.5.1 Définition

Les aimants permanents sont à base des matériaux ferromagnétiques durs. Ces matériaux forment un sous-groupe des matériaux ferromagnétiques. Ils possèdent une aimantation naturelle présente en absence de champ magnétique extérieur. Comme pour les autres matériaux ferromagnétiques, les ferromagnétiques durs ont la particularité de s'aimanter fortement en présence d'un champ magnétique extérieur [7].

### I.5.2 Propriétés d'aimant permanent

Les aimants permanents sont principalement caractérisés par leurs cycles d'hystérésis et plus particulièrement par la courbe désaimantation du deuxième quadrant du plan ( $B - H$ ) comme le montre la figure I.3. Cette courbe est caractérisée par [8][9]:

- L'induction rémanente ( $B_r$ ), c'est-à-dire l'induction résiduelle au circuit fermé, (induction de la puissance potentielle de l'aimant) ;
- Le champ coercitif ( $H_{cb}$ ), caractérise le champ démagnétisant annulant l'induction, plus sa valeur est élevée plus l'aimant est stable ;
- Produit d'énergie volumique ( $BH$ ) max, ce produit est couramment appelé énergie spécifique de l'aimant ; cette énergie caractérise la qualité du matériau. En effet pour un entrefer donné, le volume est d'autant plus faible, que l'énergie spécifique est élevée.

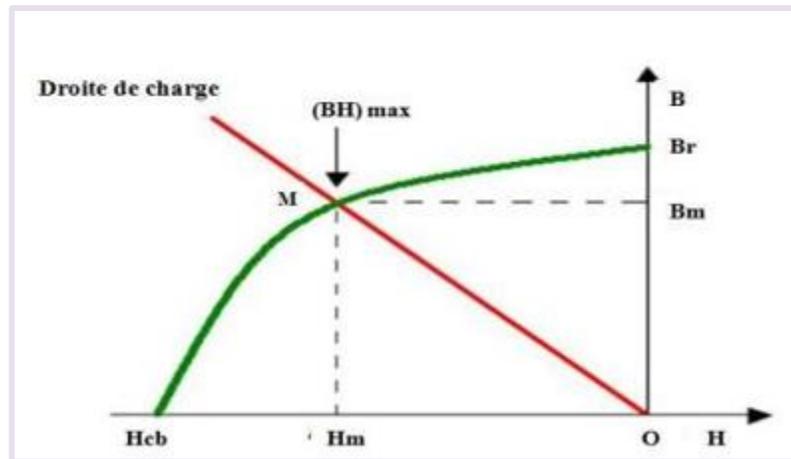


Figure I.3 : Courbe de désaimantation.

### I.5.3 Classification des aimants permanents

On peut distinguer trois grandes catégories de matériaux utilisés pour la réalisation des aimants, comme le montre la figure I.4 [4] [10] :

- **Les alnicos** qui sont des alliages de fer, d'aluminium, de nickel et de cobalt. Leur champ rémanent est élevé, mais leur excitation coercitive est faible. Sensibles aux champs antagonistes, leur part de marché est assez réduite et leur coût est moyen ;
- **Les ferrites** qui sont des composés d'oxyde ferriques et d'oxyde de strontium ou de baryum. Leur champ rémanent n'est pas très élevé, mais leur excitation coercitive est importante. Leur faible coût fait que les ferrites occupent aujourd'hui la majorité du marché des aimants ;
- Les **terres rares** tels que les Samarium-Cobalt sont beaucoup plus performants et autorisent une température de fonctionnement élevée (jusqu'à 300°C), mais ils sont très coûteux en raison notamment de la présence du cobalt dans leur composition. De plus, le cobalt est interdit dans le domaine automobile pour des raisons de normes environnementales ;
- Les **Néodyme-Fer-Bore** (Nd-Fe-B) ont des performances supérieures aux Samarium Cobalt et sont beaucoup moins coûteux mais leur tenue à la température est moins bonne (jusqu'à 160°C).

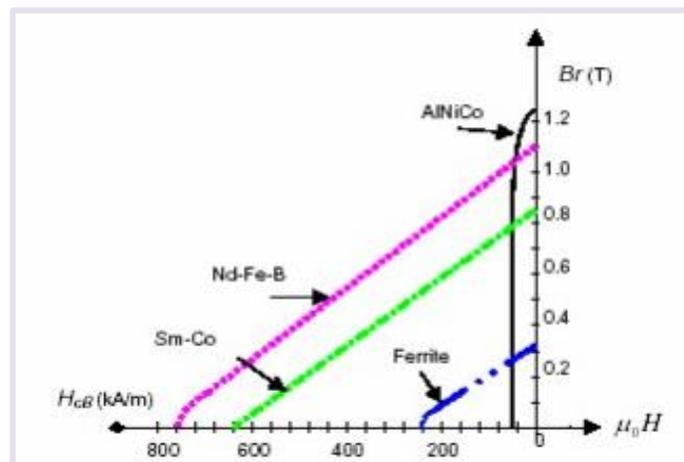
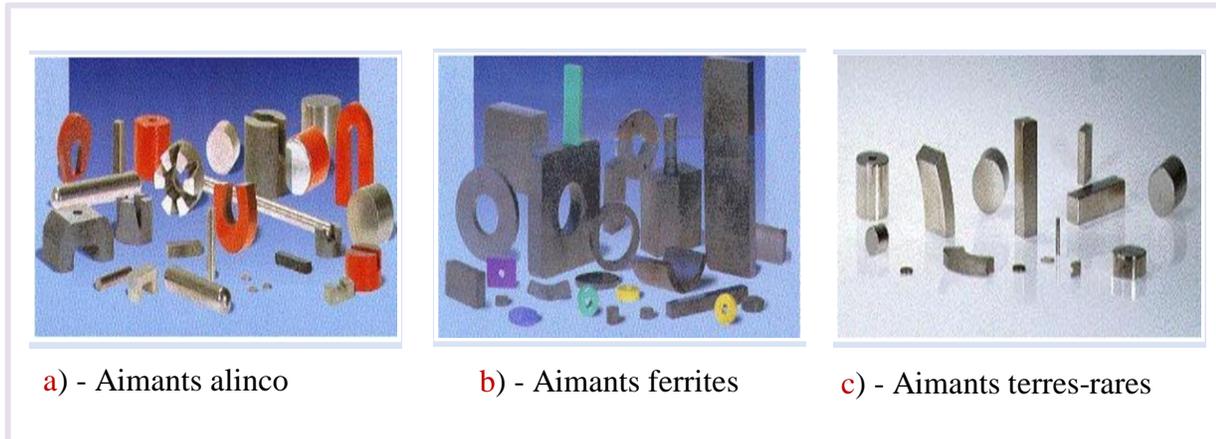


Figure I.4 : Courbes de désaimantation.

La figure **I.5** présente les différents principaux types des aimants.



**Figure I.5** : Images des principaux types d'aimants.

## I.6 Différents types des MSAP

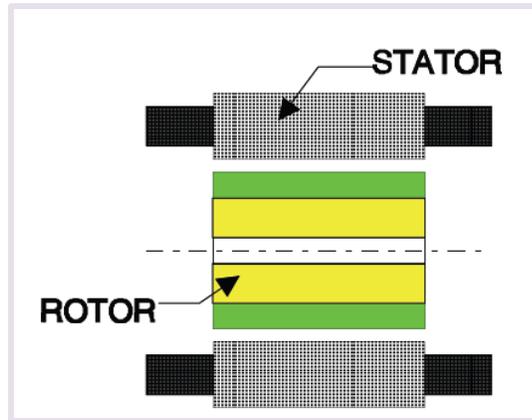
Il existe de nombreuses configurations de moteur. La raison principale de cette diversité est que les utilisateurs ont tous des besoins spécifiques. Par exemple, pour la conception d'un servomoteur, l'inertie devra être la plus faible possible, afin de permettre une accélération et une décélération les plus rapides possible. Il sera donc préférable d'utiliser un moteur à rotor intérieur avec des aimants à hautes énergies. Tandis que, pour une application où la vitesse doit rester la plus constante possible, telle que la motorisation d'un disque magnétique, un moteur à rotor extérieur du fait de son inertie, est préférable [11].

Nous pouvons distinguer les différents types de machines à aimants permanents principalement par la structure de leur rotor. Trois grandes familles existent : le moteur à rotor intérieur, à rotor extérieur ou à entrefer axial [12].

### I.6.1 Moteur à rotor intérieur

Le moteur à rotor intérieur a une configuration classique. Le rotor est constitué d'aimants assemblés sur une douille magnétique. Le stator est similaire à celui des machines triphasées à induction. D'ailleurs, les stators des machines à induction sont parfois directement utilisés dans la fabrication des machines Brushless, pour des raisons d'économie [13].

La figure **1.6** montre un exemple de moteur à rotor intérieur.



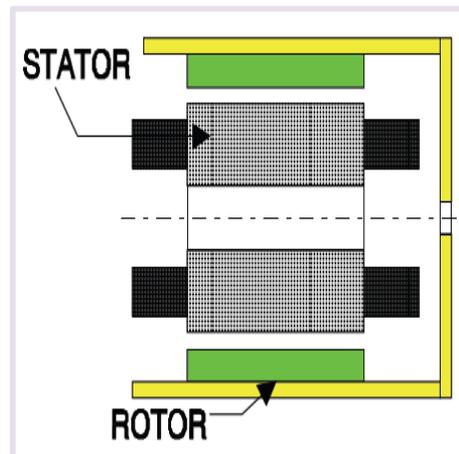
**Figure I.6** : Moteur à rotor intérieur.

L'avantage majeur de cette structure est le ratio couple / vitesse qui est élevé.

Néanmoins une difficulté de construction existe, il faut assurer le maintien des aimants, même à vitesse élevée. Le plus souvent, ils sont collés et frétés [11].

### I.6.2 Moteur à rotor extérieur

La figure I.7 présente la section d'un moteur à rotor extérieur.



**Figure I.7** : Moteur à rotor extérieur.

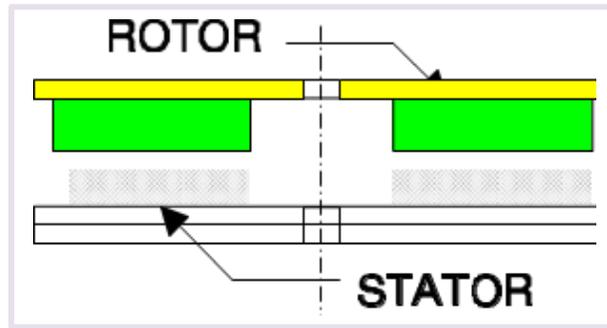
Les tôles utilisées au stator ressemblent à celles de l'induit de la machine à courant continu à balais. Ce type de stator est simple à bobiner, car le fil se bobine directement sur le stator section par section. Le rotor est constitué d'aimants montés dans une cloche magnétique permettant la continuité du champ. Dans cette configuration, il n'y a plus de problème pour maintenir les aimants, car ils sont plaqués sur la cloche par l'action de la force centrifuge.

Cette structure est fréquemment utilisée dans les applications de ventilation pour son faible coût et sa facilité de fabrication. Cependant, les machines à rotor extérieur sont utilisées que pour les applications à vitesse constante car le mobile a une inertie importante de par sa position externe [12].

### I.6.3 Moteur à entrefer axial

Dans certaines applications à encombrement réduit, des machines à entrefer axial ont fait leur apparition (moteur de disque dur d'ordinateur, tables tournantes, ventilateur) Les aimants sont montés sur un disque magnétique mobile. Les bobines sont fixées en général sur le circuit imprimé avec les composants électroniques. Sous le circuit une plaque métallique permet au champ de se refermer [13].

La figure I.8 représente une coupe d'un moteur à entrefer axial.



**Figure I.8 :** Moteur à entrefer axial.

Ces machines ont en général un grand nombre de pôles et fonctionnent à basse vitesse (inférieure à 1000tr/min) afin d'éviter un échauffement excessif dû au courant de Foucault.

Les avantages du moteur à entrefer axial sont un faible coût, sa forme plate et l'absence de couple réductant à faible vitesse.

### I.7 Autopilotage

Un moteur synchrone fonctionnant en mode non autopiloté est fortement instable. Parce que la dynamique des parties mécaniques est beaucoup plus lente que celle des parties électriques, une variation trop rapide des courants de l'induit donc du champ statorique, ne permet pas au champ rotorique de s'accrocher. D'autre part, pour une alimentation donnée (amplitude de la tension et du courant) il existe une charge limite au-delà de laquelle la machine ne peut continuer à fournir le couple nécessaire [14].

Une première manière de faire varier la vitesse d'un moteur synchrone est de l'alimenter par des courants de fréquence variable. Cela est assuré par un convertisseur statique de fréquence variable. Dans ce cas, il est indispensable de contrôler non seulement en amplitude mais aussi en fréquence ou en phase.

### I.8 Avantages de la MSAP

On peut citer quelques avantages concernant l'utilisation de la MSAP dans le domaine industriel [15].

- **Rendement plus élevé**, grâce à l'utilisation d'aimants permanents à la place des enroulements rotoriques donc pas de pertes joules. Les pertes sont surtout localisées au stator. Ce qui améliore le rendement de la machine ;

- **Un couple massique est une puissance massique importante**, qui est une caractéristique très recherchée ;
- **Simplicité de conception et d'entretien**, en raison de l'absence des collecteurs et des Balais (Brushless) ;
- **Performance dynamique élevée**, car le choix des aimants procure une densité de flux relativement élevée dans l'entrefer, assurant une très bonne performance dynamique ;
- **Un bon facteur de puissance.**

### I.9 Inconvénients de la MSAP

Ces moteurs possèdent quelques inconvénients dont les plus importants sont:

- Le coût important à cause du prix des aimants ;
- L'influence des vibrations et des chocs sur la structure de la machine ;
- Un problème de tenu à la température des aimants.

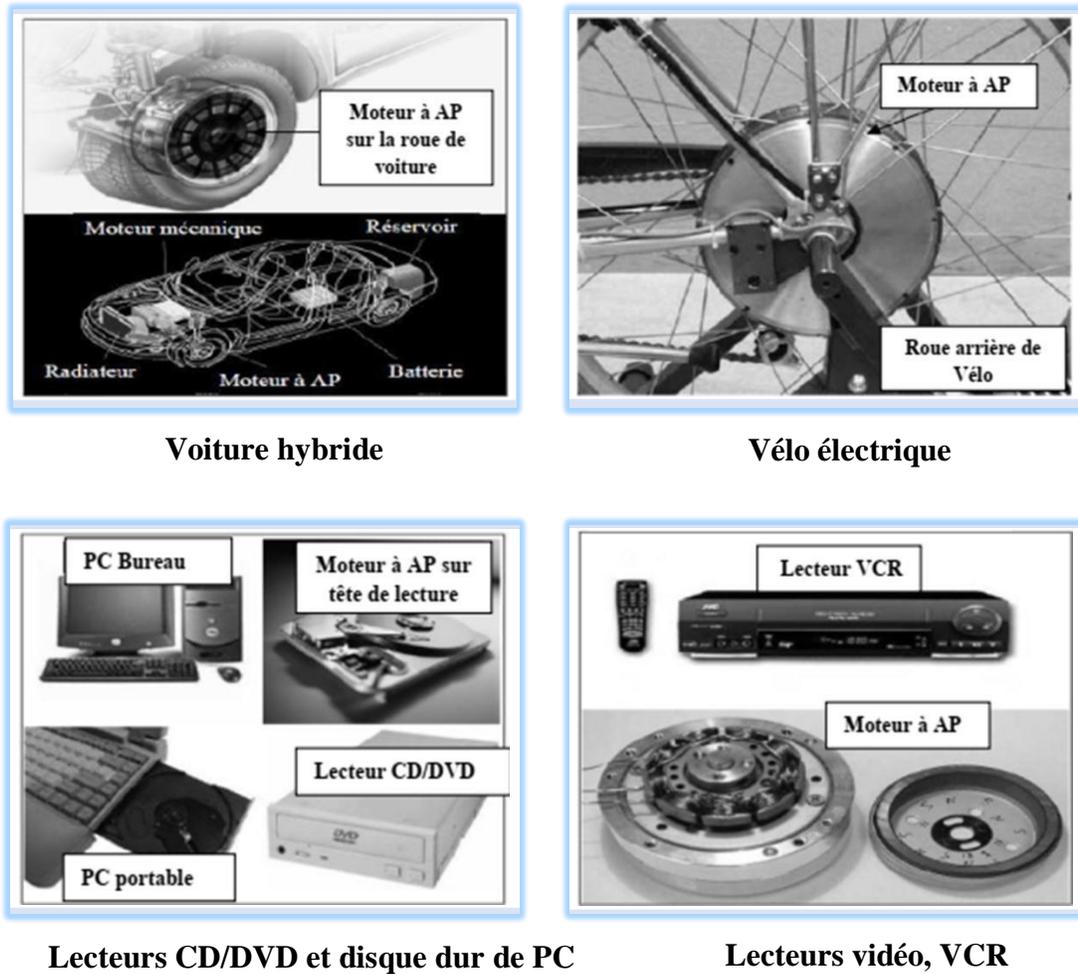
### I.10 Domaines d'application

Les MSAP sont utilisés dans des domaines très diverse tels que :

La robotique, aéronautique, la technologie de l'espace et dans d'autre applications comme [16] :

- Applications aux petites puissances ( $P < 600W$ ) :
  - Micro Ventilateur ;
  - Disque Dur ;
  - Fraise de dentiste ;
  - Programmateur Mécanique.
- Applications aux moyennes puissances ( $500W < P < 100kW$ ) :
  - Vélo à assistance ;
  - Voiture électrique (Toyota Prius) ;
  - Machine-outil ;
  - Robot industrie.
- Applications aux fortes puissances :
  - Traction ferroviaire ;
  - Propulsion navale.

La figure **I.10** illustre les principales applications des machines synchrones à aimants permanents.



**Figure I.9 :** Principales applications des machines synchrones à aimants permanents.

## I.11 Conclusion

Une simple comparaison des machines synchrones à aimants permanents avec les autres types de machines laisse deviner un avenir brillant pour les MSAP surtout avec l'apparition des aimants qui sont très performants.

On a présenté dans ce chapitre la machine synchrone à aimants permanents, sa constitution fondamentale et qu'on peut distinguer les différents types de machines synchrones à aimants permanents par la structure de leurs rotors.

Ainsi on a mis en évidence les avantages les inconvénients et les domaines d'applications de la machine synchrone à aimant permanents.

Dans le chapitre suivant nous allons nous focaliser sur la modélisation et la simulation de l'ensemble machine synchrone à aimants permanents et onduleur MLI.

**CHAPITRE II**  
**MODÉLISATION DE L'ASSOCIATION**  
**ONDULEUR À MLI - MSAP**

## II.1 Introduction

La modélisation d'une machine électrique est une tâche essentielle dans son développement elle permet de guider les différentes quantifications des phénomènes ainsi d'observer et de prévoir le comportement de ce système face à différentes sollicitations ainsi les mécanismes régressant son fonctionnement.

Pour commander une machine électrique donnée, il est nécessaire d'utiliser son modèle mathématique en se basant sur certaines hypothèses simplificatrices. L'approche actuelle de modélisation des machines électriques est basée sur la théorie des deux axes qui permet de transformer un système triphasé en système biphasé équivalent, afin de réduire la complexité du modèle.

Ce chapitre sera consacré à la mise en équations de la MSAP, puis on abordera la modélisation de l'onduleur de tension en appliquant la technique de modulation de largeur d'impulsion (MLI). L'ensemble machine onduleur sera simulée pour voir l'influence de ce convertisseur sur la machine.

## II.2 Modélisation de la MSAP

L'étude de tout système physique nécessite une modélisation pour étudier son comportement. La modélisation permet la présentation mathématique de la MSAP sous forme d'équations différentielles qui facilite largement son étude.

La modélisation de la MSAP fait l'objet de nombreuse étude dont l'utilisation d'un outil mathématique est très nécessaire afin de représenter les caractéristiques électriques, mécaniques et magnétiques de la MSAP. En utilisant des hypothèses simplificatrices plus le nombre d'hypothèse est grande plus le modèle sera aisé.

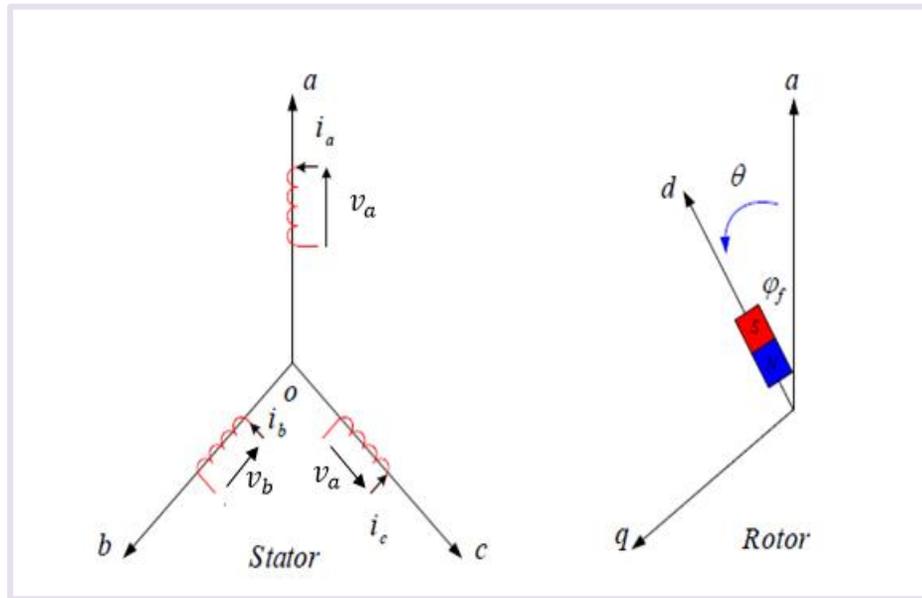
### II .2.1 Hypothèses simplificatrices

La modélisation des machines électriques en vue de leurs commandes exige la prise en compte de certaines hypothèses simplificatrices [17] [18] :

- La saturation et l'hystérésis du circuit magnétique sont négligeable ainsi que les pertes par courants de Foucault ;
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température et l'effet de peau est négligeable ;
- La machine synchrone à aimants permanents est supposée symétrique et linéaire ;
- La distribution des forces électromagnétique, le long de l'entrefer, est supposé sinusoïdale ;
- Les pertes fer et l'effet amortisseur sont négligés.

### II.2.2 Mise en équation de la machine dans le repère triphasé (abc)

La mise en équation est basée sur quelques hypothèses classiques citées précédemment, et en se basant sur la structure de la machine en fonctionnement moteur. La figure **II.1** représente des enroulements pour une machine synchrone triphasée à aimants permanents.



**Figure II.1** : Schéma de la MSAP dans le repère triphasé ( $abc$ ).

Le comportement de la machine est entièrement défini par trois types d'équations :

- Équations électriques ;
- Équations mécaniques ;
- Équations électromagnétiques.

### a) Equations électriques

La relation entre les tensions et les courants est décrite par la loi d'Ohm généralisée avec la loi de Faraday.

L'équation électrique du stator sous forme matricielle est [17] [19] :

$$[V_s] = [R_s] \cdot [I_s] + \frac{d}{dt} [\Phi_s] \quad (\text{II.1})$$

$[V_s] = [v_a \ v_b \ v_c]^t$  : vecteur tensions statoriques ;

$[I_s] = [i_a \ i_b \ i_c]^t$  : vecteur courants statoriques ;

$[\Phi_s] = [\phi_{as} \ \phi_{bs} \ \phi_{cs}]^t$  : vecteur flux statoriques ;

$[R_s]$  : Matrice résistances statoriques.

En remplaçant tous les vecteurs par leurs expressions, on obtient la forme matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{as} \\ \phi_{bs} \\ \phi_{cs} \end{bmatrix}$$

L'expression des flux statoriques est de la forme :

$$[\phi_s] = [L_s] \cdot [I_s] + [\phi_{sf}] \quad (\text{II.2})$$

$[L_s]$  : Matrice inductance du stator.

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_{pa} & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ba} & L_{pb} & M_{bc} \\ M_{ca} & M_{cb} & L_{pc} \end{bmatrix}$$

$[\phi_f]$  : Vecteur flux crée par l'aimant.

$$[\phi_f] = \phi_{sf} \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{4\pi}{3}\right) \end{bmatrix}$$

$\theta$ : est l'angle de charge (position de rotor) défini par :

$$\theta = \int_0^t \omega dt \quad (\text{II.3})$$

### b) Equation mécanique

La deuxième loi de Newton décrit la variation de la vitesse de l'arbre de la machine en fonction du couple (résultant de la force de Laplace).

L'équation mécanique de la machine est donnée par :

$$J \frac{d\omega_r}{dt} = C_{em} - C_r - k_f \cdot \omega_r \quad (\text{II.4})$$

Sachant que :

$$\omega = P \cdot \omega_r \quad (\text{II.5})$$

$J$ : Moment d'inertie ;

$\omega_r$  : Pulsation mécanique (vitesse angulaire) ;

$C_r$  : Couple résistant à l'arbre de la machine ;

$C_{em}$  : Couple électromagnétique de la machine ;

$k_f$  : Coefficient de frottement ;

$\omega$  : Pulsation électrique du rotor ;

$P$  : Le nombre de paires de pôles de la machine.

### c) Equation électromagnétique

La connaissance du couple électromagnétique de la machine est essentielle pour l'étude de la machine et de sa commande :

$$C_{em} = [I_s]^t \left[ \frac{1}{2} \cdot \frac{d[L_s]}{d\theta} \cdot [I_s] + \frac{1}{2} \cdot \frac{d[\phi_f]}{d\theta} \right] \quad (\text{II.6})$$

## II.2.3 Mise en équation de la MSAP en diphasé (d-q)

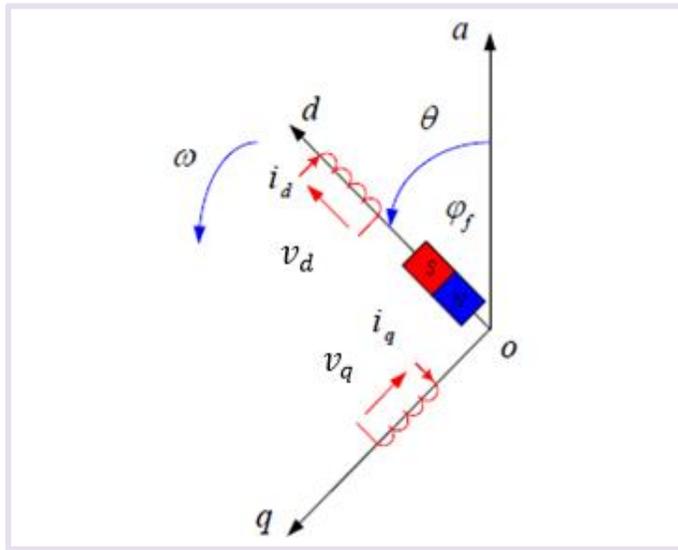
### II.2.3.1 Principe de la transformation de Park

La transformation de Park figure **II.2** est un outil mathématique qui consiste à transformer le système triphasé (a,b,c) en un système diphasé (d-q).

Ce passage mathématique, transforme les trois bobines statoriques fixes déphasées de  $(2\pi/3)$ , en deux bobines fictives équivalentes déphasées de  $(\pi/2)$  liées au rotor, l'aimant se situe sur l'axe d [20].

Le repère (a,b,c) est toujours fixe, par contre le repère (d-q), tourne avec la vitesse  $\omega$ . Cette rotation forme avec le repère fixe (a,b,c), un angle  $\theta$  qui est appelé l'angle de la transformation de Park.

Cette transformation rend les équations dynamiques des moteurs à courant alternatif plus simples, ce qui facilite leurs études et leurs analyses [20].



**Figure II.2 :** Schéma de la MSAP dans le repère diphasé (d-q).

#### a) Passage direct : triphasé (a,b,c) au diphasé (d-q)

L'équation qui traduit le passage du système triphasé au système diphasé est donnée par:

$$[X_{dqo}] = P(\theta) \cdot [X_{abc}] \quad (\text{II.7})$$

Où, X représente les variables considérées de la machine qui sont tension, courant ou flux.

$$[V_{dqo}] = P(\theta) \cdot [V_{abc}]$$

$$[I_{dqo}] = P(\theta) \cdot [I_{abc}]$$

$$[\phi_{dqo}] = P(\theta) \cdot [\phi_{abc}]$$

$P(\theta)$  : est la matrice de passage direct de Park. Cette matrice est donnée par :

$$P(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.8})$$

### b) Passage inverse : diphasé (d-q) au triphasé (a,b,c)

La transformée de Park inverse est nécessaire pour revenir aux grandeurs triphasées, elle est définie par :

$$[X_{abc}] = [P(\theta)]^{-1} \cdot [X_{dqo}] \quad (\text{II.9})$$

La matrice de passage inverse de Park  $[P(\theta)]^{-1}$  est donnée par :

$$[P(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.10})$$

## II .2.4 Modélisation de la MSAP dans le repère de Park

### a) Equations Electriques dans le repère de Park

Le modèle de la machine après la transformation de Park est donné par :

$$\begin{cases} V_d = R_s I_d + \frac{d\phi_d}{dt} - P\omega_r \phi_q \\ V_q = R_s I_q + \frac{d\phi_q}{dt} + P\omega_r \phi_d \end{cases} \quad (\text{II.11})$$

D'après la relation (II.11), on a le couplage entre les axes «d» et «q».

Les expressions des flux sont :

$$\begin{cases} \phi_d = L_d I_d + \phi_{sf} \\ \phi_q = L_q I_q \end{cases} \quad (\text{II.12})$$

$L_d, L_q$  : Inductances d'axes direct et en quadrature.

### b) Equations de la puissance et du couple électromagnétique

L'expression du couple peut être déduite à partir de la puissance électrique instantanée fournie aux circuits électriques rotorique et statorique :

$$P(t) = (V_d \cdot I_d + V_q \cdot I_q) \quad (\text{II.13})$$

En remplaçant  $V_d$  et  $V_q$  par leur expressions, il vient :

$$P_e = \left[ R_s(I_d^2 + I_q^2) + \left( I_d \frac{d\phi_d}{dt} + I_q \frac{d\phi_q}{dt} \right) + \frac{d\theta}{dt} (\phi_d \cdot I_q - \phi_q \cdot I_d) \right] \quad (\text{II.14})$$

- $[R_s(I_d^2 + I_q^2)]$  : Représente la puissance dissipée en pertes Joules dans les enroulements du stator ;
- $\left[ \left( I_d \frac{d\phi_d}{dt} + I_q \frac{d\phi_q}{dt} \right) \right]$  : Représente la variation de l'énergie magnétique emmagasinée dans les enroulements du stator ;
- $\left[ \frac{d\theta}{dt} (\phi_d \cdot I_q - \phi_q \cdot I_d) \right]$  : Représente la puissance transférée du stator au rotor à travers l'entrefer (puissance électromagnétique).

Sachant que :

$$P_e = C_{em} \cdot \omega_r \quad (\text{II.15})$$

Il vient :

$$C_{em} = P \cdot (\phi_d \cdot I_q - \phi_q \cdot I_d) \quad (\text{II.16})$$

L'expression du couple électromagnétique en fonction des courants est :

$$C_{em} = P \cdot \left( (L_d - L_q) \cdot I_d + I_q \cdot \phi_{sf} \right) \quad (\text{II.17})$$

A partir des équations précédentes, on peut établir le modèle du MSAP sous forme d'état :

$$\begin{cases} \frac{dI_d}{dt} = \frac{1}{L_d} \cdot (v_d - R_s \cdot I_d + L_q \cdot I_q \cdot \omega) \\ \frac{dI_q}{dt} = \frac{1}{L_q} \cdot (v_q - R_s \cdot I_q + L_d \cdot I_d \cdot \omega - \phi_{sf} \cdot \omega) \\ \frac{d\omega_r}{dt} = \frac{1}{J} (C_{em} - k_f \cdot \omega_r - C_r) \\ C_{em} = P \cdot \left( (L_d - L_q) \cdot I_d \cdot I_q + I_q \cdot \phi_{sf} \right) \\ \omega = P \cdot \omega_r \end{cases} \quad (\text{II.18})$$

### II.2.5 Modèle d'état de la MSAP dans le repère (d-q)

On considère les tensions ( $V_d, V_q$ ) et le flux d'excitation  $\phi_{sf}$  comme grandeurs de commande, et les courants statoriques ( $I_d, I_q$ ) comme variables d'états. A partir des équations (II.18), on peut écrire le modèle d'état de la MSAP dans le repère (d,q) comme suit :

$$\begin{cases} [\dot{X}] = [A][X] + [B][U] \\ \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & \omega \cdot \frac{L_q}{L_d} \\ -\omega \cdot \frac{L_d}{L_q} & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{\omega}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ \phi_{sf} \end{bmatrix} \end{cases} \quad (II.19)$$

Avec :

$[\dot{X}]$  : Vecteur dynamique du système.

$[A]$  : Matrice d'état.

$[X]$  : Vecteur d'état.

$[B]$  : Matrice d'entrée.

$[U]$  : Vecteur de commande.

A partir de (II.18), le modèle de la MSAP dans le repère de Park est schématisé par la figure II.3 suivante :

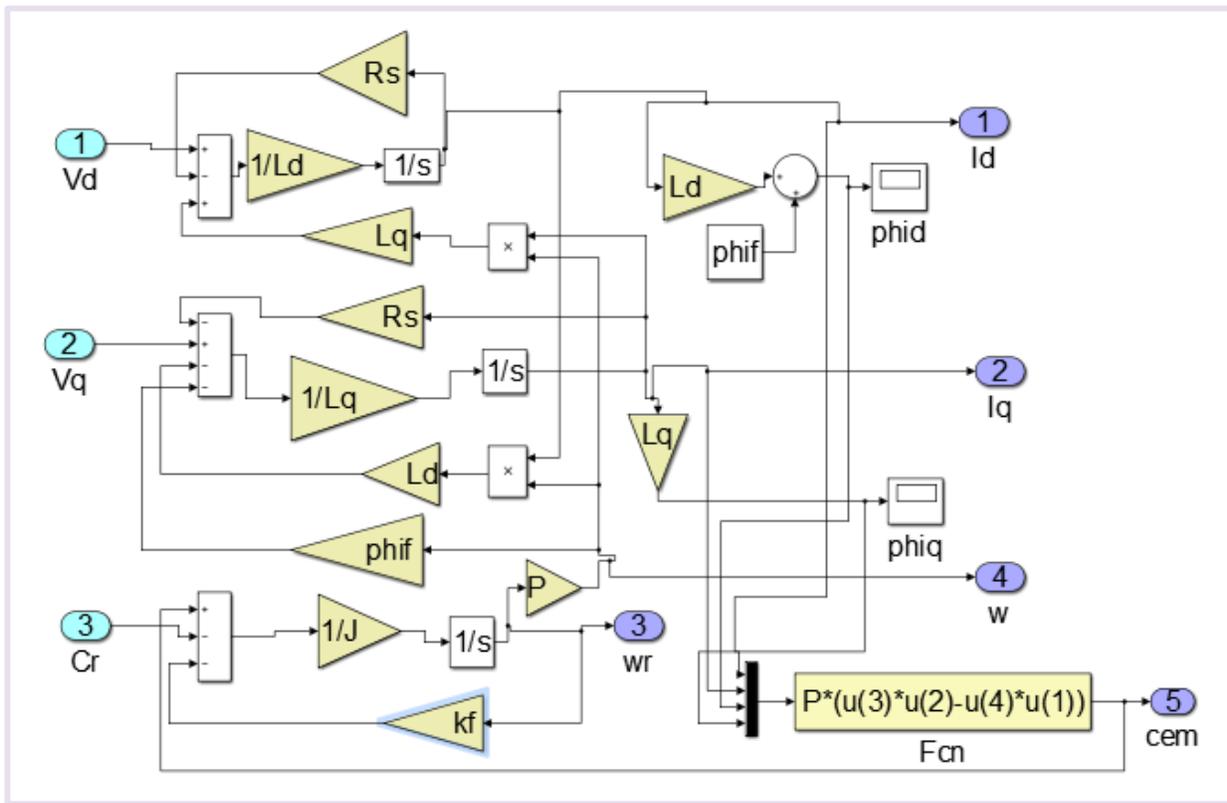


Figure II.3 : Schéma de la simulation de la MSAP dans le repère d-q.

### II.2.6 Simulation de la MSAP alimenté par le réseau triphasé

Pour compléter l'étude théorique présentée précédemment, une simulation numérique est indispensable. Le but de la simulation est de valider le modèle de la MSAP, et d'analyser le comportement lorsque la machine est alimentée par un réseau triphasé. On choisit l'environnement de simulation Matlab/Simulink. Les paramètres de la machine sont présentés dans l'annexe A.

La figure II.4 représente le Schéma de la simulation de la MSAP alimentée par le réseau triphasé.

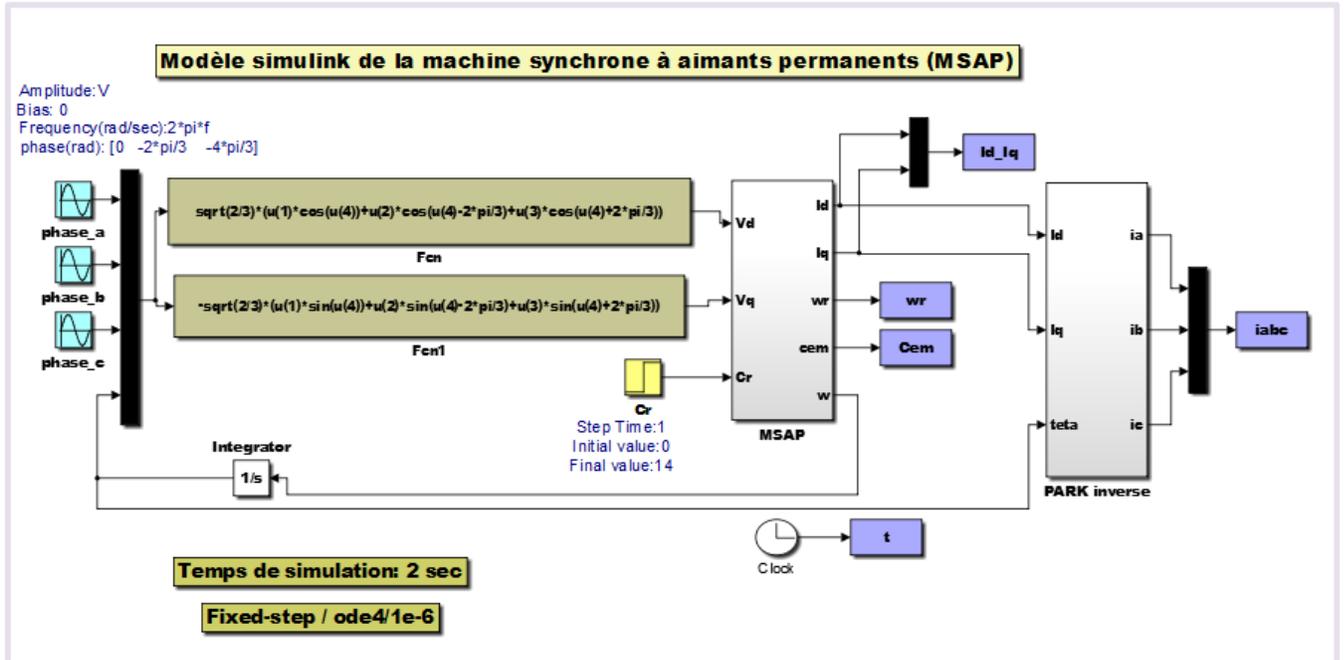


Figure II.4 : Schéma de la simulation de la MSAP alimentée par le réseau triphasé.

Pratiquement la machine ne va pas tourner car le démarrage nécessite des fréquences faibles puis on augmente la fréquence progressivement jusqu'à atteindre la fréquence du synchronisme et pour cela on utilise un onduleur MLI pour alimenter la machine [21].

### II.2.7 Résultats de simulation et interprétations

Pour valider l'étude qu'on a faite, nous avons simulé le modèle de la machine synchrone à aimant permanent par l'outil simulink.

Pour un démarrage direct de la MSAP alimentée par le réseau (220/380 et 50Hz), un démarrage direct à vide est effectué jusqu'à l'instant  $t=1s$ , ensuite à cette l'instant on applique un couple de charge de valeur  $C_r=14$  N.m (couple nominal).

Les figures II.5-II.6 représentent respectivement l'évolution du couple électromagnétique et de la vitesse de rotation de la MSAP, à savoir les courants selon les deux axes direct ( $I_d$ ) et en quadratique ( $I_q$ ) qui sont respectivement représentés par la figure II.7.

Les résultats obtenus montrent clairement que pendant le démarrage tous les signaux sont fortement pulsatoire car la machine passe par le régime transitoire puis elle se stabilise dans le régime permanent.

- On constate d'après la courbe de la figure **II.5** que la vitesse de rotation présente en premier instant du démarrage des oscillations importantes dans le régime transitoire, et atteint sa valeur nominale de 104.7 rad/s. A l'instant de l'insertion de la charge (t=1s) on constate que la vitesse reste constante car la MSAP fonctionne toujours à la vitesse de synchronisme.
- L'allure de la courbe du couple est présentée par la figure **II.6** ; au démarrage des battements importants dans un intervalle de temps court, puis se stabilise presque à zéro puisque la machine est à vide, à l'instant t=0.2s le couple diminue rapidement pour atteindre une valeur presque nulle. Lors de l'application de la charge, la machine développe un couple électromagnétique pour compenser cette sollicitation qui explique l'augmentation de couple à l'instant t=1s
- La figure **II.7** représente l'évolution des courants  $I_d$  et  $I_q$ ; Au début de démarrage on voit des pics de courant assez importants, ensuite ils se stabilisent après un temps assez court. Les courbes des courants  $I_d$  et  $I_q$  montre bien qu'il existe un couplage entre ces variables indiquant le caractère non linéaire de la machine.

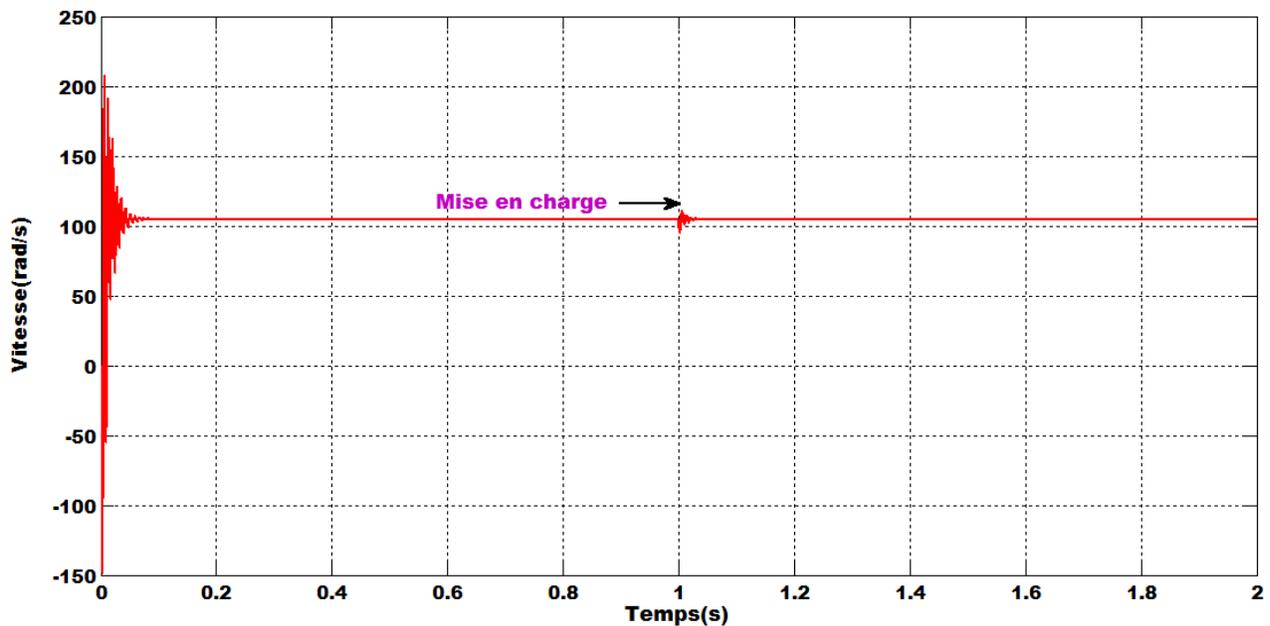


Figure **II.5** : Vitesse angulaire  $\omega_r$ .

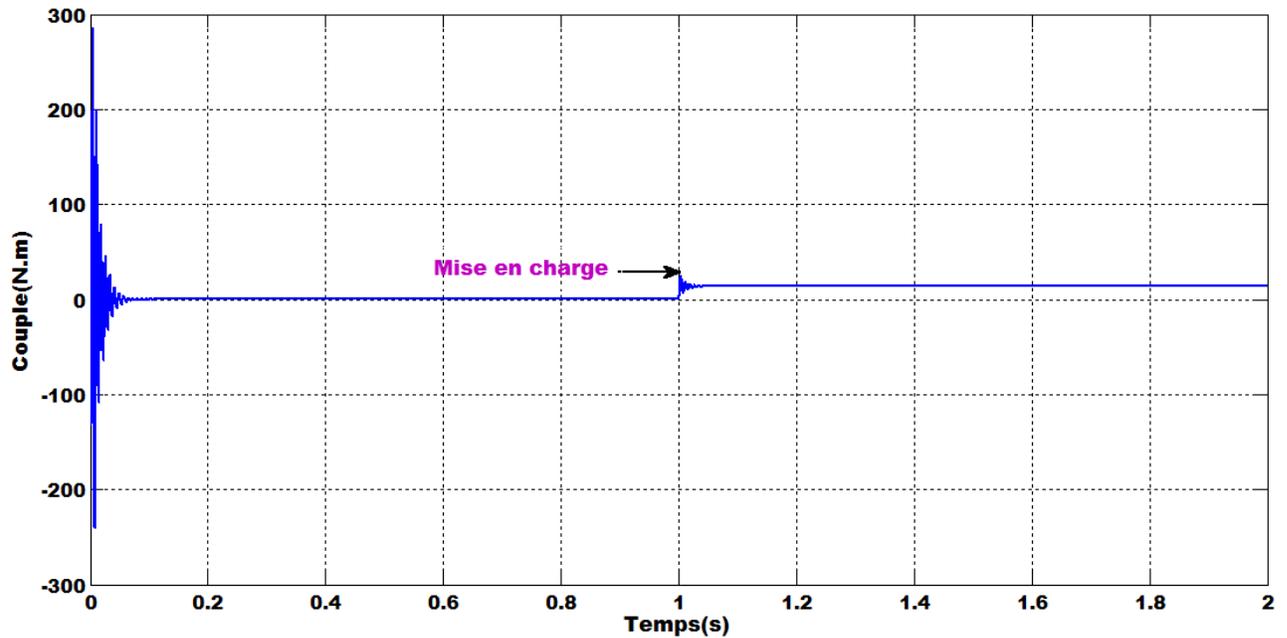


Figure II.6 : Couple électromagnétique  $C_{em}$ .

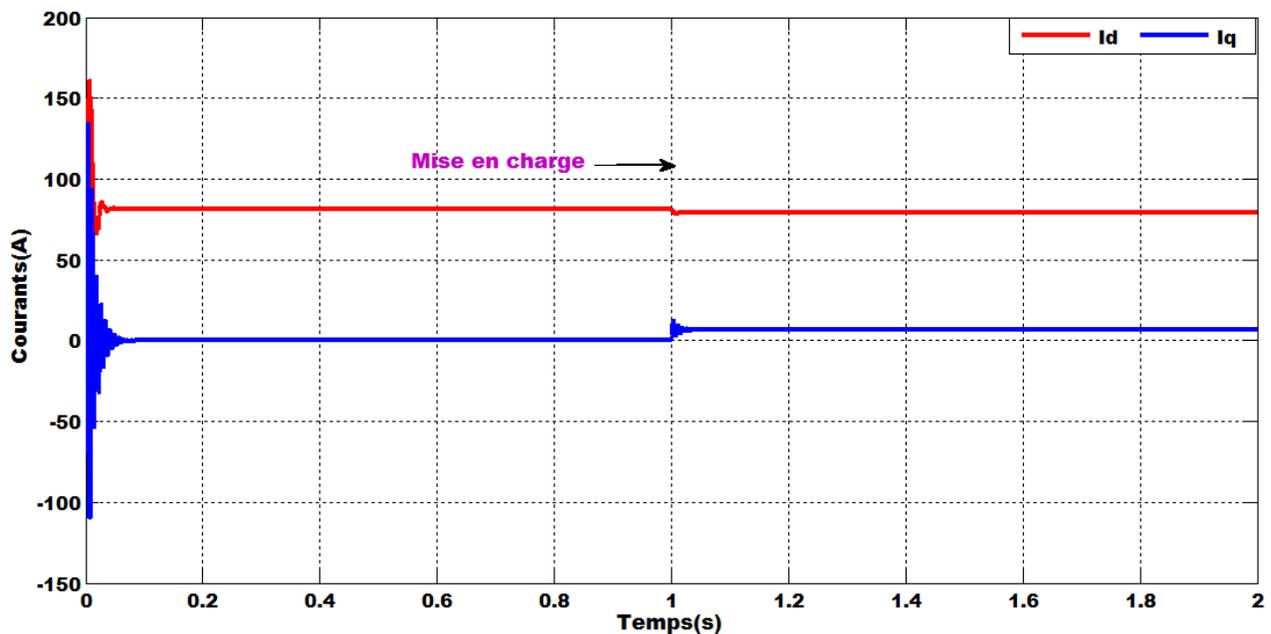


Figure II.7 : Courants statoriques  $I_d$  et  $I_q$ .

### II.3 Modélisation de l'alimentation de la MSAP

La modélisation de la machine synchrone sous forme d'équation d'état fait apparaître les variables d'état nécessaire pour réaliser la commande. Donc afin d'assurer cette simulation c'est nécessaire de prendre en compte les équations de l'onduleur. Les onduleurs de tension, associés aux machines à courant alternatif, sont de nos jours très largement utilisés dans les systèmes d'entraînement industriels.

En premier lieu, les progrès en matière de semi-conducteur ont permis la réalisation de convertisseurs statiques de plus en plus performants. L'onduleur de tension à Modulation de Largeur d'Impulsions (MLI) est le plus utilisé pour la commande du moteur synchrone, pour sa réponse rapide et ses performances élevées. Cependant la MLI génère des harmoniques qui créent des oscillations de couple dans les machines tournantes, comme elle introduit des non-linéarités qui peuvent déstabiliser le système.

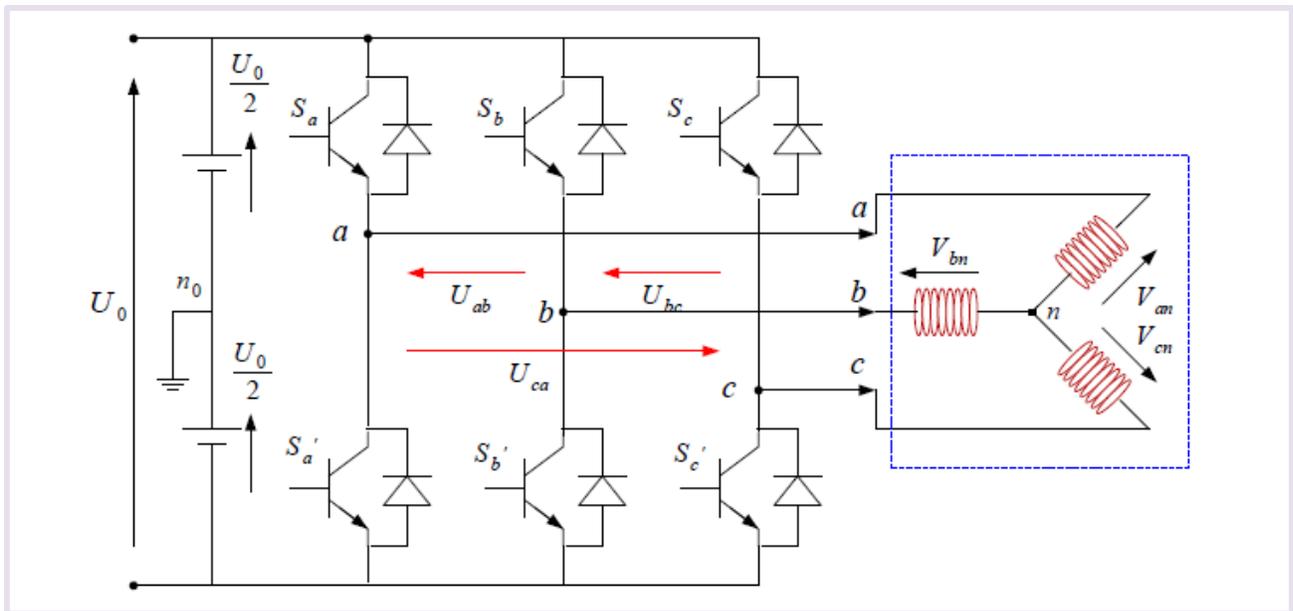
### II.3.1 Modélisation de l'onduleur triphasé

Un onduleur est un convertisseur statique qui assure la conversion de l'énergie de la forme continue en forme alternative afin d'alimenter les charges en courant alternatif, qui peut être à fréquence fixe ou variable. L'utilisation des onduleurs est très vaste dans l'industrie tels que : les variateurs de vitesse.

Nous pouvons trouver plusieurs structures d'onduleur de tension existantes, chacune est adaptée à une application ou à un cahier de charge spécifique. Dans notre étude, nous privilégions l'emploi d'un onduleur de tension triphasé classique à deux niveaux. Il est constitué de trois bras utilisant deux interrupteurs, bidirectionnels en courant et commandés à l'amorçage et au blocage.

Les interrupteurs peuvent être réalisés, suivant la puissance à contrôler et la fréquence de commutation désirée, avec des transistors MOS, des IGBTs ou des GTOs associés à une diode en antiparallèle pour obtenir la réversibilité en courant [1].

Pour modéliser l'onduleur de tension figure II.8 on considère son alimentation comme une source parfaite, supposée être de deux générateurs de F.E.M égale à  $V_{dc} = \frac{U_0}{2}$  connectés entre eux par un point noté  $n_0$ .



**Figure II.8 :** Schéma d'un onduleur de tension triphasé.

Pour simplifier l'étude, on supposera que :

- La commutation des interrupteurs est instantanée,
- La chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable,

- La charge triphasée, est équilibré, couplée en étoile avec un neutre isolé n.

La machine a été modélisée à partir des tensions simples que nous notons  $V_{an}$ ,  $V_{bn}$  et  $V_{cn}$ . L'onduleur est commandé à partir des grandeurs logiques  $S_i (i = a, b, c)$ . On appelle  $T_i$  et  $T'_i$  les transistors (supposés être des interrupteurs idéaux) ; on a :

- si  $S_i=1$ , alors  $T_i$  est passant et  $T'_i$  est ouvert
- si  $S_i=0$ , alors  $T_i$  est ouvert et  $T'_i$  est passant

Dans ces conditions on peut écrire les tensions  $V_{in0}$  en fonction des signaux de commande  $S_i (i = a, b, c)$  et en tenant compte du point fictif  $n_0$  représenté sur la figure **II.8**.

$$V_{in0} = S_i V_{dc} \quad (\text{II.20})$$

Les tensions composées délivrées par l'onduleur sont données comme suit :

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{an} - V_{bn} \\ U_{bc} = V_{bn} - V_{cn} \\ U_{ca} = V_{cn} - V_{an} \end{cases} \quad (\text{II.21})$$

Puisque la charge est équilibrée à neutre isolé, donc on peut écrire :

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0$$

On aura donc :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{1}{3} [U_{ab} - U_{ca}] \\ V_{bn} = \frac{1}{3} [U_{bc} - U_{ab}] \\ V_{cn} = \frac{1}{3} [U_{ca} - U_{bc}] \end{cases} \quad (\text{II.22})$$

En faisant apparaître le point " $n_0$ ", les tensions entre phases peuvent aussi s'écrire :

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{an0} - V_{bn0} \\ U_{bc} = V_{bn0} - V_{cn0} \\ U_{ca} = V_{cn0} - V_{an0} \end{cases} \quad (\text{II.23})$$

En remplaçant (II.22) dans (II.23) on obtient :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} +2 & -1 & -1 \\ -1 & +2 & -1 \\ -1 & -1 & +2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{an0} \\ V_{bn0} \\ V_{cn0} \end{bmatrix} \quad (\text{II.24})$$

Des relations suivantes :

$$\begin{cases} V_{an0} = V_{an} + V_{nn0} \\ V_{bn0} = V_{bn} + V_{nn0} \\ V_{cn0} = V_{cn} + V_{nn0} \end{cases} \quad (\text{II.25})$$

On peut déduire le potentiel entre les point n et  $n_0$

$$V_{nn0} = \frac{1}{3}[V_{an0} + V_{bn0} + V_{cn0}] \quad (\text{II.26})$$

L'utilisation de l'expression (II.20) permet d'établir les équations instantanées des tensions simples en fonction des grandeurs de commande :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} V_{dc} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.27})$$

A partir de l'équation (II.20), le schéma de simulation d'un onduleur de tension triphasé à deux niveaux est donné par la figure II.9.

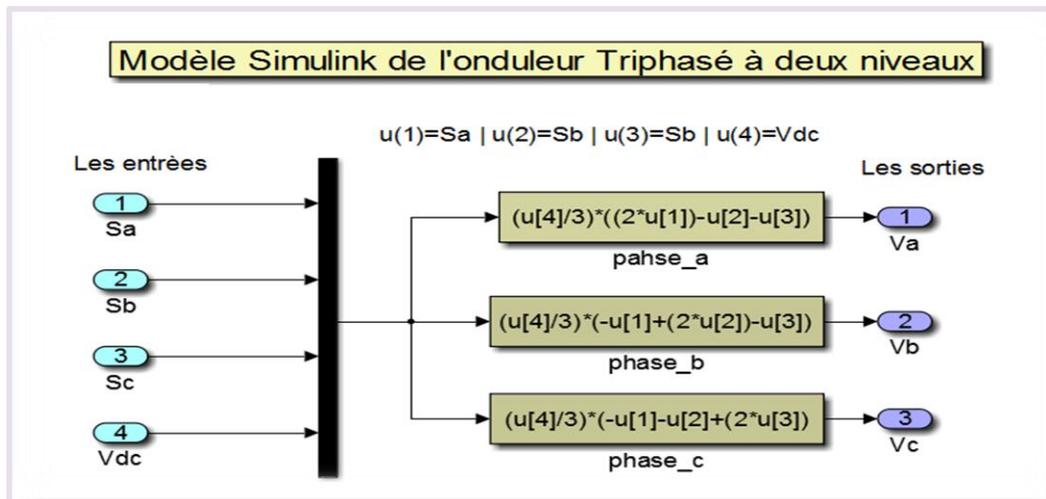


Figure II.9 : Schéma de simulation de l'onduleur triphasé.

### II.3.2 Stratégies de commande de l'onduleur triphasé

Les différentes stratégies de commande de l'onduleur, peuvent être classées comme suit :

- Commande à pleine onde;
- Commande à modulation de largeur d'impulsion;
- La commande MLI vectorielle sinusoïdale.

Dans notre travail, la commande à modulation de largeur d'impulsion a été choisie pour commander l'onduleur de tension triphasé à deux niveaux.

### II.3.3 Modulation de largeur d'impulsion triangulo-sinusoïdale

La commande MLI est souvent adaptée aux convertisseurs statiques, est utilisée pour générer un signal qui contrôle les interrupteurs, délivre un signal de commande en créneaux, il est généré par l'intersection de deux signaux, signal **de référence**, généralement sinusoïdal qui est de **basse fréquence**,

et le signal de **porteuse** qui est de **haute fréquence** de forme généralement triangulaire d'où l'appellation triangulo-sinusoidale [17].

Pour commander chaque bras de l'onduleur, nous comparons le signal de référence (modulante) avec un signal triangulaire, appelée porteuse de fréquence élevée.

Cette technique est caractérisée par les deux paramètres suivants [22] :

- Le coefficient de réglage défini par le rapport des amplitudes de la modulante et de la porteuse  $r = V_m/V_{pmax}$ . Généralement, ce coefficient est compris entre 0 et 1 ;
- L'indice de modulation (m) égal au rapport de la fréquence de modulation  $f_p$  sur la fréquence de référence  $f_m$ .

Les tensions de références sinusoidales sont exprimées par:

$$\begin{cases} V_{aref} = V_m \sin(\omega_s t) \\ V_{bref} = V_m \sin\left(\omega_s - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_{cref} = V_m \sin\left(\omega_s + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (\text{II.28})$$

L'équation de la porteuse triangulaire est exprimée par :

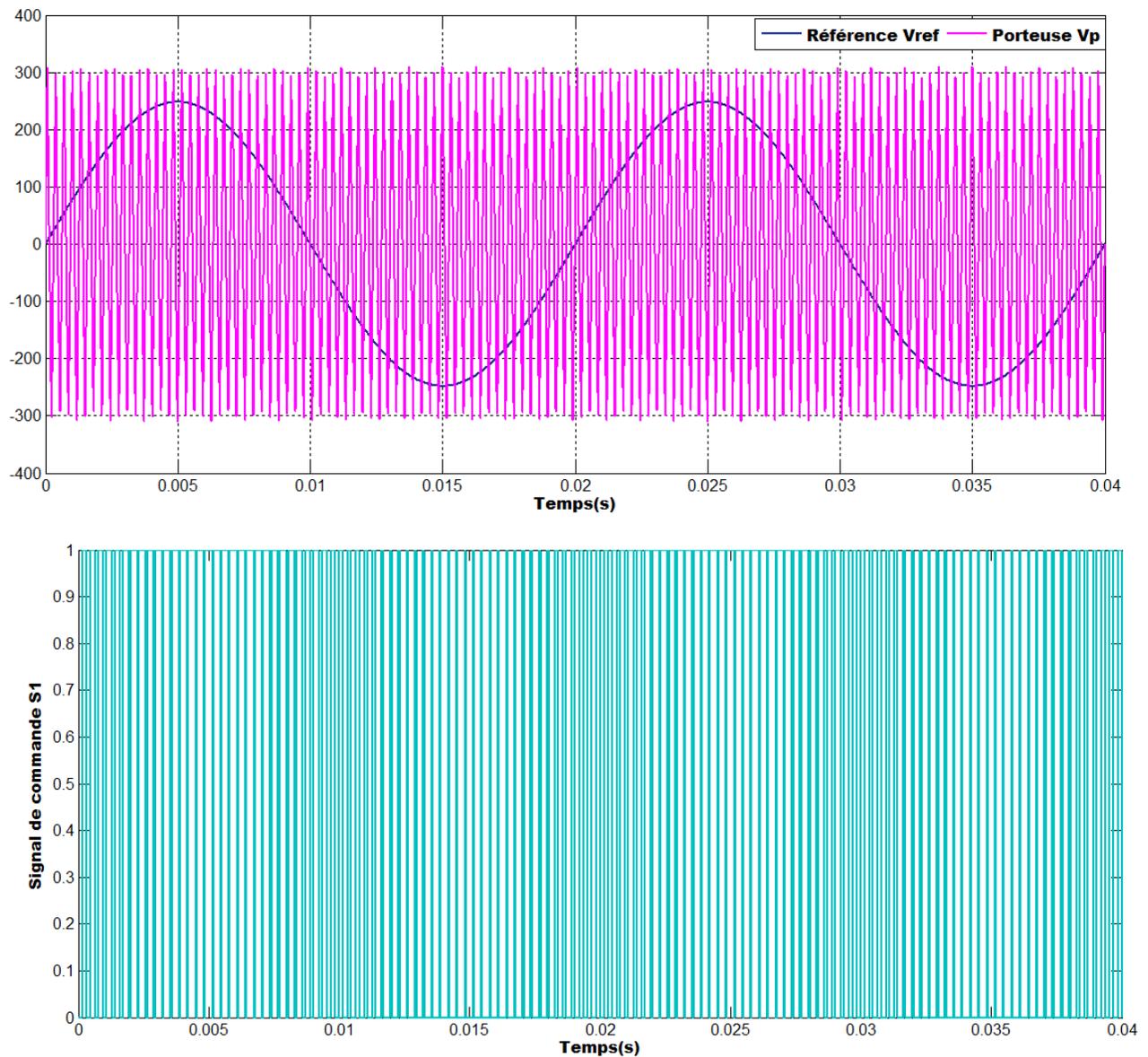
$$\begin{cases} V_{pm} \left(4 \left(\frac{t}{T_p}\right) - 1\right) & \text{si } 0 \leq t \leq \frac{T_p}{2} \\ V_{pm} \left(-4 \left(\frac{t}{T_p}\right) + 3\right) & \text{si } \frac{T_p}{2} \leq t \leq T_p \end{cases} \quad (\text{II.29})$$

Les instants d'ouverture et de fermeture sont déterminés par l'intersection entre  $V_{ref}$  et  $V_p$ .

En définissant la fonction logique  $S_j (j = a, b, c)$ , ces fonctions logiques associées au signal de commande sont définies par :

$$S_j = \begin{cases} 1 & \text{si } V_{ref} \geq V_p \\ 0 & \text{si } V_{ref} < V_p \end{cases} \quad (\text{II.30})$$

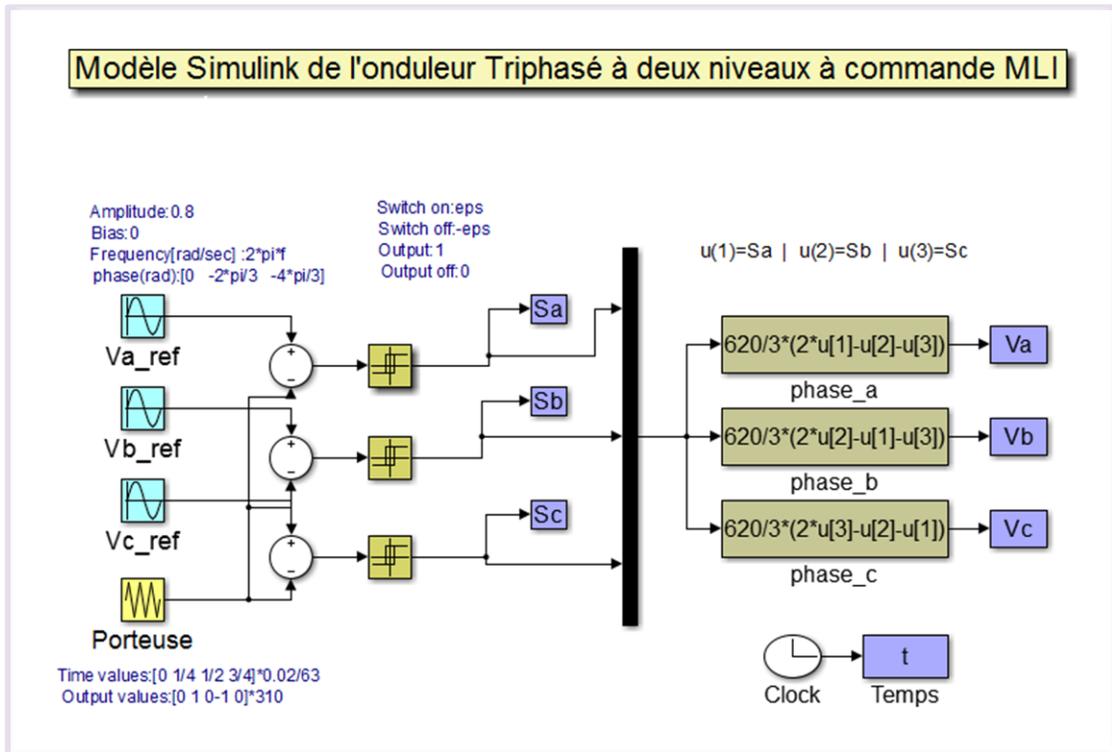
Le principe de la technique de la commande MLI est montré par la figure **II.10**.



**Figure II.10** : Principe de la commande à MLI avec  $r=0.8$  et  $m=63$ .

### II.3.4 Simulation de l'onduleur à MLI

La figure **II.11** représente le modèle Simulink/Matlab de l'onduleur de tension triphasé à deux niveaux avec sa commande MLI.



**Figure II.11** : Schéma de simulation de l'onduleur triphasé à commande MLI.

### II.3.5 Résultats de simulation de l'onduleur à MLI et interprétation

La simulation de l'onduleur à MLI a été réalisée avec un indice de modulation  $m=63$  et un rapport de réglage  $r=0.8$ .

Les figures **II.12- II.13** représentent respectivement la tension simple  $v_a$  et la tension composée  $u_{ab}$ , à savoir le spectre d'harmoniques de la tension simple  $v_a$  qui est représenté dans la figure **II.14**.

Le spectre d'harmoniques de la tension  $v_a$  représenté dans la figure **II.14** montre que l'augmentation de l'indice de modulation  $m$  permet de pousser les harmoniques de la tension de sortie vers la fréquence élevées. Et cette stratégie permet de varier l'amplitude et la fréquence du fondamental de la tension.

Les résultats de simulation obtenus, nous ont permis de valider le modèle adopté de l'onduleur de tension à deux niveaux et sa stratégie de commande à MLI.

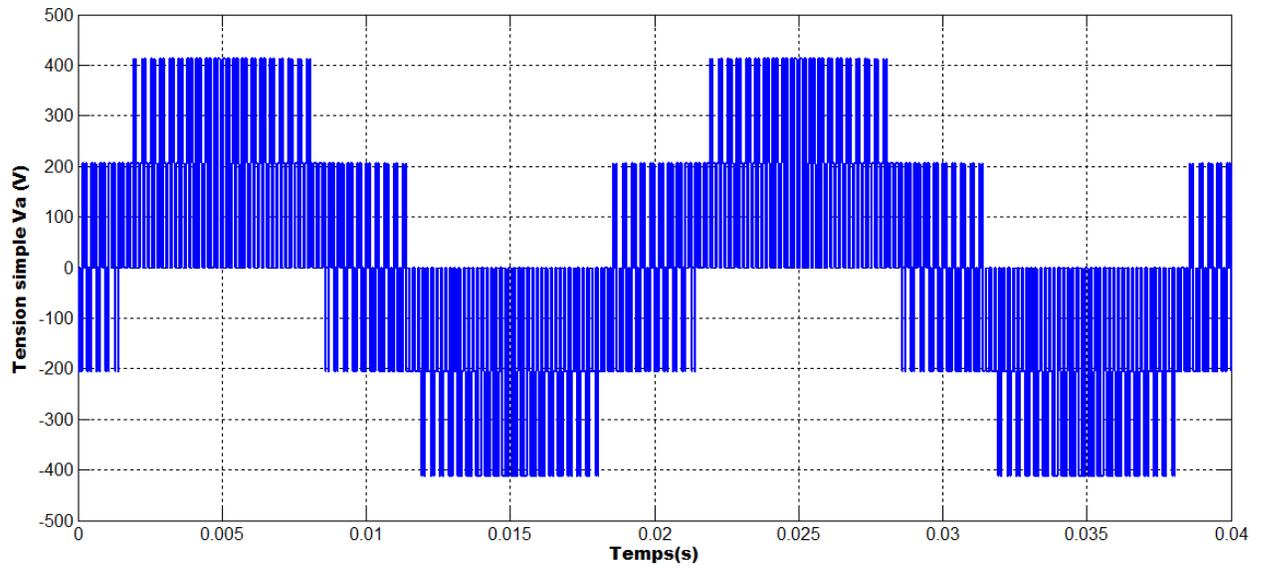


Figure II.12 : Tension simple  $v_a$ .

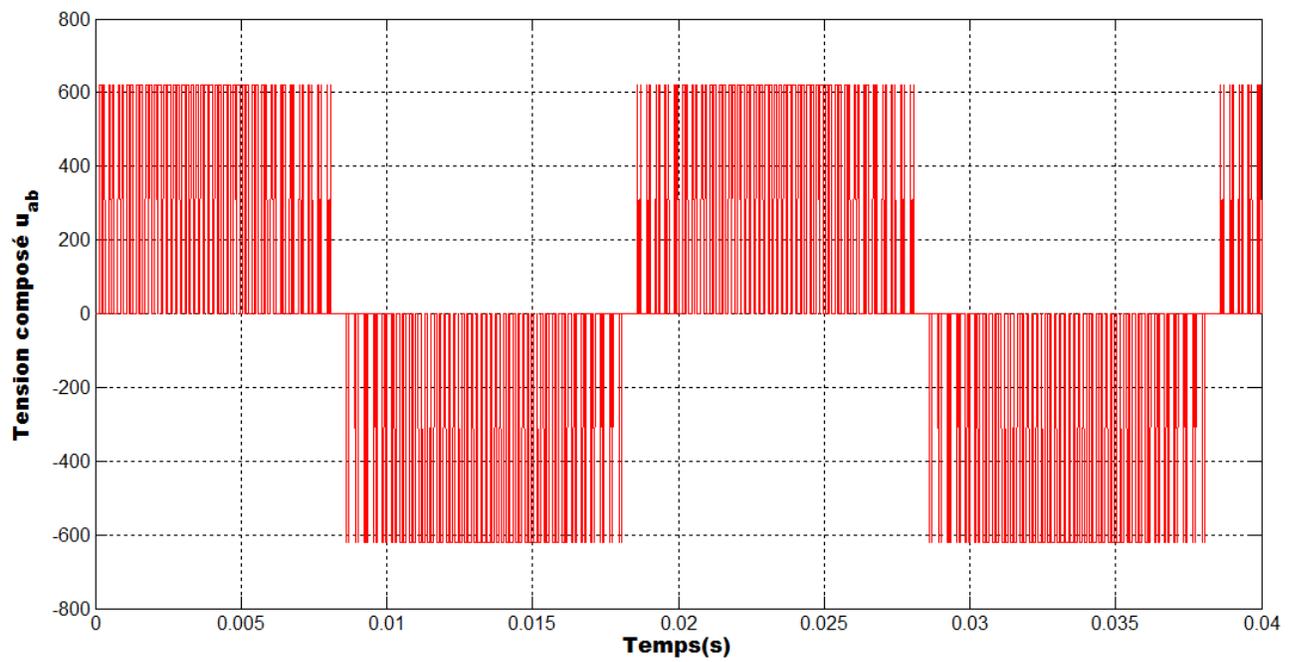


Figure II.13 : Tension composée  $u_{ab}$ .

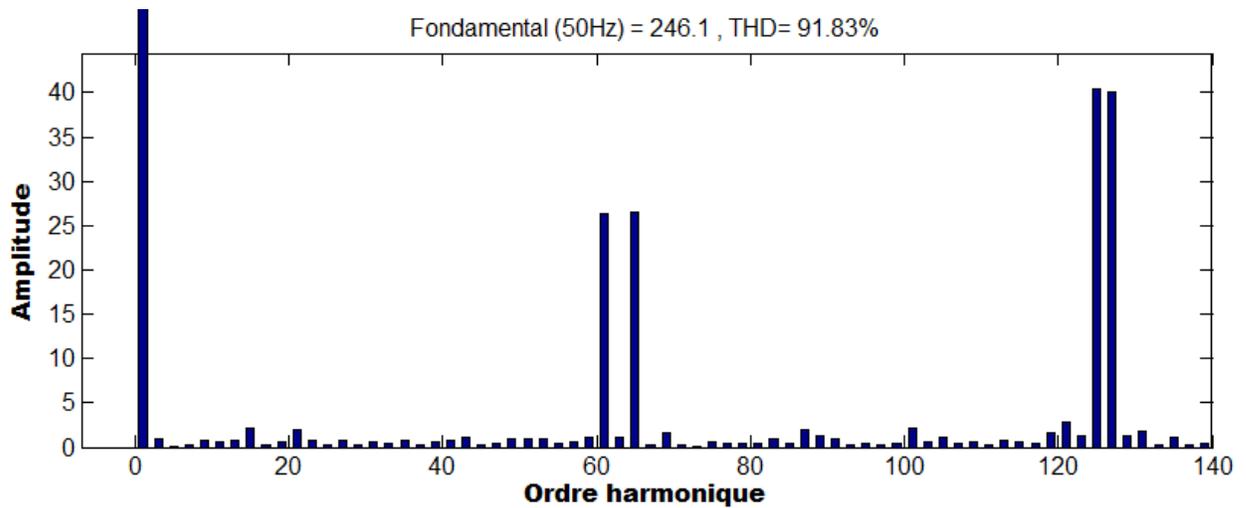


Figure II.14 : Spectre de la tension simple  $v_a$ .

### II.4 Simulation de l'association onduleur MLI- MSAP

Le schéma bloc du modèle de la MSAP associé à un onduleur est représenté par la figure II.15.

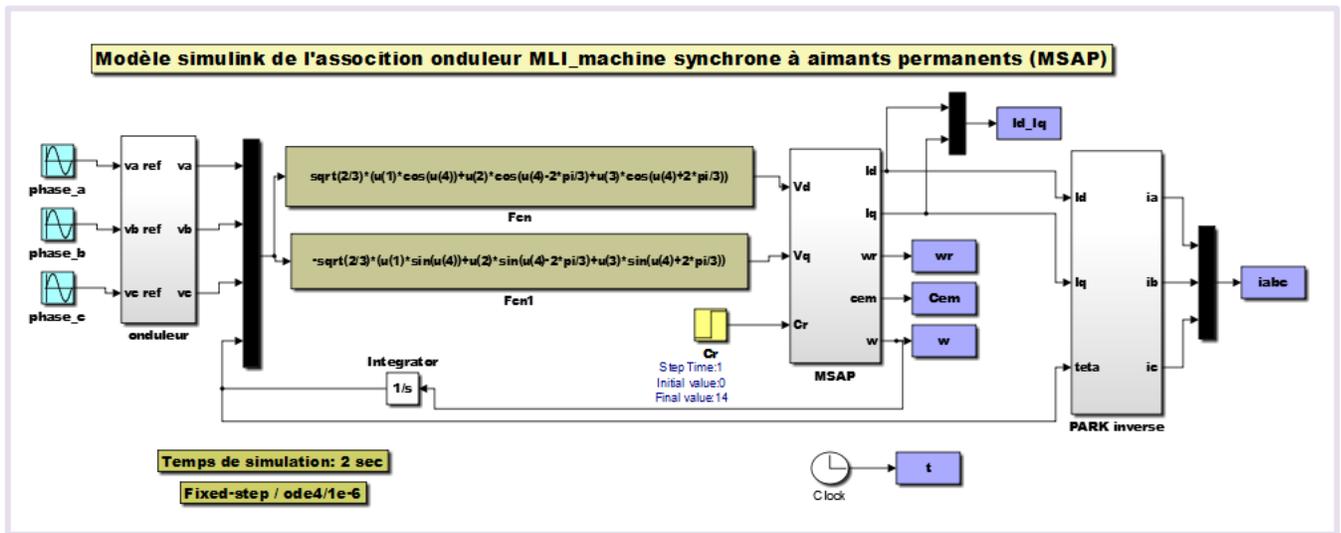


Figure II.15 : Schéma de simulation de l'association MSAP-onduleur à MLI

#### II.4.1 Résultats de simulation et interprétations

Nous avons simulé l'association convertisseur statique-MSAP, pour un démarrage à vide puis on a appliqué un couple résistant de  $C_r=14N.m$  à l'instant  $t=1s$ . L'onduleur est commandé par MLI sinusoïdal.

Les figures II.16-II.17 ci-dessus montrent les allures de l'alimentation de la MSAP par l'onduleur (MLI). Si on compare ces résultats avec ceux de la MSAP alimentée par le réseau on constate qu'ils sont similaires, sauf que la présence de l'onduleur engendre des ondulations. L'influence de l'onduleur se

manifeste sur les courants directs et en quadrature et sur le couple électromagnétique par les fortes ondulations.

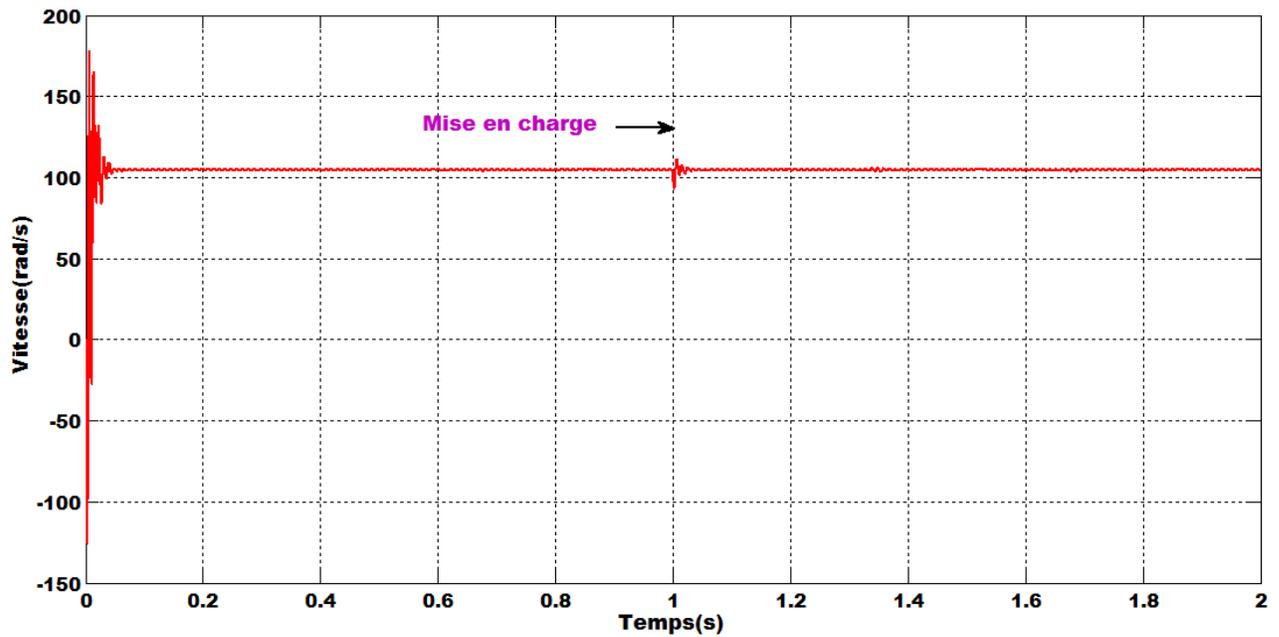


Figure II.16 : Vitesse angulaire  $\omega_r$ .

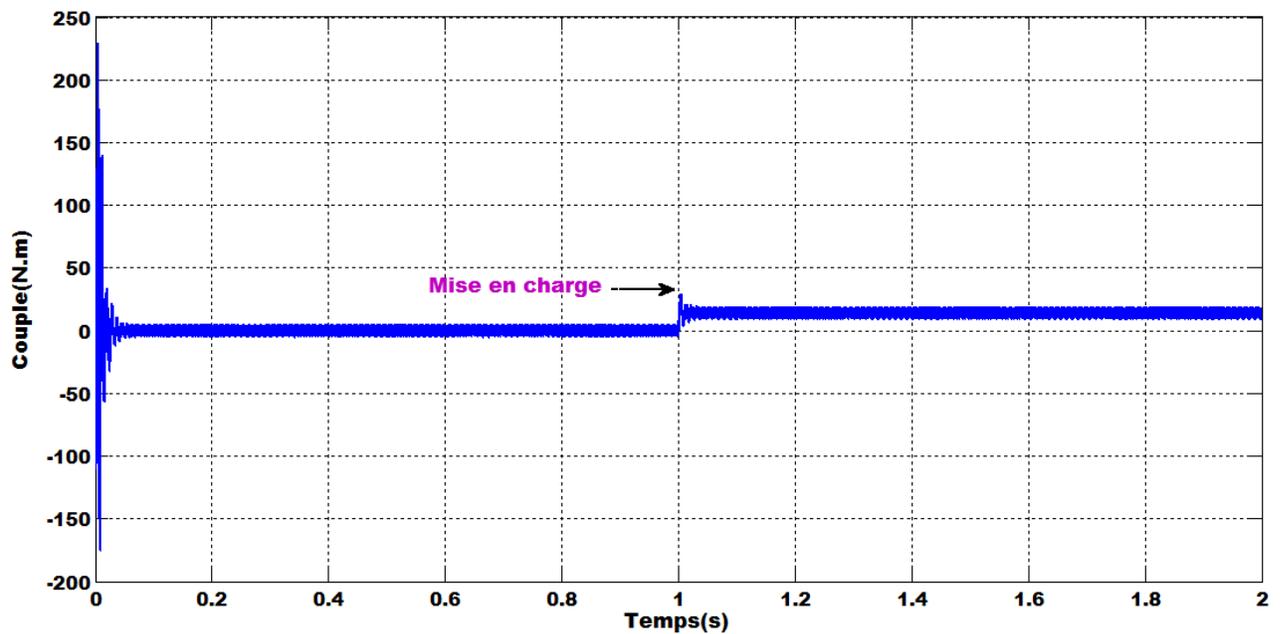


Figure II.17 : Couple électromagnétique  $C_{em}$ .

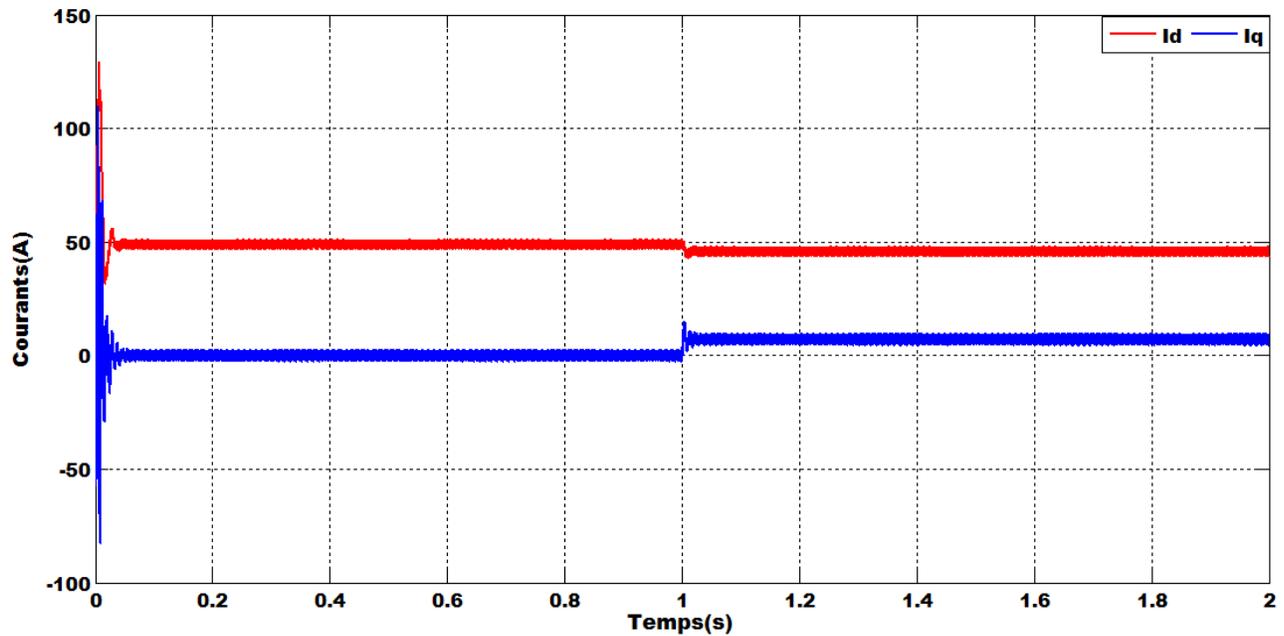


Figure II.18 : Courants statoriques  $I_d$  et  $I_q$ .

## II.5 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté la structure de la machine synchrone à aimants permanents, on a modélisé les différents éléments du système (convertisseur, MSAP), par ce que cette partie est nécessaire pour la commande de la MSAP.

En se basant sur un ensemble d'hypothèses simplificatrices, on a présenté le modèle mathématique de la MSAP et on a approuvé que cette approche implique l'obtention d'un ensemble d'équations différentielles non linéaire à coefficient variables dans le temps, difficile à étudier. Et c'est à l'aide de la transformation de Park que nous avons obtenu des équations considérablement simplifiées, le modèle devient plus simple et les non linéarités sont réduites.

Par la suite, nous avons présenté le modèle de l'onduleur de tension et de sa commande. Il s'agit de la technique de commande par MLI sinus-triangle, et en dernière partie, nous avons simulé, le modèle de la MSAP alimenté par une source parfaite, puis ont montré par un onduleur de tension commandé par MLI sinus-triangle.

Les résultats de simulation obtenus ont montré que les deux composantes du courant et le couple sont fortement couplée. Il est donc nécessaire de trouver un moyen pour rendre leur contrôle indépendant en vue d'améliorer les performances en régimes dynamiques. Donc, pour que la machine répond aux exigences des systèmes d'entraînement à vitesse variable, et avoir des hautes performances dans le régime dynamique, il faut faire un découplage entre ces variables. On appliquera une technique de commande appelée la commande vectorielle, cette technique sera développée dans le chapitre suivant.

**Chapitre III :**  
**COMMANDE VÉCTORIELLE DE LA MACHINE**  
**SYNCHRONE À AIMANTS**  
**PERMANENTS**

### III.1 Introduction

La commande d'un moteur à courant alternatif est difficile car le modèle mathématique du système dans le repère de Park est non linéaire et il est fortement couplé en raison du couplage complexe entre le rotor et l'induit du stator. C'est pour cette raison que sa commande est plus complexe que celui du MCC.

Pour contrecarrer cette difficulté et pour obtenir une situation équivalente à celle de la machine à courant continu à excitation séparée, Blaschke et Hasse en 1972, ont proposé une technique de commande dite commande vectorielle appelée aussi commande par orientation de flux FOC (Field Oriented Control) [21]. L'idée de base de cette stratégie est d'assimiler le comportement d'un moteur synchrone à celui d'un moteur à courant continu à excitation séparée. Autrement dit, les modèles linéaires et découplés peuvent améliorer leur comportement dynamique.

Ce chapitre présente l'application de la commande vectorielle à la machine synchrone à aimants permanents. Les boucles des courants et la boucle de vitesse seront régulées à l'aide de correcteurs classiques de type PI. L'efficacité et les performances de cette technique de commande seront testées à travers des simulations sous l'environnement de simulation Matlab/Simulink.

### III.2 Principe de commande vectorielle

En analysant l'équation du couple électromagnétique :

$$C_{em} = P \cdot \left( (L_d - L_q) \cdot I_d \cdot I_q + I_q \cdot \Phi_{sf} \right) \quad (\text{III.1})$$

Nous pouvons relever que le modèle est non linéaire et il est couplé. En effet, le couple électromagnétique dépend à la fois des grandeurs  $I_d$  et  $I_q$ .

La commande vectorielle des machines à courants alternatifs est maintenant bien connue. Le principe de la commande vectorielle est identique à celui de la commande d'une machine à courant continu à excitation séparée. Il faut cependant se placer dans un repère particulier où le couple électromagnétique s'exprime simplement en fonction des composantes des courants suivant les deux axes (axe  $d$  et axe  $q$ ) [1].

Pour réaliser un contrôle similaire à celui des machines à courant continu à excitation séparée, il est nécessaire de maintenir le courant ( $I_d = 0$ ) et de réguler la vitesse ou la position par le courant  $I_q$  via la tension  $V_q$ . Physiquement, cette stratégie revient à maintenir le flux de réaction d'induit en quadrature avec le flux rotorique produit par le système d'excitation [23]. L'expression du couple devient comme suit :

$$C_{em} = P \Phi_{sf} I_q \quad (\text{III.2})$$

Comme le flux  $\Phi_{sf}$  est constant, le couple est directement proportionnel à  $I_q$ .

Donc :

$$C_{em} = k_t I_q \quad (\text{III.3})$$

Avec :

$$k_t = P \phi_{sf} \quad (\text{III.4})$$

Nous constatons que l'équation du couple est analogue à celle du couple de la machine à courant continu à excitation séparée et qu'un contrôle indépendant du couple et du flux est établi.

### III.3 Découplage

Le modèle de la machine synchrone dans le référentiel de Park conduit à un système d'équations différentielles où les courants  $I_d, I_q$  ne sont pas indépendants l'un de l'autre. Ils sont reliés par des termes non linéaires  $L_q \omega I_q$  et  $L_d \omega I_d$  [24] [23].

$$\begin{cases} V_d = \left( R_s I_d + L_d \frac{dI_d}{dt} \right) - \omega L_q I_q \\ V_q = \left( R_s I_q + L_q \frac{dI_q}{dt} \right) + \omega (L_d I_d + \phi_{sf}) \end{cases} \quad (\text{III.5})$$

Ce couplage est éliminé par une méthode de compensation. Cette dernière méthode consiste à faire ajouter des termes afin de rendre les axes  $d$  et  $q$  complètement indépendants [24].

Le schéma de la description du couplage est illustré par la figure III.1.

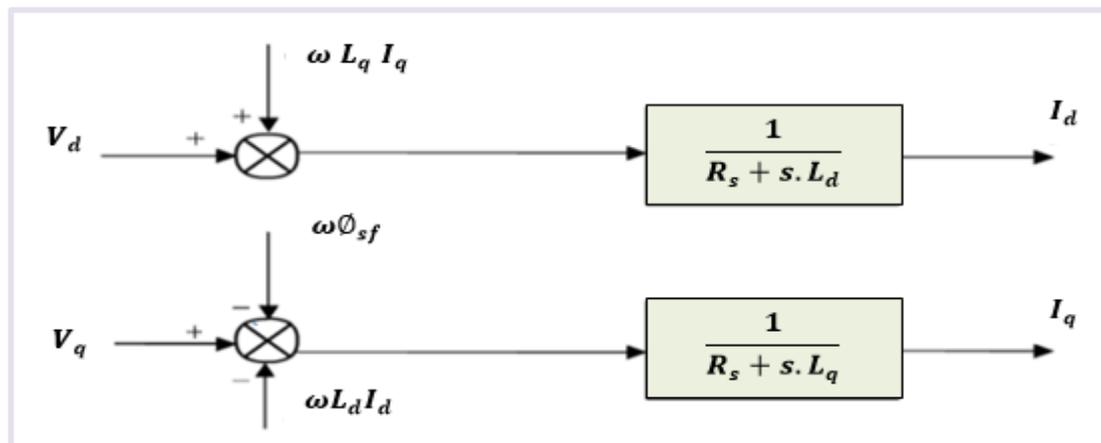


Figure III.1 : Description du couplage.

#### III.3.1 Technique de découplage

Il existe plusieurs techniques de découplage, parmi ces techniques on a [17] :

- Découplage par compensation ;
- Commande vectorielle indirecte (FOC) ;
- Découplage par régulateur.

Nous exposons par la suite la première technique qui fera l'objet de notre étude.

### III.3.1.1 Découplage par compensations

La compensation assure le découplage des axes d et q. Ce découplage permet d'écrire les équations de la machine et de la partie régulation d'une manière simple, et ainsi de calculer les coefficients des régulateurs [25].

Les tensions  $V_d$  et  $V_q$  dépendent à la fois des courants sur les axes «d» et «q», on est donc amené à implanter un découplage. Le principe de ce découplage revient à définir deux nouvelles variables de commande  $e_d, e_q$  représentées dans la figure III.3 [25] [24]:

$$\text{Avec : } \begin{cases} e_d = L_d \omega I_d \\ e_q = \omega (L_d I_d + \phi_{sf}) \end{cases} \quad (\text{III.6})$$

A partir des équations (III.5) et (III.6) on obtient :

$$\begin{cases} V_d = V_{d1} - e_d \\ V_q = V_{q1} + e_q \end{cases} \quad (\text{III.7})$$

$$\text{Avec : } \begin{cases} V_{d1} = L_d \frac{dI_d}{dt} + R_s I_d \\ V_{q1} = L_q \frac{dI_q}{dt} + R_s I_q \end{cases} \quad (\text{III.8})$$

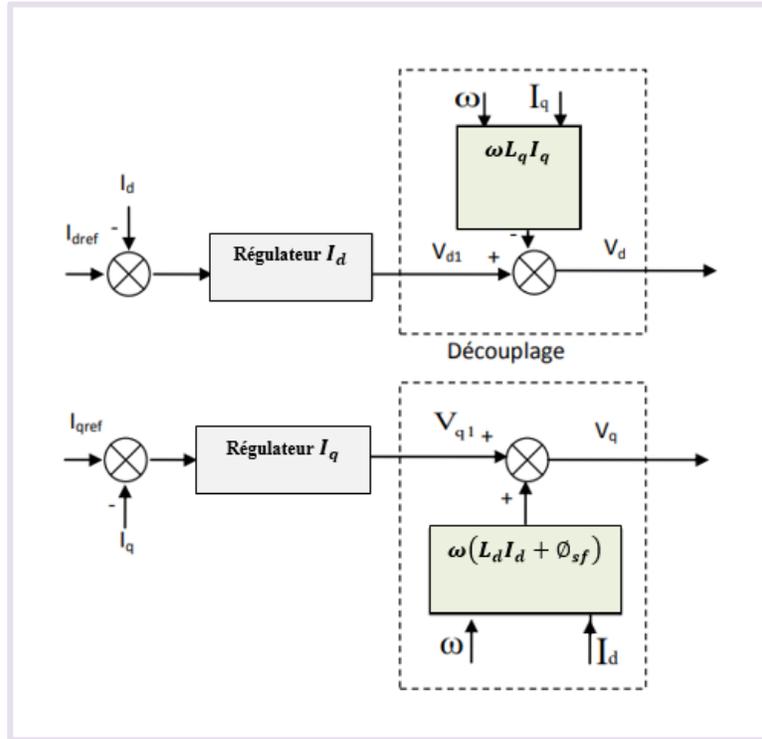
Alors, les courants  $I_d$  et  $I_q$  sont découplés. Le courant  $I_d$  ne dépend que de  $V_{d1}$  et  $I_q$  ne dépend que  $V_{q1}$  ; à partir de l'équation (III.8) les courant  $I_d$  et  $I_q$  s'écrivent de la façon suivante:

$$\begin{cases} I_d = \frac{V_{d1}}{R_s + s.L_d} \\ I_q = \frac{V_{q1}}{R_s + s.L_q} \end{cases} \quad (\text{III.9})$$

$s$ : 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 du principe de régulation des courants statoriques est représenté par la figure III.2.

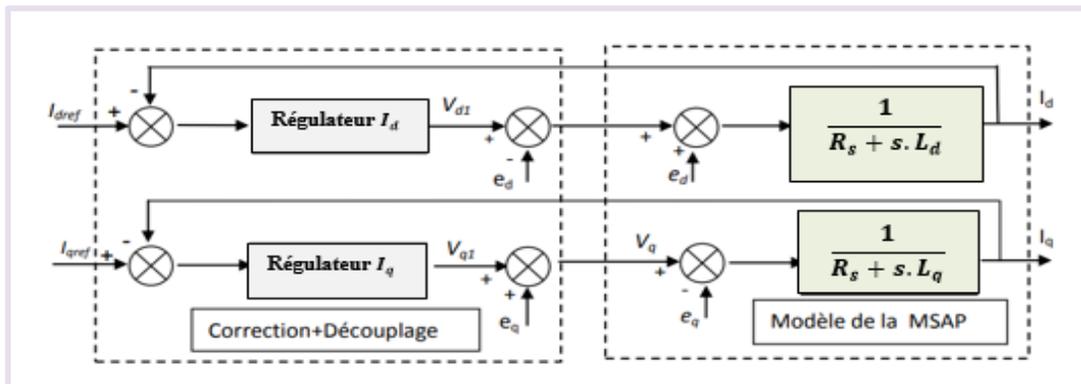


**Figure III.2** : Principe du découplage par compensation.

$V_{d1}$ : La tension à la sortie du régulateur de courant « $I_d$  » ;

$V_{q1}$ : La tension à la sortie du régulateur de courant « $I_q$  ».

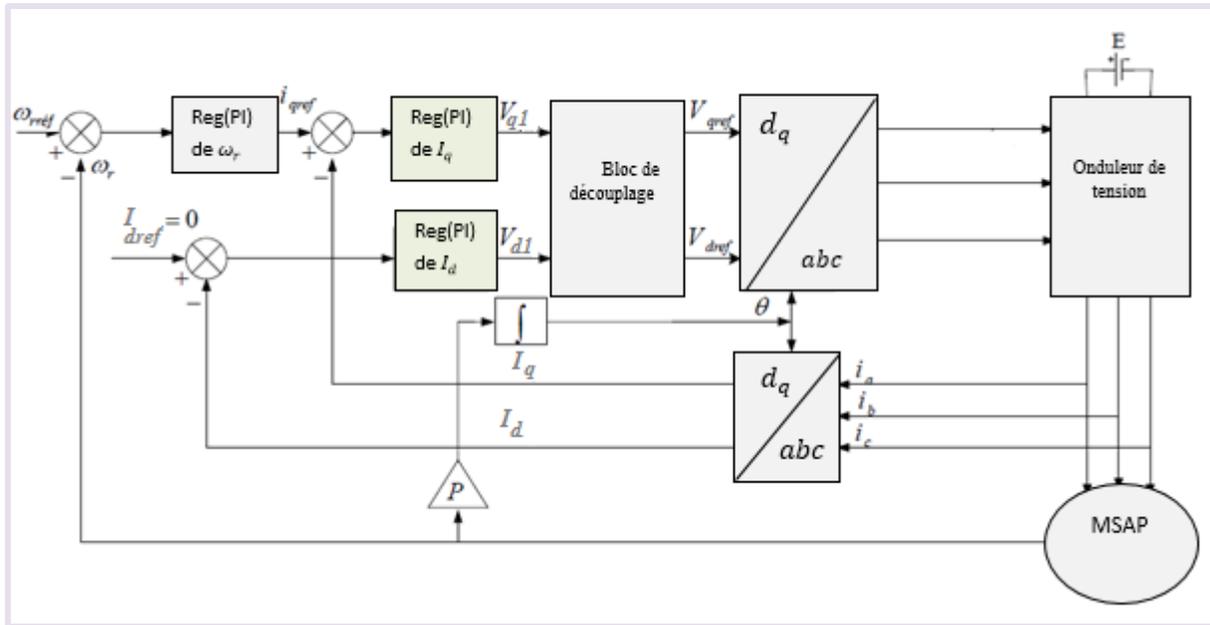
La MSAP associée au bloc de compensation est donnée par la figure **III.3**.



**Figure III.3** : Structure générale (découplage par compensation-MSAP).

### III.4 Description du système global

La figure **III.4** représente le schéma global de la commande vectorielle d'une machine synchrone à aimants permanents (MSAP) avec compensation dans le repère biphasé (d,q).



**Figure III.4 :** Schéma global de la commande vectorielle de la MSAP.

La MSAP étant découplée selon les deux axes (d,q), la régulation sur l'axe « d » est faite par une seule boucle, tandis que la régulation sur l'axe q est faite par deux boucles en cascade, l'une interne pour réguler le courant et l'autre externe pour réguler la vitesse.

La vitesse est régulée à travers la boucle externe, la sortie de son régulateur permet de générer le courant de référence  $I_{qref}$  qui est comparé à la valeur du courant  $I_q$  issue de la mesure des courants réels, et leur erreur est appliquée à l'entrée du régulateur du courant  $I_q$ . En parallèle avec cette boucle, on trouve une boucle de régulation du courant  $I_d$  qui est maintenu à zéro ( $I_{dref} = 0$ ).

Les sorties des régulateurs des courants  $I_d$  et  $I_q$  sont appliquées à un bloc de découplage qui permet de générer les tensions de référence  $V_{dref}$ ,  $V_{qref}$  et par passage du repère biphasé (d, q) au repère triphasé (a,b,c) qui nous donne les trois tensions de référence  $V_a$ ,  $V_b$ ,  $V_c$  de la commande à MLI de l'onduleur de tension [26].

### III.4.1 Calcul des régulateurs

Le rôle des régulateurs est de maintenir une grandeur de sortie égale à la grandeur de référence imposée malgré la présence des perturbations internes ou externes [27].

Les régulateurs standards du type PI et PID sont plus utilisées dans le domaine industriel. Pour notre étude, nous avons adopté un régulateur de type PI (proportionnel- intégral).

Lorsque le découplage entre l'axe  $d$  et l'axe  $q$  est réalisé, la régulation est effectuée à l'aide des régulateurs de type proportionnel – intégral (PI). L'action intégrale a pour effet de réduire l'écart entre la consigne et la grandeur régulée. L'action proportionnelle permet le réglage de la rapidité du système [24].

Le régulateur (PI) est une combinaison d'un régulateur P et d'un régulateur I.

La relation entre la sortie  $U_r(t)$  et le signal d'erreur  $\varepsilon(t)$  est donné par l'équation suivante :

$$U_r(t) = K_p(t) \cdot \varepsilon(t) + K_i(t) \int_0^t \varepsilon(t) dt \quad (\text{III.10})$$

Avec :

$$\frac{U_r(s)}{\varepsilon(s)} = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (\text{III.11})$$

$K_p$ : Gain proportionnel ;

$K_i$  : Gain intégral ;

$T_i$  : Constante de temps d'intégration, avec  $T_i = \frac{1}{K_i}$ .

La figure III.5 montre un régulateur PI.

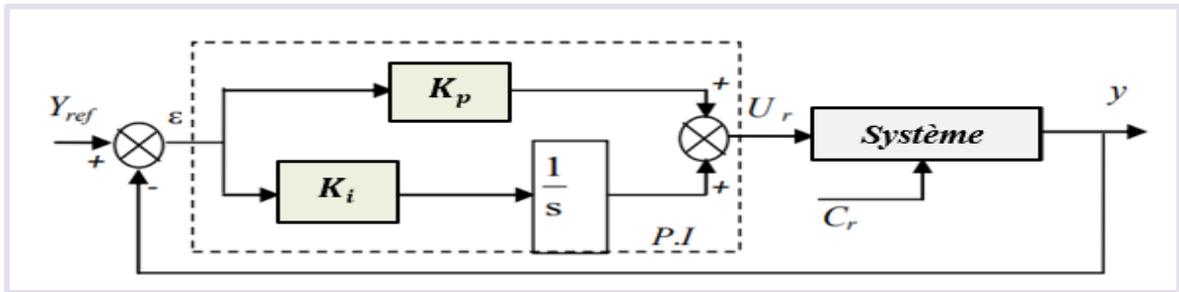


Figure III.5 : Régulateur PI.

La fonction de transfert sera :

$$U_r = \left( K_p + \frac{K_i}{s} \right) \varepsilon \quad (\text{III.12})$$

On peut aussi écrire l'équation du régulateur sous la forme suivante :

$$\text{PI} \longrightarrow \frac{U_r}{\varepsilon} = \frac{1+s.T_1}{s.T_2} \quad (\text{III.13})$$

Avec :

$$\begin{cases} K_p = \frac{T_i}{T_2} & (a) \\ K_i = \frac{1}{T_2} & (b) \end{cases} \quad (\text{III.14})$$

### III.4.2 Dimensionnement des régulateurs

#### a) Régulation du courant $I_q$

La commande de la MSAP s'effectue en contrôlant les courants  $I_d$  et  $I_q$ . Le système est composé d'une boucle de régulation de vitesse, qui impose la référence  $I_{qref}$ , le courant  $I_d$  est maintenu nul, la commande est effectuée par les régulateurs (PI) pour avoir une erreur statique nulle ( $\varepsilon = 0$ ).

Sachant que :

$$I_q = \frac{V_{q1}}{R_s + s.L_q} \quad (\text{III.15})$$

Et que la forme générale du régulateur (PI) est :  $\frac{1+s.T_{1q}}{s.T_{2q}}$ , donné par la figure III.6 :

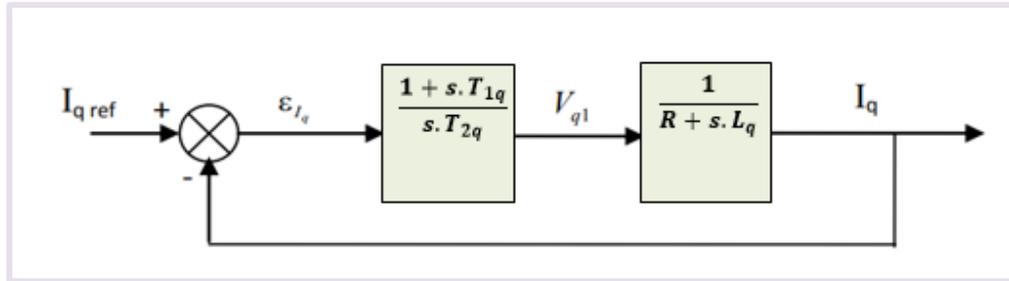


Figure III.6 : Boucle de régulation du courant  $I_q$ .

La fonction de transfert en boucle ouverte FTBO de la figure III.6 est donnée par :

$$\text{FTBO} = \frac{1+s.T_{1q}}{s.T_{2q}(R_s+s.L_q)} \longrightarrow \text{FTBO} = \frac{1+s.T_{1q}}{s.T_{2q}.R_s(1+s.\frac{L_q}{R_s})} \quad (\text{III.16})$$

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

$1+s.T_{1q} = 1 + s.\frac{L_q}{R_s}$  ce qui se traduit par la condition :

$$T_{1q} = \frac{L_q}{R_s} = \tau_q \quad (\text{III.17})$$

Avec  $\tau_q$ : constante de temps électrique.

Si on remplace l'équation (III.17), par sa valeur dans l'équation (III.16), on trouve :

$$\text{FTBO} = \frac{1}{s.R_s.T_{2q}} \quad (\text{III.18})$$

Pour la fonction de transfert en boucle fermée :

$$\text{FTBF} = \frac{\text{FTBO}}{1+\text{FTBO}} \quad (\text{III.19})$$

$$\text{FTBF} = \frac{1}{1+s.R_s.T_{2q}} \text{ de la forme } \left( \frac{1}{1+s.\tau_q} \right) \quad (\text{III.20})$$

Par identification, on trouve :

$$\tau_q = R_s.T_{2q} \longrightarrow T_{2q} = \frac{\tau_q}{R_s} \quad (\text{III.21})$$

En imposant le temps de référence :

$$T_r = 3 \cdot \tau_q \quad (\text{III.22})$$

On aura:

$$T_{2q} = \frac{T_r}{3 \cdot R_s} \quad (\text{III.23})$$

$T_r$  : Temps de réponse imposé ;

$\tau_q = \frac{L_q}{R_s}$  : Constante de temps électrique de l'axe « q » de la machine.

En remplaçant l'équation (III.21), dans l'équation (III.14b), on obtient :

$$K_t = \frac{R_s}{\tau_q} \quad (\text{III.24})$$

Si on remplace l'équation (III.22) dans (III.24) :

On obtient :

$$\begin{cases} K_{pq} = \frac{3 \cdot L_q}{T_r} \\ K_{iq} = \frac{3 \cdot R_s}{T_r} \end{cases} \quad (\text{III.25})$$

### b) Régulateur du courant $I_d$

La boucle de régulation selon l'axe « d » est présentée par la figure III.7.

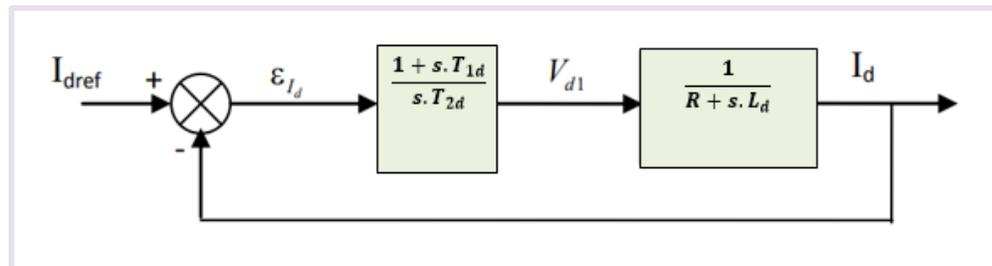


Figure III.7 : Boucle de régulation du courant  $I_d$ .

Pour la régulation du courant  $I_d$ , on suit la même procédure utilisée pour la régulation du courant  $I_q$ .

$$\text{FTBO} = \frac{1 + s \cdot T_{1d}}{s \cdot T_{2d} \cdot R_s \left(1 + s \cdot \frac{L_d}{R_s}\right)} \quad (\text{III.26})$$

$$\text{FTBF} = \frac{1}{1 + s \cdot R_s \cdot T_{2d}} \quad (\text{III.27})$$

Avec :



$$\text{Où : } \begin{cases} K_{p\omega} = \frac{T_{1\omega}}{T_{2\omega}} \\ K_{i\omega} = \frac{1}{T_{2\omega}} \end{cases} \quad (\text{III.31})$$

$F_0(s)$  : La fonction de transfert en boucle ouverte, telle que :

$$F_0(s) = \frac{P\phi_{sf}}{f(1+s\tau_q)+(1+s\tau_m)} \quad (\text{III.32})$$

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

La FTBF est donnée par :

$$F_{BF}(s) = \frac{F_\omega(s) \cdot F_0(s)}{1 + F_\omega(s) \cdot F_0(s)} \quad (\text{III.33})$$

Après les calculs, on trouve :

$$F_{BF}(s) = \frac{P\phi_{sf}(K_{p\omega}s + K_{i\omega})}{J\tau_q s^3 + (J + K_f\tau_q)s^2 + (P\phi_{sf}K_{p\omega} + K_f)s + P\phi_{sf}K_{i\omega}} \quad (\text{III.34})$$

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

$$P(s) = (Js^2) + (K_f + P\phi_{sf} \cdot K_{i\omega}) + P\phi_{sf}K_{i\omega} \quad (\text{III.35})$$

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

$s_{1,2} = \rho \cdot (1 \pm j)$ , il devient alors :

$$P(s) = s^2 + 2 \cdot \rho \cdot s + 2 \cdot \rho^2 \quad (\text{III.36})$$

Par identification terme à terme entre les équations (III.35) et (III.36), on trouve :

$$\begin{cases} K_{p\omega} = \frac{2J\rho - K_f}{P\phi_{sf}} \\ K_{i\omega} = \frac{2\rho^2 J}{P\phi_{sf}} \end{cases} \quad (\text{III.37})$$

$\rho = \xi \cdot \omega_n$ : Le produit de la pulsation propre du système  $\omega_n$  avec le facteur d'amortissement  $\xi$ .

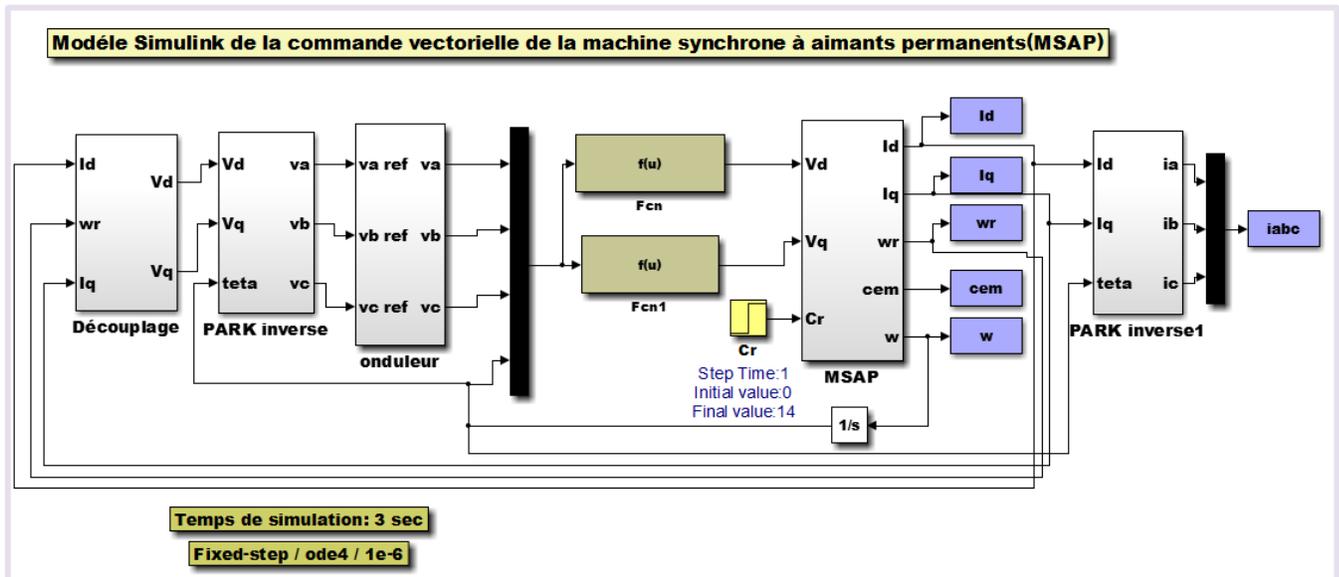
### III.5 Simulation de la commande vectorielle de la MSAP

La simulation a été effectuée sous l'environnement Matlab/Simulink. Dans cette partie on présentera la simulation de la commande vectorielle de la MSAP avec onduleur MLI.

#### III.5.1 Résultats de simulation de la MSAP avec l'onduleur MLI

La figure III.10 montre le modèle de simulation de la commande vectorielle de la MSAP alimentée par un onduleur triphasé à commande MLI. Les paramètres des régulateurs sont présentés dans l'annexe A.

Cette simulation utilise les modèles mathématiques de la MSAP et de l'onduleur triphasé à commande MLI élaborés dans le chapitre précédent.



**Figure III.10 :** Schéma bloc de la commande vectorielle de la MSAP avec onduleur MLI.

Pour but de tester la commande vectorielle indirecte par orientation du flux rotorique de la MSAP, nous avons simulé le système dans des conditions de fonctionnement variable à savoir la variation de la vitesse et la variation du couple de charge.

Le premier test simulé est réalisé pendant un temps de simulation de  $t=3s$ , où on a appliqué un couple de charge de  $14 \text{ N.m}$  à l'instant  $t=1s$ .

Pour montrer la robustesse de la commande vis-à-vis des variations brusques de la vitesse de rotation, on a appliqué une consigne de vitesse égale à  $100 \text{ rad/s}$  pendant une durée de temps  $t=2s$  puis on a inversé le sens de rotation du moteur à  $-100 \text{ rad/s}$  à partir de  $t=2s$ .

Les résultats de simulation correspondants sont reportés dans les figures III.11- III.15, on constate que ces résultats sont satisfaisants et la robustesse de cette commande est garantie vis-à-vis de ce fonctionnement.

On remarque aussi que :

- L'allure de la vitesse suit sa référence avec un dépassement pendant le régime transitoire. À l'instant où on applique la charge à  $t=1s$  la vitesse présente une chute qui est rejetée, puis rejoint

sa valeur de référence. Ce qui confirme le bon choix des coefficients de réglage du régulateur PI de la vitesse.

- Le couple électromagnétique présente un pic important au démarrage puis il commence à descendre jusqu'à atteindre une valeur presque nulle car il n'y a pas de charge (à vide). Lors de l'application de la charge à l'instant  $t=1s$ , on remarque que le couple augmente de façon à suivre le couple de charge.
- Pour les courants statoriques  $I_d$  et  $I_q$  selon le repère de Park, on constate un très bon découplage entre les deux courants, quel que soit la variation de la référence ou de la charge. Et on constate aussi que le courant  $I_q$  et le couple électromagnétique ont la même forme ce qui montre que le découplage est parfaitement réalisé. Donc, comme un moteur à courant continu à excitation séparée le couple électromagnétique  $C_{em}$  est l'image du courant  $I_q$ .

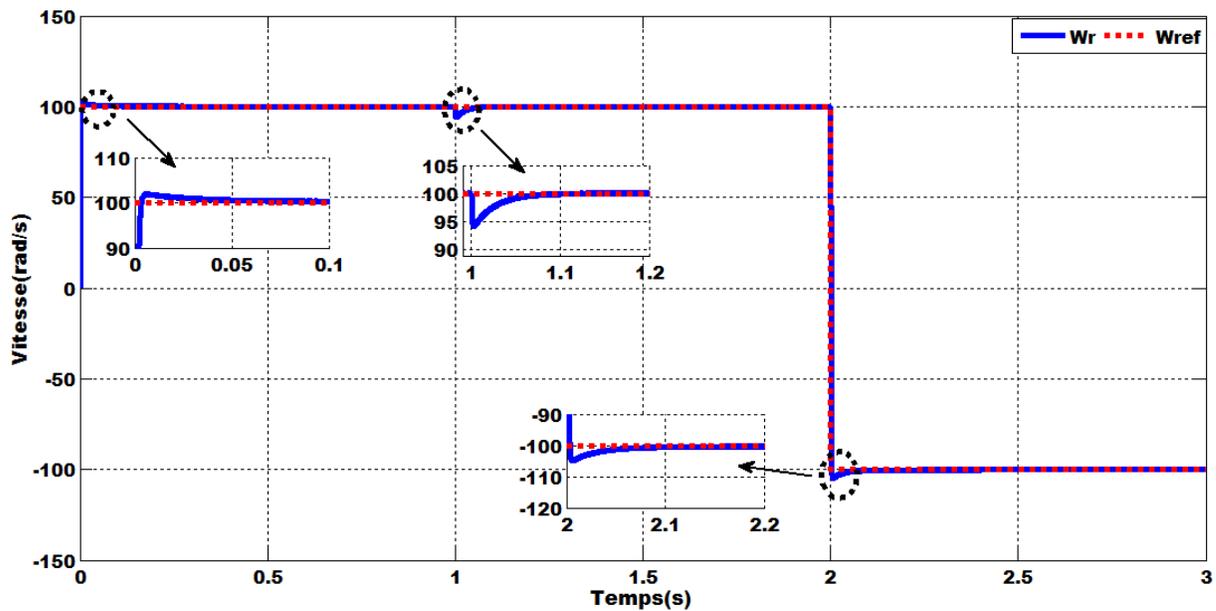


Figure III.11 : Vitesse de rotation  $\omega_r$ .

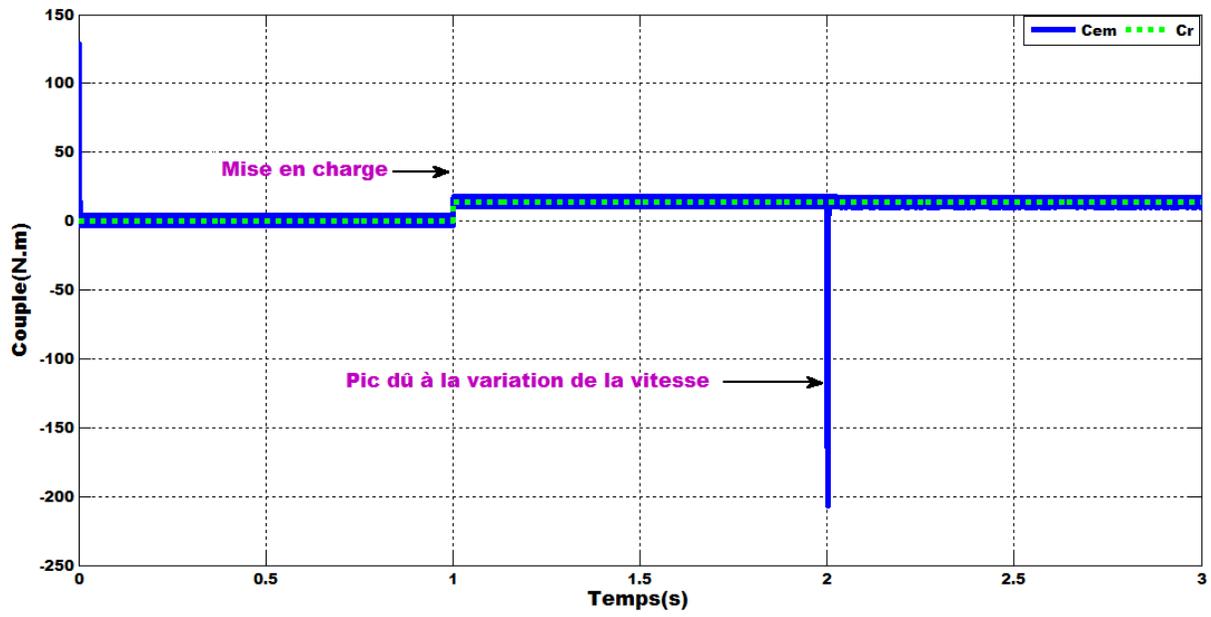


Figure III.12 : Couple électromagnétique  $C_{em}$ .

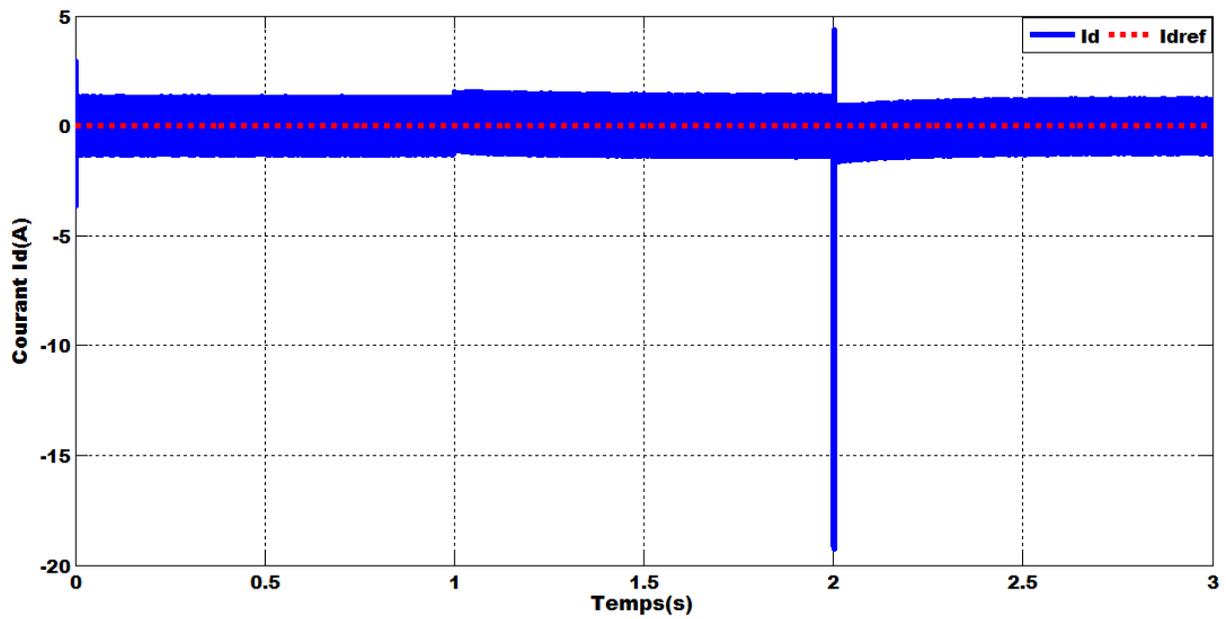


Figure III.13 : Courant direct  $I_d$ .

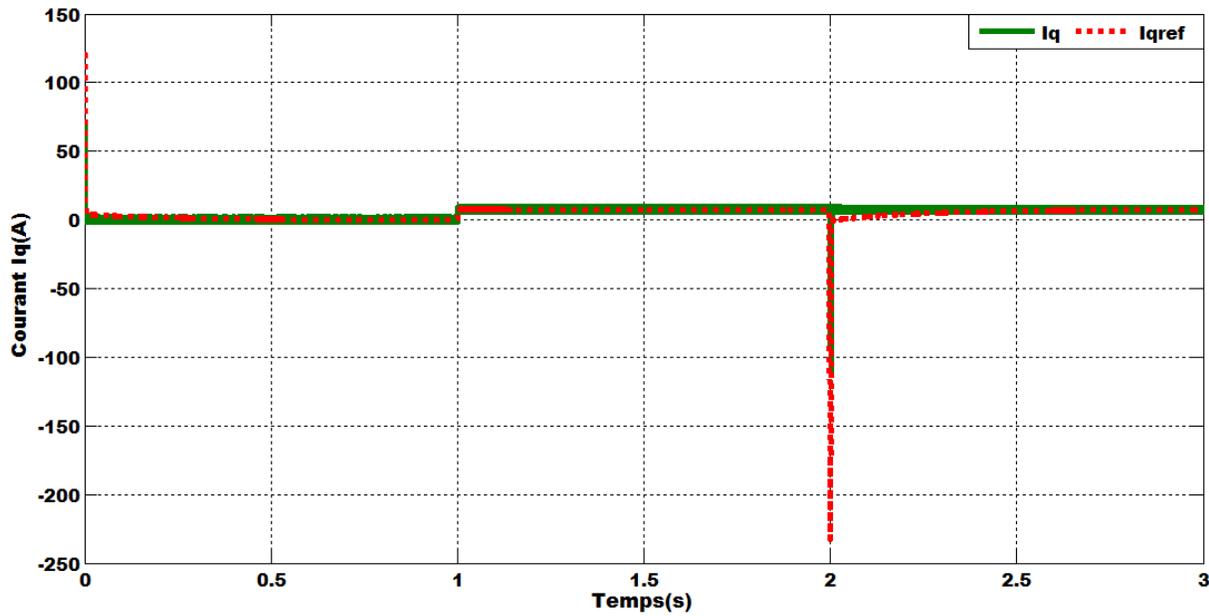


Figure III.14 : Courant quadratique  $I_q$ .

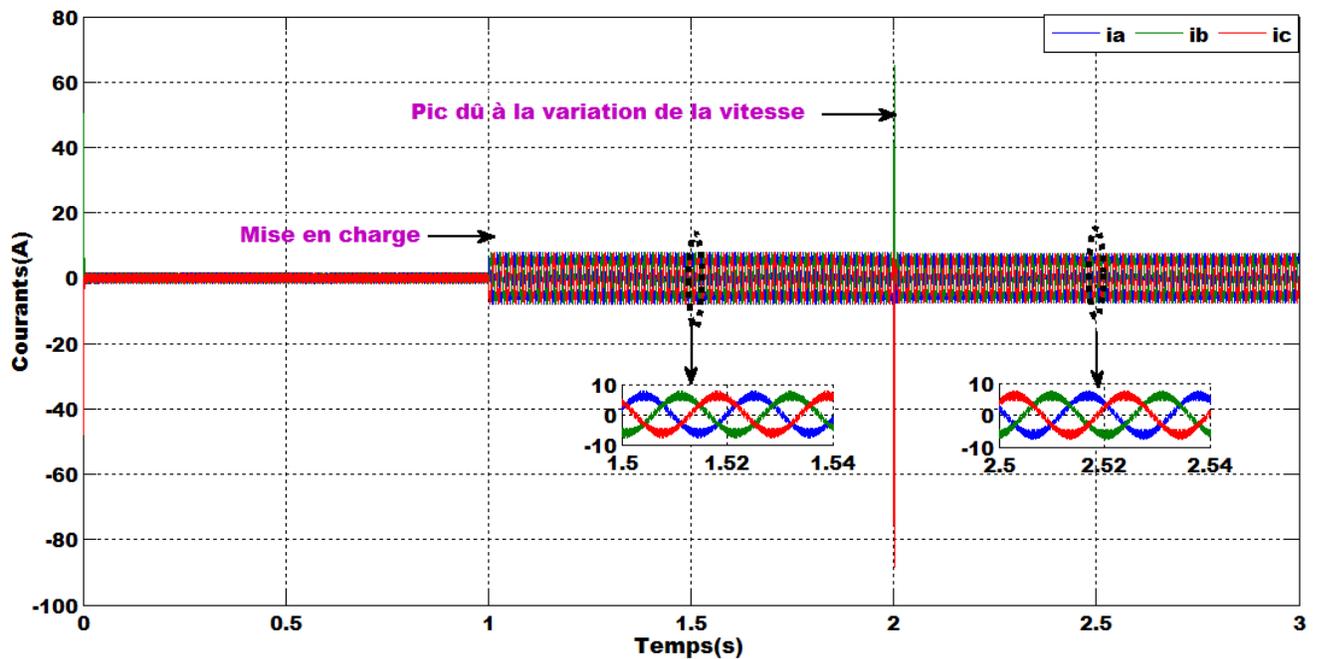


Figure III.15 : Courants statoriques triphasés  $i_{abc}$ .

### III.6 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons établi la technique de la commande vectorielle appliquée à la MSAP alimentée par un onduleur de tension à commande MLI. Cette technique, permet de découpler le couple électromagnétique et le flux magnétique, rendant ainsi le MSAP similaire au moteur à courant continu à excitation séparée.

Par la suite, nous avons présenté les résultats de simulations de la régulation par la commande vectorielle appliquée au MSAP alimenté par l'onduleur de tension. L'environnement de simulation Matlab/Simulink, est utilisé comme un outil de validation et de simulation.

Les résultats de simulation obtenus, nous ont permis de juger la qualité de la commande vectorielle. Ces derniers, nous ont permis d'obtenir des performances du couple dynamique satisfaisantes, qui se caractérisent par le temps de réponse faible et un rejet de la perturbation rapide, et une erreur statique nulle en régime permanent.

Les performances obtenues sont réalisées avec une structure simple. A partir d'un modèle de la MSAP non linéaire et couplé, on obtient un modèle découplé simple, qui permet de contrôler la vitesse du rotor.

La commande vectorielle présente une grande sensibilité aux incertitudes paramétriques. Puisque les régulateurs classiques PI de la vitesse et des courants selon Park sont dimensionnés à partir des paramètres de la machine ; lors des variations paramétriques, ceux-ci peuvent entraîner une dégradation des performances de contrôle.

La dégradation des performances de contrôle a amené les chercheurs à introduire de nouvelles techniques de commande afin d'obtenir des performances meilleures. La commande par logique floue connue par sa robustesse, fera l'objet du chapitre suivant.

**CHAPITRE IV :**  
**COMMANDE PAR LOGIQUE FLOUE DE LA**  
**MACHINE SYNCHRONE A AIMANTS**  
**PERMANENTS**

## IV.1 Introduction

La logique floue, ou plus généralement le traitement des incertitudes, est l'une des classes de l'intelligence artificielle. Elle a pour objet l'étude et la représentation des connaissances imprécises et le raisonnement approché. Elle a été connue la première fois comme une branche mathématique complémentaire à la théorie de la logique classique, puis elle a trouvé sa place parmi les techniques de commande basées sur l'intelligence artificielle.

Cette logique a été créée par le professeur Lotfi Zadeh en 1965 à l'université de Berkley en Californie en se basant sur sa théorie mathématique des ensembles flous, qui est une généralisation de la théorie des ensembles classiques. La première application expérimentale de cette technique de commande est celle réalisée par Mamdani.

Ce chapitre sera consacré à la présentation du principe de la commande par logique floue, et sa méthode de mise en application. Après la présentation de la technique de la logique floue, l'efficacité et les performances de cette technique de commande seront testées à travers des simulations sous l'environnement de simulation Matlab/Simulink.

Finalement et afin de vérifier les améliorations apportées par la commande logique floue, dans les mêmes conditions de fonctionnement et dans les mêmes configurations de simulations, une étude comparative avec la commande vectorielle sera présentée.

## IV.2 Principe de la logique floue

L'idée de base a pris naissance lorsqu'on a constaté la difficulté de programmer un automate en vue de la réalisation d'une tâche, cependant jugée simple à réaliser par un être humain. Le mode de raisonnement humain et le moyen de formaliser la connaissance humaine dans un langage accessible à une machine constituent, donc, les deux principaux sujets de réflexion qui ont mené à l'apparition de la logique floue [28].

Le concept de logique floue vient de la constatation que la variable booléenne, qui ne peut prendre que deux valeurs (vraie ou fausse) est mal adaptée à la représentation de la plupart des phénomènes courants. En effet, cette logique classique considère qu'une proposition est soit vraie soit fausse. En revanche, la logique floue distingue une infinité de valeurs de vérité (entre 0 et 1) [14].

Pour bien, mettre en évidence le principe fondamental de la logique floue, on présente un simple exemple, celui de la température de l'eau.

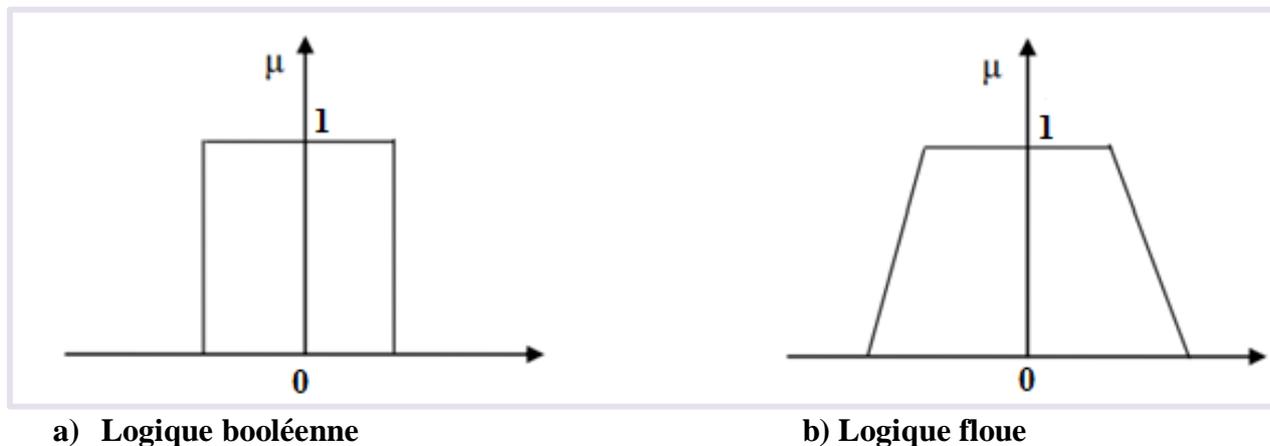
Dans le cas de la logique booléenne classique, on réagirait de façon binaire soit l'eau est « froide » soit l'eau est « chaude ». C'est à dire qu'au fur et à mesure qu'on augmenterait la température de l'eau, elle restera toujours dans un extrême ou l'autre. Avec la logique floue, il est possible d'admettre de nouvelles valeurs, on aurait plutôt tendance à dire : l'eau est « un peu moins froide », l'eau est « tiède », l'eau est « bientôt chaude » avec des ensembles des possibles est bien plus large que le premier ensemble binaire dont on a parlé.

### IV.3 Bases mathématiques de la logique floue

#### IV.3.1 Théorie des ensembles floues

Un ensemble flou A dans un univers de discours X, cet ensemble flou est caractérisé par une fonction d'appartenance  $\mu_A$  qui prend des valeurs entre 0 et 1 à la différence pour l'ensemble booléen qui prend deux valeurs 0 ou 1

La figure **IV.1** représente Fonction caractéristique d'appartenance pour la logique booléenne et la logique floue.



**Figure IV.1 :** Fonction caractéristique d'appartenance pour la logique booléenne et la logique floue.

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

$$\mu_A : X \longrightarrow [0,1] \quad (\text{IV.1})$$

Où  $\mu_A(x)$  est le degré d'appartenance de l'élément  $x$  à l'ensemble flou A.

On peut présenter l'ensemble flou A comme suit :

$$A = \{(x, \mu_A(x)) / x \in X\} \quad (\text{IV.2})$$

Une autre représentation (seulement une représentation, il n'y a pas de calcul ni d'intégrale ni de somme) de A est :

Dans le cas continu :

$$A = \int_X \frac{\mu_A(x)}{x} \quad (\text{IV.3})$$

Dans le cas discret :

$$A = \sum_{i=1}^n \frac{\mu_A(x_i)}{x_i} \quad (\text{IV.4})$$

#### IV.3.2 Fonction d'appartenance

La fonction d'appartenance  $\mu$  comprise entre 0 et 1 est associée au sous ensemble  $E_1$  de  $T(X)$  et à la variable X, dont l'ensemble des valeurs possible est  $T(X)$ . Elle s'appelle aussi, degré d'appartenance ou coefficient d'appartenance ou degré de possibilité, qui est la possibilité que la variable  $\mu$  ait la qualité associée au sous-ensemble  $E_1$ . Elle est utilisée pour faire le traitement mathématique des variables linguistiques dans le but de traiter des déductions floues par ordinateur.

On attribue à chaque valeur de la variable linguistique des fonctions d'appartenances  $\mu$ , une valeur déterminée pour la variable X sera désignée par facteur d'appartenance. Ils existent plusieurs formes de la fonction d'appartenance à s'avoir [29]:

a) **Fonction triangulaire figure III.2-a**

$$\mu(x) = \begin{cases} \frac{x-a}{b-a} & a < x \leq b \\ \frac{c-x}{c-b} & b < x \leq c \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases} \tag{IV.5}$$

b) **Fonction d'appartenance trapézoïdale figure III.2-b**

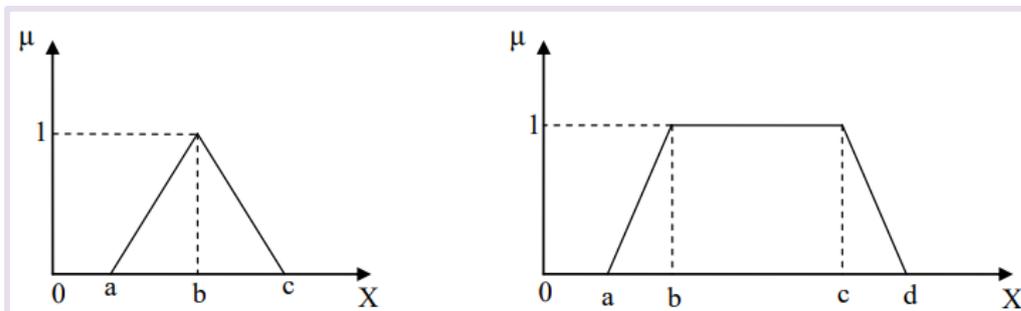
$$\mu(x) = \begin{cases} \frac{x-a}{b-a} & a < x \leq b \\ 1 & b < x \leq c \\ \frac{d-x}{d-c} & c < x \leq d \\ 0 & \text{ailleurs} \end{cases}$$

(IV.6)

c) **Fonction d'appartenance gaussienne figure III.2-c**

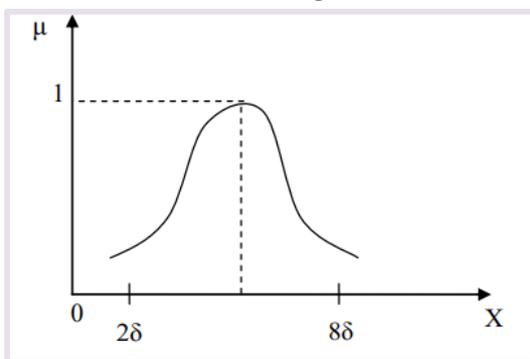
$$\mu(x) = \exp\left[-\left(\frac{x-m}{\delta}\right)^2\right] \quad -\infty < x \leq +\infty \tag{IV.7}$$

La figure III.2 représente les formes de ces trois types de fonctions d'appartenance.



a) **Forme triangulaire**

b) **Forme trapézoïdale**



c) **Forme gaussienne**

**Figure IV.2 :** Différentes formes de la fonction d'appartenance.

#### IV.4 Opérateurs de la logique floue

Les opérateurs flous d'écrivent comment des ensembles flous interagissent ensembles. On regardera certaines opérations.

Soit A et B deux sous-ensembles flous dans X caractérisé respectivement par  $\mu_A(x)$  et  $\mu_B(x)$ .

##### a) Egalité

On dit que A et B sont égaux si seulement :

$$\mathbf{b} \quad \mu_A(x) = \mu_B(x) \quad \forall x \in X \quad \text{(IV.8)}$$

On a dit que A est inclus dans B si et seulement si :

$$\mu_A(x) \leq \mu_B(x) \quad \forall x \in X \quad \text{(IV.9)}$$

##### c) Complément (opérateur NON)

Le complément A' de A est définit par :

$$\mu_{A'}(x) = 1 - \mu_A \quad \forall x \in X \quad \text{(IV.10)}$$

##### d) Intersection (opérateur ET)

L'opérateur ET est réalisé dans la plupart des cas par la formation du minimum. Appliqué aux fonctions d'appartenance  $\mu_A(x)$  et  $\mu_B(x)$ , cet opérateur s'exprime par :

$$\mu_{A \cap B}(x) = \text{Min}(\mu_A(x), \mu_B(x)) \quad \forall x \in X \quad \text{(IV.11)}$$

L'opérateur peut également être réalisé par la formation du produit selon la relation suivante :

$$\mu_{A \cap B}(x) = \mu_A(x) \mu_B(x) \quad \text{(IV.12)}$$

##### e) Union (opérateur OU)

La réalisation de l'opérateur OU au niveau de la logique floue se fait en général par la formation du maximum. Cet opérateur s'exprime par :

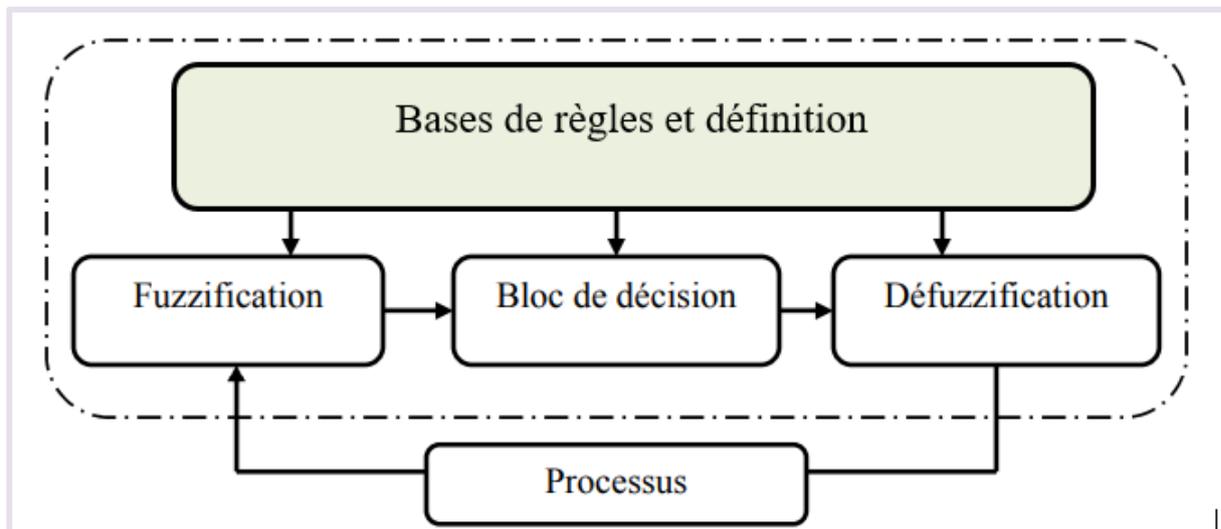
$$\mu_{A \cup B}(x) = \text{Max}(\mu_A(x), \mu_B(x)) \quad \forall x \in X \quad \text{(IV.13)}$$

#### IV.5 Structure générale d'un système de commande floue

Le système de commande flou se compose [14] :

- D'une base des règles, qui contient les règles floues et paramètres des fonctions d'appartenance ;
- D'une logique de prise de décision ;
- D'une interface de FUZZIFICATION, laquelle permet de transformer les grandeurs mesurées d'entrée en grandeurs floues ;
- D'une interface de DEFFUZZIFICATION à la sortie, qui consiste la transformation des résultats flous en sorties précises.

La figure **IV.3** illustre la structure générale d'un modèle flou.



**Figure IV.3** : Structure générale d'un modèle flou.

Il faut transformer les variables réelles à l'entrée du régulateur flou, c'est à dire celles qui ont une réalité physique, en variables floues. On appelle cette étape la fuzzification. On utilise alors ces variables floues dans un mécanisme d'inférence qui crée et détermine les variables floues de sortie en utilisant les opérations sur les fonctions d'appartenance. Enfin, on opère à la défuzzification qui consiste à extraire une valeur réelle de sortie à partir de la fonction d'appartenance du sous-ensemble flou de sortie établi par le mécanisme d'inférence [30].

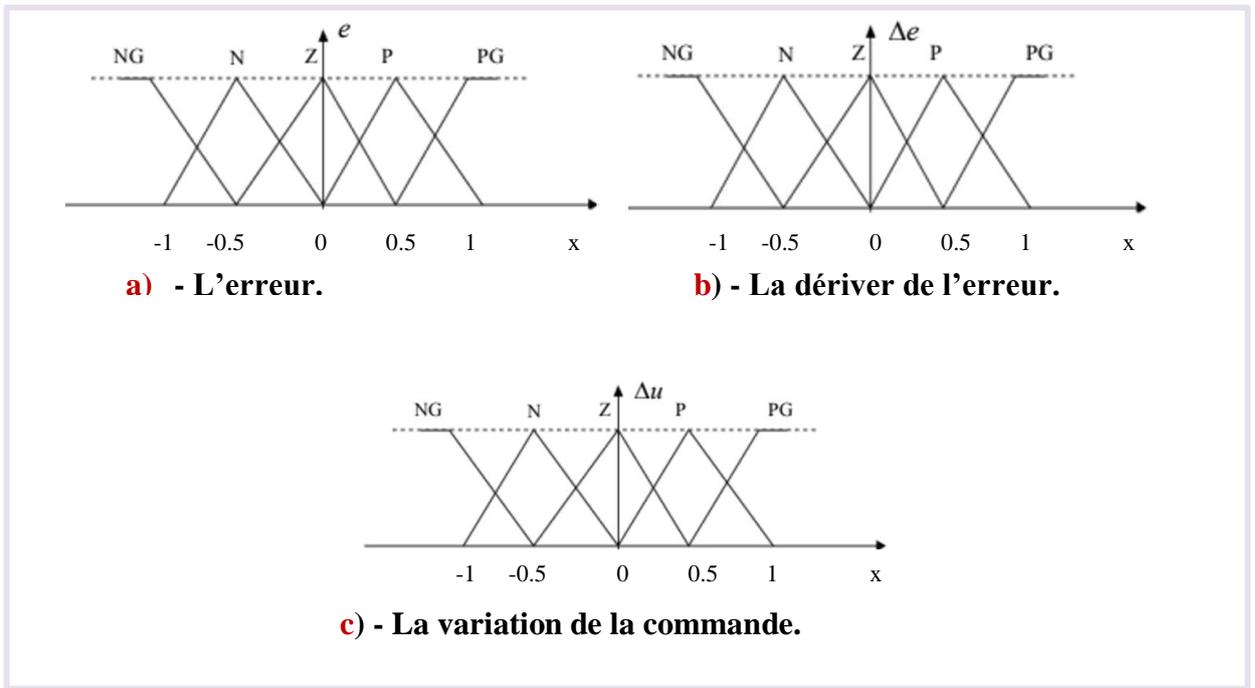
#### IV.5.1 Fuzzification

La fuzzification est la première étape de la logique floue qui permet de transformer une entrée classique en valeur linguistique.

Des valeurs d'entrée sont traduites en concepts linguistiques représentés comme des ensembles flous. Les fonctions d'appartenance sont appliquées aux mesures et des degrés de vérités sont établis pour chaque proposition.

Les ensembles flous des variables d'entrée, de sortie et leurs fonctions d'appartenance sont présentés comme suit :

La figure **IV.4** illustre les fonctions d'appartenance pour les variables d'entrée et de sortie.



**Figure IV.4 :** Les fonctions d'appartenance pour les variables d'entrée et de sortie.

Les classes sont nommées : **N** : Négative, **Z** : Zéro ou nulle, **P** : positive, et **NG** : négatif grand, **PG** : positif grand.

A partir de l'étude du comportement du système, nous pouvons établir les règles de commande, qui relie la sortie avec les entrées. Comme nous l'avons mentionné, chacune des deux entrées linguistiques du contrôleur flou possède cinq ensembles flous, ce qui donne un ensemble de vingt-cinq règles. Celles-ci peuvent être représentées par la matrice d'inférence suivante figure **IV.5**.

|     |    | $\Delta e$ |    |   |    |    |
|-----|----|------------|----|---|----|----|
|     |    | NG         | N  | Z | P  | PG |
| $e$ | NG | NG         | NG | N | N  | Z  |
|     | N  | NG         | N  | N | Z  | P  |
|     | Z  | N          | N  | Z | P  | P  |
|     | P  | N          | Z  | P | P  | PG |
|     | PG | Z          | P  | P | PG | PG |

**Figure IV.5 :** Matrice d'inférence des règles floues.

### IV.5.2 Base de règles (connaissances)

Une base de règle floue est un ensemble de règles floues, qui permet de décrire le comportement d'un système. Ces règles permettent de déterminer le signal de sortie du contrôleur en fonction des signaux d'entrées pour donner un système final.

Elles peuvent être fournies par un expert ou peuvent être extraites de données numériques. Dans les deux cas, les règles prennent la forme « Si permise Alors conclusion ». D'une manière générale la base de règle d'un système flou doit respecter les conditions de complétude à fin d'assurer le bon fonctionnement de ce dernier [31].

### IV.5.3 Inférence floue

La stratégie de réglage dépend essentiellement des inférences adoptées, elles lient les grandeurs mesurées, qui sont les variables d'entrées (transformées en variables linguistiques à l'aide de la fuzzification) aux variables de sorties. Dans le cas du réglage par logique floue, ils'agit d'inférences avec plusieurs règles. Les inférences souvent prennent la forme suivante:

- **SI** (l'ensemble des conditions sont satisfaites),
- **ALORS** (l'ensemble des conséquences peuvent être supposées).

Un moteur d'inférence est un ensemble de plusieurs règles. L'opérateur '**ET**' s'applique aux variables à l'intérieur d'une règle, tandis que l'opérateur '**OU**' lie les différentes règles. Il existe plusieurs possibilités pour réaliser ces opérateurs qui s'appliquent aux fonctions d'appartenances. On introduit alors la notion de méthode d'inférence. Elle détermine la réalisation des différents opérateurs dans une inférence. Nous distinguons une variété importante d'inférences floues, mais nous nous contentons d'en présenter trois méthodes d'inférence [32] :

- La méthode d'inférence max-min ;
- La méthode d'inférence max-produit ;
- La méthode d'inférence somme-produit.

Les trois inférences diffèrent par la manière par laquelle les sorties sont déterminées.

### IV.5.4 Déffuzzification

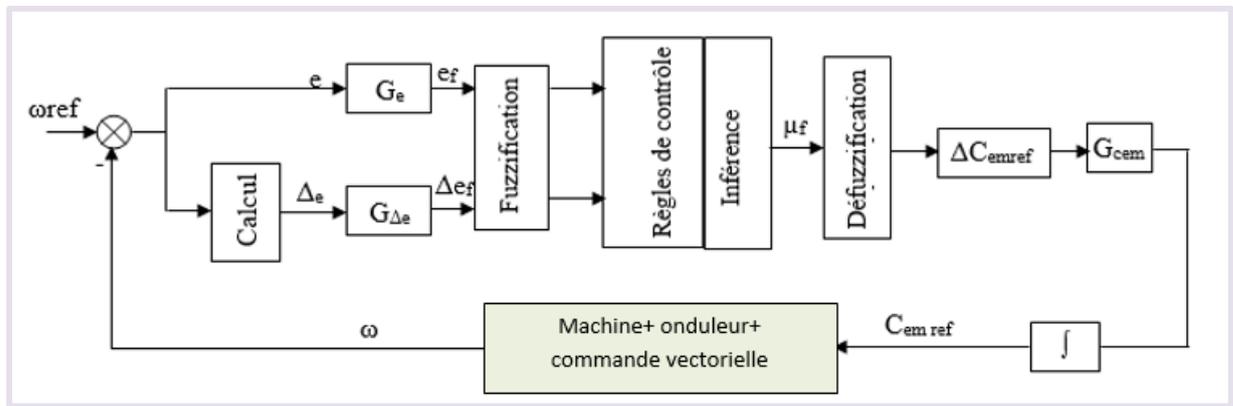
Comme on l'a vu à la section précédente, les méthodes d'inférences fournissent une information floue pour la variable de sortie du contrôleur, il faut prévoir une transformation de cette information floue en une information déterminée. Cette transformation de cette information est appelée défuzzification (concrétisation) [30]. Plusieurs méthodes existent, les plus couramment utilisées sont:

- Méthode du centre de gravité ;
- Méthode de moyenne de maximum ;
- Méthode de moyenne pondérée.

## IV.6 Application de la logique floue à la commande de la MSAP

### IV.6.1 Réglage de la vitesse par régulateur flou

La figure **IV.6** présente le schéma du principe d'un régulateur flou (FLC, fuzzy logique controller) proposé par Mamdani pour les systèmes mono-entrée/mono-sortie.



**Figure IV.6 :** Schéma bloc d'un régulateur flou (FLC).

D'après ce schéma, le régulateur flou se compose :

- D'un bloc de calcul de la variation de l'erreur ;
- D'un bloc de fuzzification de l'erreur et de sa variation ;
- De la logique utilisée pour l'évaluation des règles du régulateur flou (inférence) ;
- D'un bloc de défuzzification utilisé pour convertir la variation de la commande floue en une valeur numérique ;
- D'un bloc sommateur.

#### IV.6.2 Loi de commande

Cette loi est fonction de l'erreur et de sa variation tel que  $C_{em} = f(e, \Delta e)$ . Par conséquent, l'activation de l'ensemble des règles de décision associées donne la variation de la commande  $\Delta C_{em\_ref}$ , permettant ainsi l'ajustement d'une telle commande. Dans la plupart des cas, cette variation de commande est obtenue par une simple lecture dans une table de décision définie hors ligne [33].

La forme la plus générale de cette loi de commande est :

$$C_{em\_ref}(k+1) = C_{em\_ref}(k) + G_{\Delta cem} \cdot \Delta C_{cemref} \quad (\text{IV.14})$$

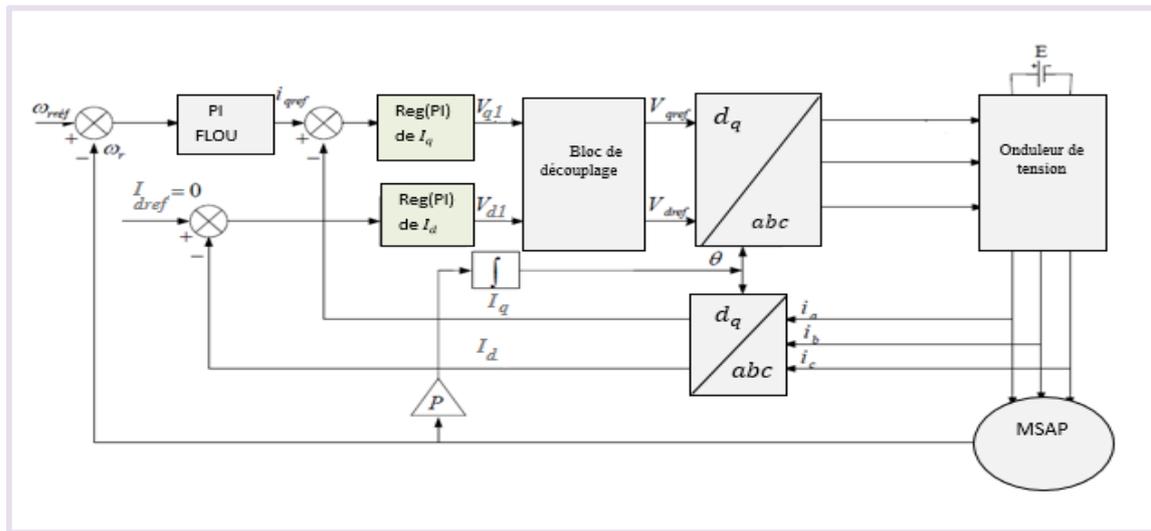
Où :  $G_{cem}$  est le gain associé à la commande  $C_{em\_ref}(k+1)$ , en général choisi faible pour assurer la stabilité du système.

$\Delta C_{em\_ref}$ : La variation de la commande.

#### IV.6.3 Simulation de la MSAP avec un PI Flou

Après avoir vu dans le chapitre III la commande vectorielle du MSAP. Nous abordons dans ce chapitre la commande du MSAP avec PI FLOU. Dans cette partie on présentera la simulation de la commande par logique floue de la MSAP.

Afin de valider l'efficacité du contrôle proposé, le système de contrôle est conçu comme le montre la figure IV.7, puis implémenté dans la plateforme Matlab/Simulink. Seule la vitesse est régulée par PI flou. Avec  $I_{qref} = \frac{C_{em\_ref}}{P \cdot \phi_{sf}}$ .



**Figure IV.7 :** Schéma global de la commande par logique floue de la MSAP.

Les tests simulés de l'insertion de la charge et de variations brusque de la vitesse de rotation sont réalisés pendant un intervalle de simulation de 3s où on a appliqué un couple de charge de 14N.m à l'instant  $t=1s$ .

Pour montrer la robustesse de la commande par logique floue vis-à-vis des variations brusques de la vitesse de rotation, on applique une consigne de vitesse égale à 100 rad/s pendant une durée de temps  $t=2s$ , puis on inverse le sens de rotation du moteur à -100 rad/s.

- La figure **IV.8** montre que la vitesse de rotation suit parfaitement la vitesse de référence dans un temps de réponse très petit sans présence de dépassement et avec une erreur statique nulle. Après l'application de la charge à l'instant  $t=1s$ , on ne constate presque aucune influence sur l'allure de la vitesse. Lors de l'inversion du sens de rotation à l'instant  $t=2s$ , la vitesse s'inverse jusqu'à ce qu'elle atteigne sa nouvelle référence de -100 rad/s. Donc, on peut dire que la robustesse de cette commande est garantie vis-à-vis de ce fonctionnement.
- Le couple électromagnétique, représenté par la figure **IV.9**, subit au moment du démarrage un pic. Le couple se stabilise au voisinage de zéro après 0,02s. Lors de l'application de la charge 14 N.m à l'instant  $t=1s$ , on remarque que le couple augmente de façon à compenser instantanément le couple de charge. Puis à l'instant  $t=2s$ , un pic en raison de variation de vitesse.
- La figure **IV.10** présente, un découplage réalisé avec succès par le maintien de  $I_d$  nul.
- la figure **IV.11** montre que le courant  $I_q$  est l'image du couple électromagnétique  $C_{em}$ , donc le découplage est parfaitement réalisé.
- La figure **IV.12** illustre les courants triphasés.

Alors, à partir des résultats obtenus, on peut dire que la robustesse de cette commande est garantie vis-à-vis de ce fonctionnement.

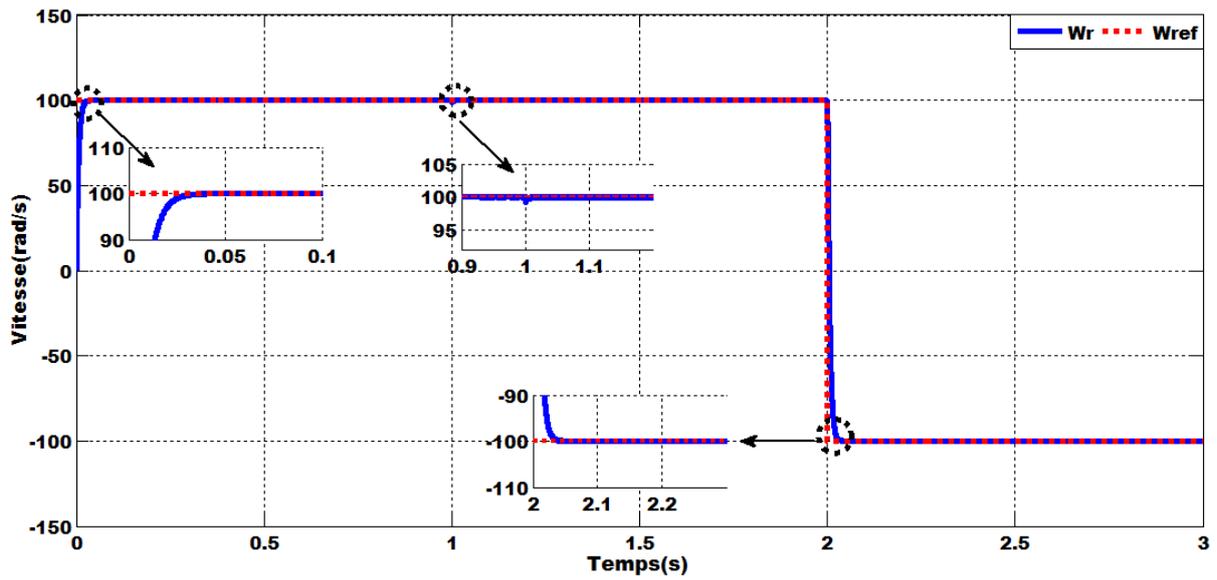


Figure IV.8 : Vitesse de rotation  $\omega_r$ .

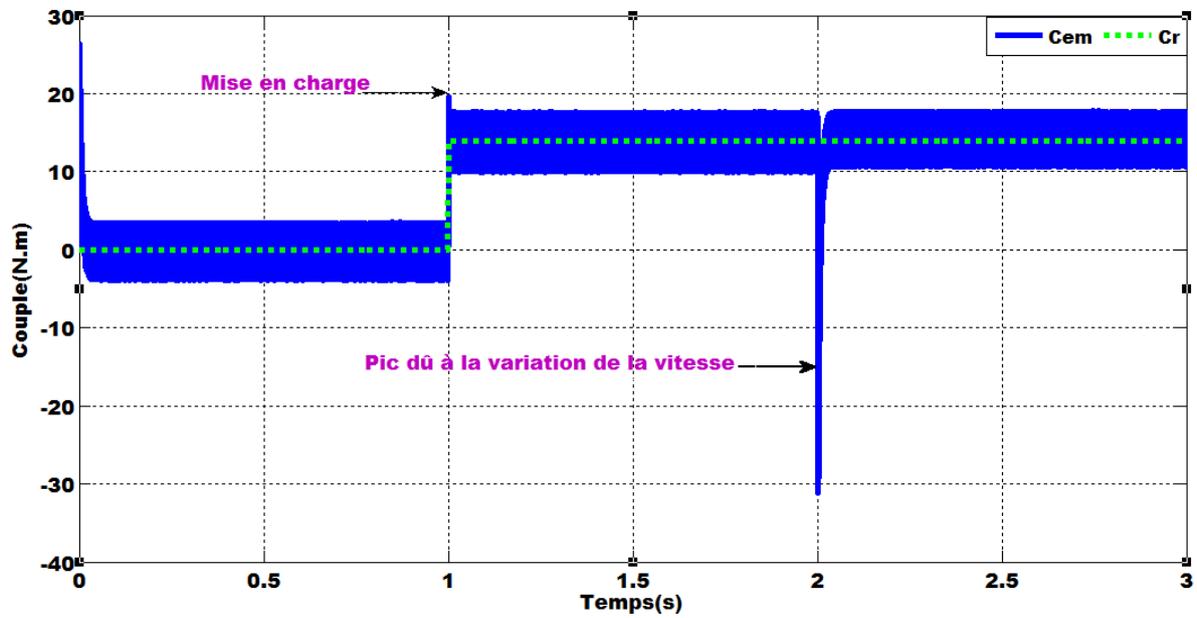


Figure IV.9 : Couple électromagnétique  $C_{em}$ .

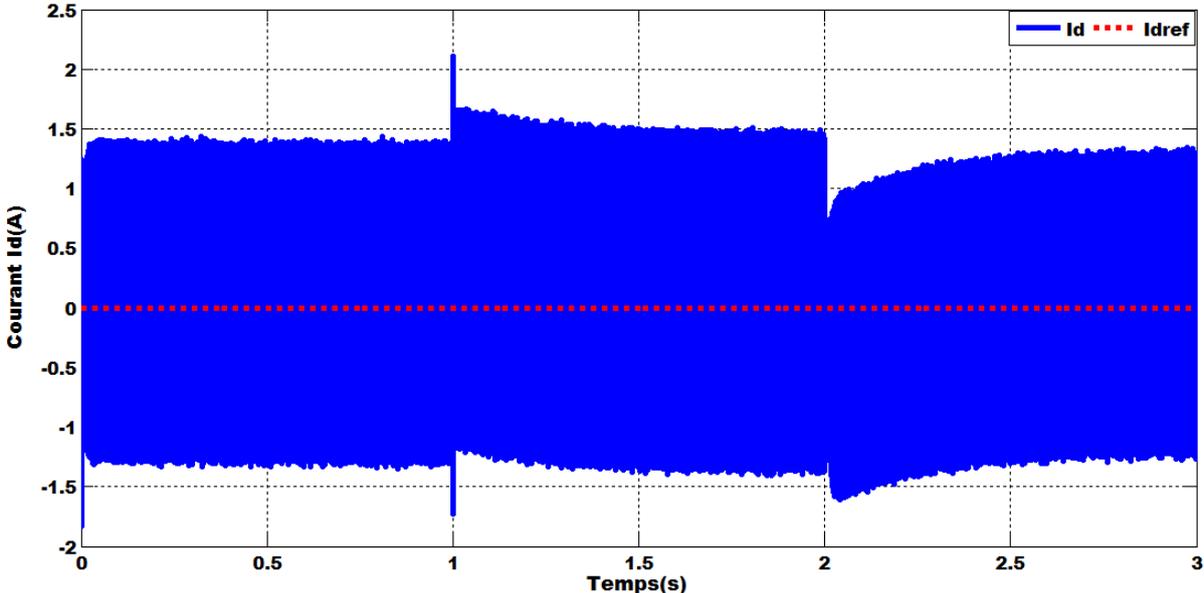


Figure IV.10 : Courant direct  $I_d$ .

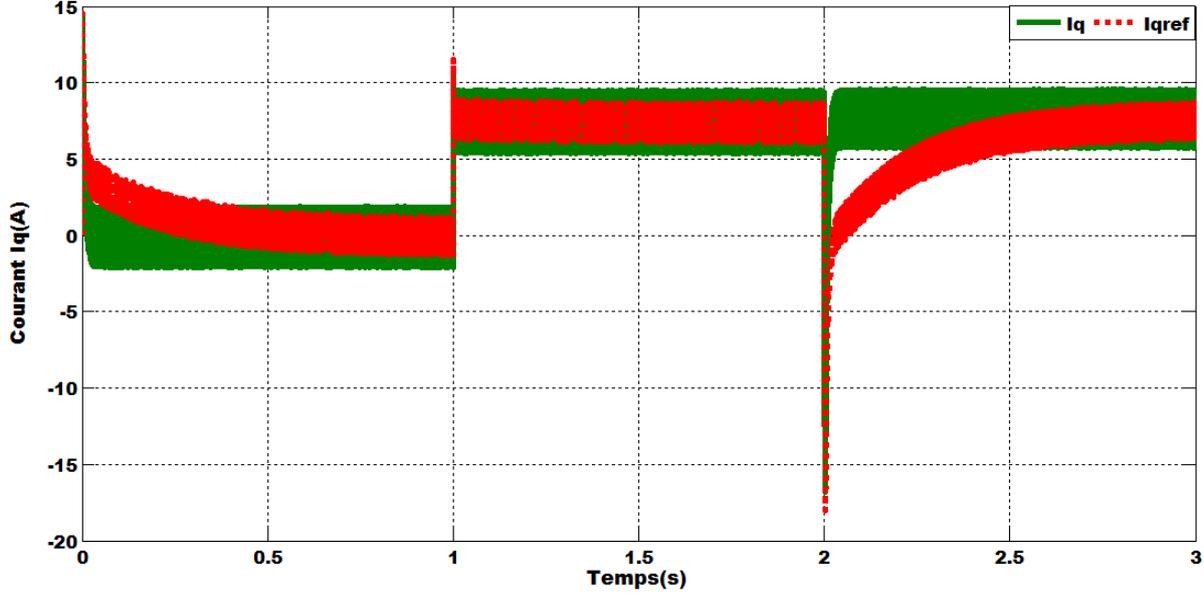


Figure IV.11 : Courant en quadrature  $I_q$ .

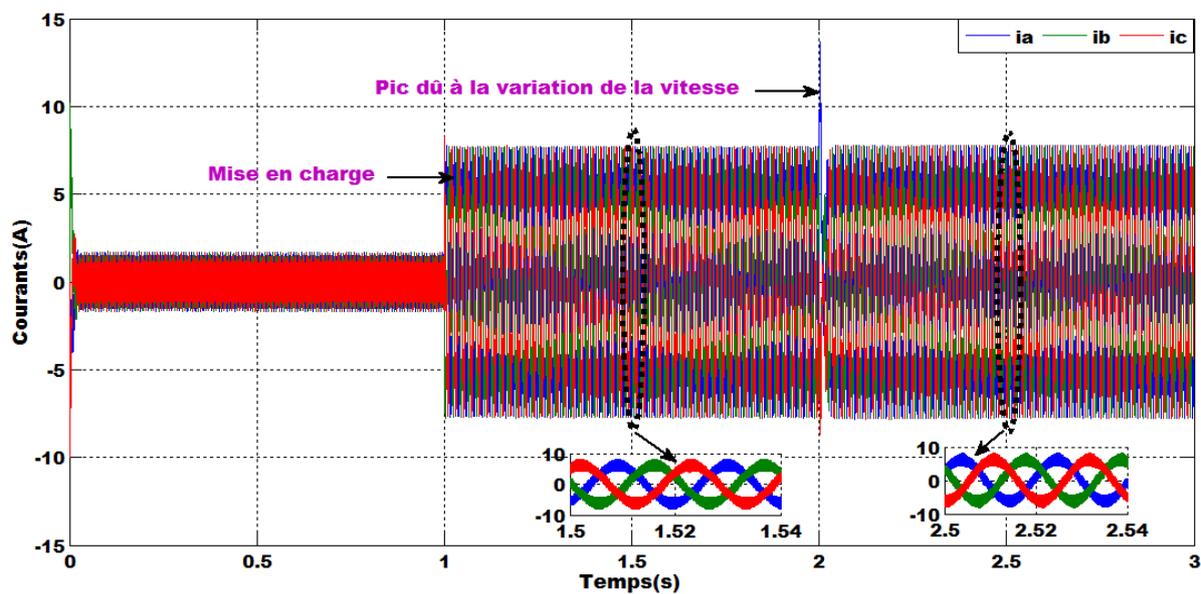


Figure IV.12 : Courants statoriques triphasés  $i_{abc}$

## IV.7 Etude comparative entre la commande vectorielle et logique floue

### IV.7.1 Comparaison au niveau de la variation de vitesse

Ce test est fait pour montrer la robustesse de la commande vis-à-vis des variations brusques de la vitesse de rotation. La figure IV.13 représente la vitesse et le couple de la MSAP dans le cas d'un démarrage à vide pour un échelon de vitesse de +100 rad/s, suivi à l'instant  $t=1s$ , d'une inversion de la vitesse à -100 rad/s, puis d'une deuxième inversion de la vitesse à +80 rad/s à  $t=2s$ .

Lors de l'utilisation du régulateur classique (PI), on remarque que la courbe de vitesse a un dépassement important. En outre, l'oscillation est évidente pendant la phase initiale du démarrage du moteur. Pendant ce temps, le régulateur (PI) flou a un dépassement moins élevé que le régulateur (PI). Les résultats montrent aussi que le couple obtenu par la commande PI diminue progressivement.

### IV.7.2 Comparaison au niveau de la variation de charge

La figure IV.14 présente les résultats de simulations lors la variation du couple de charge, avec une perturbation de charge de 5 N.m à l'instant  $t=0.8s$  suivie de 14 N.m à l'instant  $t=1.5s$ .

Concernant la logique floue, on constate que le couple répond instantanément et la vitesse garde toujours sa forme sans dépassement et sans aucune déformation. On remarque sur le couple, des oscillations ayant des amplitudes élevées. Ces oscillations sont rapidement atténuées. Par la commande PI, on observe que l'erreur sur la vitesse provoquée par la perturbation de la charge est plus importante. La vitesse rejoint sa référence après une déformation. Le couple ne répond pas instantanément.

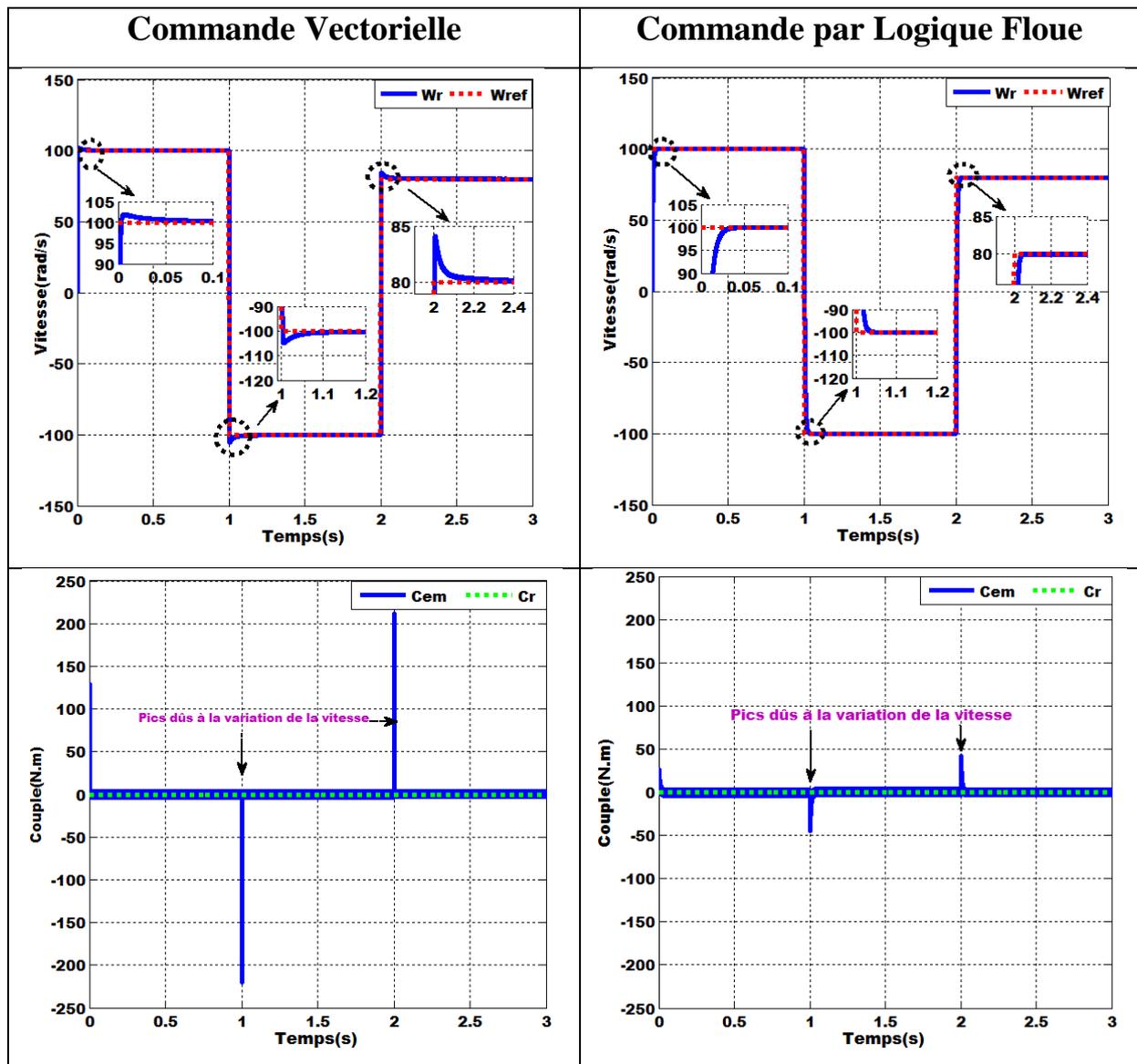
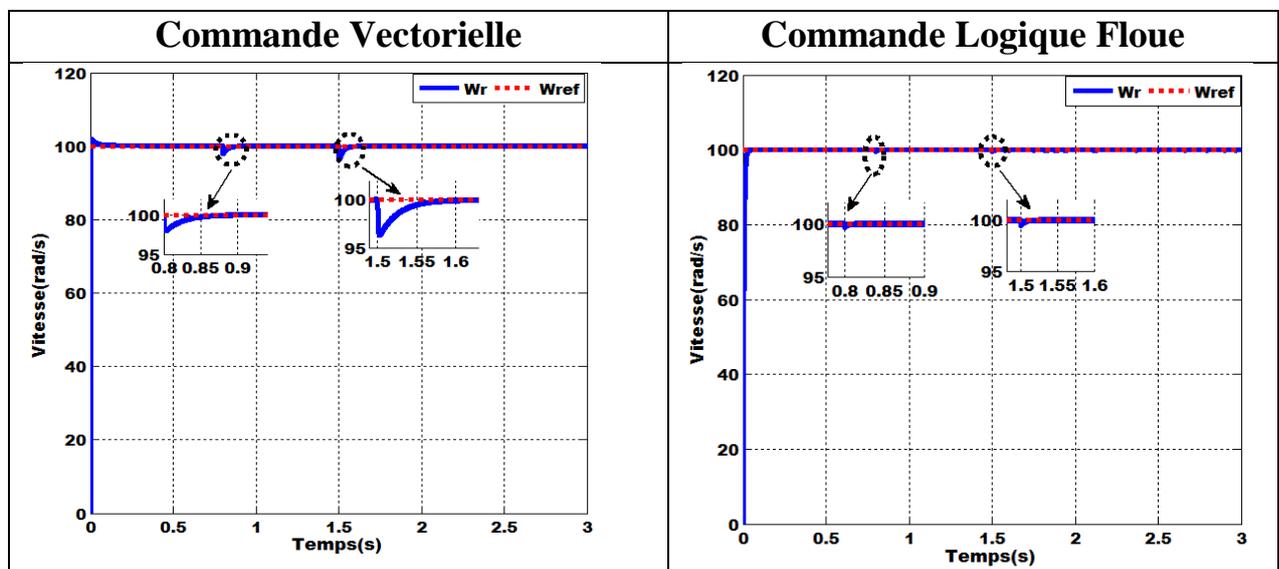
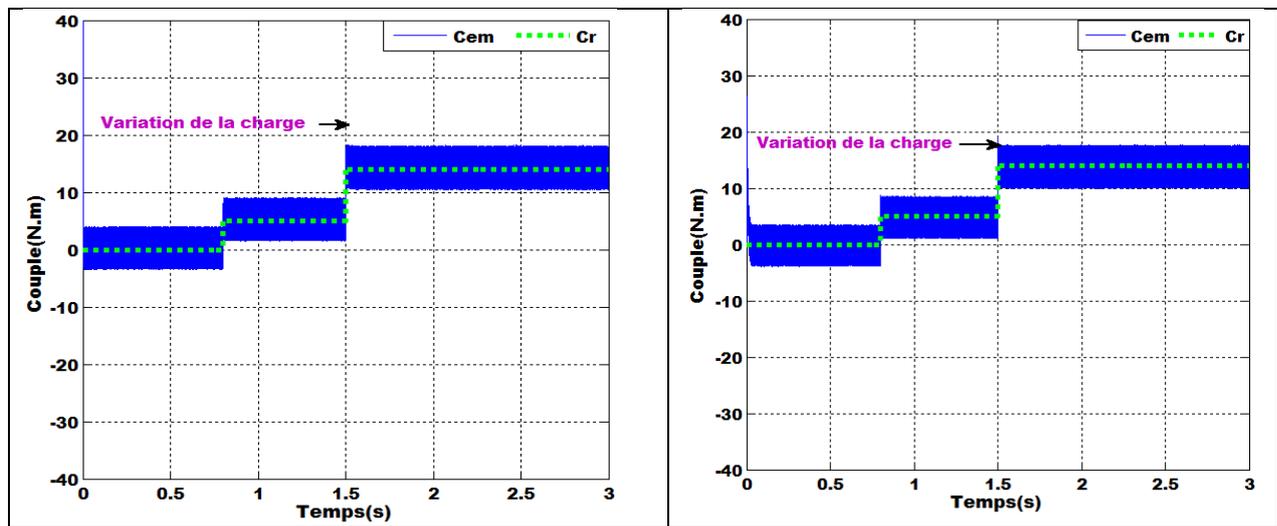


Figure IV.13 : Résultats de simulation pour la variation de la vitesse de référence.





**Figure IV.14 :** Résultats de simulations pour les variations de la charge.

## IV.8 Conclusion

Dans ce chapitre, on a appliqué la commande par logique floue à la MSAP. Les notions de base de la logique floue ont été présentées au début de ce chapitre. Les aspects de la commande par logique floue, ainsi que la conception d'un contrôleur flou ont été introduits tout en justifiant notre choix de ce type de commande qui réside dans sa capacité de traiter l'imprécis, l'incertain et le vague et sa simplicité de conception.

Après la présentation de la théorie de base de cette commande, en utilisant l'environnement de simulation Matlab/Simulink, nous avons réalisé des tests par simulation afin de montrer les performances et l'efficacité de cette commande.

Les différents résultats de la simulation obtenus par la commande par logique floue de la MSAP, ont montré la faisabilité et la praticabilité de cette stratégie de contrôle.

On peut conclure que le contrôleur flou a assuré une réponse rapide, un petit dépassement, un découplage parfait par le maintien du courant  $I_d$  nul, une erreur statique pratiquement nulle.

Par la suite, une étude comparative entre la commande vectorielle et la commande par logique floue est faite, dans les mêmes conditions de fonctionnement (référence, charge, ... etc.) et dans les mêmes configurations de simulations numérique (pas d'échantillonnage, durée de simulation, ...etc.). Ce qui nous a permis de montrer la supériorité de la commande par logique floue par rapport celle de la commande vectorielle par PI classique.



# **CONCLUSION GÉNÉRALE**

## Conclusion générale

Le travail présenté dans le cadre de ce mémoire concerne la commande d'une machine synchrone à aimants permanents. Dans le présent travail, nous avons synthétisé la commande de la machine synchrone à aimants permanents MSAP via deux différentes structures de commande afin de choisir la mieux adaptée de point de vue qualitative, à savoir :

- La commande vectorielle;
- La commande par logique floue.

Afin d'aborder cette étude, on a présenté au premier chapitre, une étude générale sur les aimants permanents, les avantages et les domaines d'applications qui concernent les machines synchrones à aimants permanents.

Dans le deuxième chapitre, une étude générale de modélisation de la MSAP a été présentée, en se basant sur le modèle équivalent de Park en tenant compte des hypothèses simplificatrices. Ce modèle met clairement en évidence le couplage qui existe entre le flux et le couple. Ensuite nous avons établi un modèle de connaissance de l'ensemble Onduleur-MSAP lorsqu'elle est alimentée en tension. Les résultats obtenus ont montré que le système d'association est bien défini et que la machine se comporte comme un système non-linéaire fortement couplé.

Pour réaliser une commande performante de la MSAP, un découplage entre la partie magnétique (le flux) et la partie mécanique (le couple) est indispensable. Pour cela on a introduit une technique de commande qui permet le découplage.

Pour cela on a introduit dans le troisième chapitre une commande vectorielle basé sur des régulateurs classiques PI, qui permet d'imposer à la machine synchrone à aimants permanents un comportement semblable à celui de la machine à courant continu à excitation séparée.

Cependant, suite aux tests simulés effectués, il apparaît que le réglage de la vitesse par correcteur PI n'est pas robuste face aux variations paramétriques de la machine dû essentiellement au calcul des régulateurs basés sur le modèle linéaire. Devant l'insuffisance des performances dynamiques de ces régulateurs, nous avons fait appel aux régulateurs d'intelligence artificielle.

La commande par logique floue a fait l'objet du quatrième chapitre, appliqué à la machine synchrone à aimants permanents connectée à l'onduleur à MLI ; ce chapitre nous a permis d'avoir une vue générale sur les systèmes flous, nous avons montré comment appliquer cette théorie en vue de la conception d'un régulateur flou. Une simulation à base d'un contrôleur flou a été effectuée afin de réguler la vitesse. Les résultats obtenus ont montré que le régulateur flou présente des performances de poursuite très satisfaisantes.

Par la suite, une étude comparative entre la commande vectorielle et la commande par logique floue, dans les mêmes conditions de fonctionnement a été faite. Ce qui nous a permis de montrer la supériorité de la commande par logique floue par rapport à celle de la commande vectorielle par des PI classiques.

D'après les résultats obtenus on peut conclure que le PI flou offre :

- Meilleure performances en faisant la comparaison statique et dynamique ;
- Meilleure poursuites de consignes régulées ;
- Meilleure rejection des perturbations de charge ;
- Insensibilité vis-à-vis des variations paramétriques.

Pour la continuité des recherches relatives à ce travail, nous proposons comme perspectives :

- L'utilisation des onduleurs multi-niveaux afin de minimiser les ondulations au niveau du couple électromagnétique et des courants ;
- L'application d'autres techniques de commandes avancées, telle que la commande par backstepping, la commande adaptative, etc...
- L'implémentation des techniques de commande présentées dans ce mémoire dans le but de vérifier expérimentalement les résultats de simulations obtenus.

# ANNEXES

## Annexe A

### Paramètres de la machine synchrone à aimants permanents

- Puissance nominale :  $P_n=1.5$  kW
- Tension nominale :  $v_n=220$  V
- Vitesse de rotation nominale :  $\omega_n=104.7$  rad/s
- Résistance statorique :  $R_s=1.4$   $\Omega$
- Inductance cyclique sur l'axe direct d :  $L_d=0.0066$  H
- Inductance cyclique sur l'axe quadratique :  $L_q=0.0058$  H
- Flux des aimants permanents :  $\varphi_{sf} = 0.6184$  Wb
- Coefficient de frottement visqueux :  $k_f=0.00039$  N.m.s/rad
- Moment d'inertie :  $J=0.00176$  kg.m<sup>2</sup>
- Nombre de paires de pôles :  $p=3$
- Couple nominale :  $C_n=14$  N.m

### Paramètres des régulateurs PI (commande vectorielle)

#### 1. Régulateur de vitesse $\omega_r$ :

$$K_{i\omega}=50 ; K_{p\omega}=1.2$$

#### 2. Régulateurs des courants $I_{dq}$ :

$$K_{pd}=84 ; K_{id}=360$$

$$K_{iq}=K_{id} ; K_{pq}=K_{pd}$$

### Paramètres des régulateurs logique floue

$$G_e =0.001 ; G_{\Delta e}=0.0001 ; G_{cem}=5000$$

# **RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES**

## Références bibliographiques

|      |  |
|------|--|
| [1]  | M.I. Hemmami, « <i>Commande sans capteur de vitesse d'un moteur synchrone à aimants permanents (MSAP) par l'utilisation de la commande directe du couple et d'un observateur de vitesse à mode glissant</i> », Mémoire de Magister, Université de Biskra, Juin 2013.   |
| [2]  | B. Boukais, « <i>contribution à la modélisation des systèmes couples machines convertisseurs :Application Aux Machines A Aimants Permanents (BDCM-PMSM)</i> », Thèse de doctorat, Université de Tizi-Ouzou, 2012.  |
| [3]  | L. Hammoumraoui et J. Aouinane, « <i>Etude et simulation de la machine synchrone à aimants permanents</i> », Mémoire de fin d'étude en vue de l'obtention du diplôme d'étude universitaire appliquée en électrotechnique, Université de Béjaia, 2008.                  |
| [4]  | R. Abdessemed, « <i>Modélisation et simulation des machines électriques</i> », Edition Ellipses, Collection 2011.  |
| [5]  | A. Brice, « <i>Détection des courts-circuits inter-spikes dans les générateurs synchrone à aimants permanents : Méthodes basées modèles et filtre de KALMAN étendu</i> », Institut national polytechnique de toulouse,2014   |
| [6]  | M. Koteich, « <i>Modélisation et observabilité des machines électriques en vue de la commande sans capteur mécanique</i> », Thèse de doctorat, Université Paris-Saclay, mai 2016.  |
| [7]  | H. Boudjemai et L. Ayadi « <i>Etude comparative d'une commande équivalente par les modes glissants et d'une commande non linéaire par la théorie de lyapunov d'une MSAP</i> », Université de Béjaia, 2013.   |
| [8]  | M. S. Merzoug, « <i>Etude comparative des performances d'un DTC et d'un FOC d'une Machine synchrone à aimants permanents (MSAP)</i> », Mémoire de Magister, Université de Batna 2, Mai 2017.   |
| [9]  | A. Hamichi et F. Benkerrou , « <i>Etude et modélisation d'une machine synchrone à aimant permanent</i> », Université de Béjaia, 2015.  |
| [10] | G. Laurent, « <i>Conception d'un actionneur à aimants permanents à faibles ondulations de couple pour assistance de direction automobile Approches par la structure et par la commande</i> », Thèse de doctorat, L'institut national polytechnique de Toulouse, 2004 . |
| [11] | M. Ounnadi : « <i>Elaboration d'un model en régime dynamique d'une machine a aimant permanent</i> », mémoire de magister en électrotechnique, Université de Tizi-Ouzou, 2011.  |
| [12] | I.Khelif, « <i>La commande direct du couple d'une machine synchrone a aimants permanents (MSAP)</i> », Mémoire master, Université de Ouargla, 2018.  |
| [13] | G. Frédéric, « <i>Modélisation et optimisation par plans d'expériences d'un moteur a commutations électroniques</i> », Université des Sciences et Technologie de Lille, Thèse doctorat, 2004.  |

|      |   |
|------|---|
| [14] | H. Mesloub, « <i>Commande DTC Prédicative D'une Machine Synchrones à Aimants Permanents</i> », Thèse doctorat, Université de Biskra, 2016.  |
| [15] | Ch. Bouchare, « <i>Modélisation, Commande &amp; Diagnostic des Machines Synchrones à Aimants</i> », Thèse doctorat, Université de Batna 2, 2018.  |
| [16] | N. Senhadji et A. Chalabi, « <i>Commande du moteur synchrone a aimants permanents par backstepping</i> », Mémoire de Master, Université de Tlemcen, 2015.   |
| [17] | A. Attou, « <i>Commande par mode glissant de la machine synchrone à aimants Permanents</i> », Mémoire de Magister, Université de Sidi-Bel-Abbès, 2011.  |
| [18] | S. Messai, « <i>Commande par mode glissant de la machine synchrone a aimants permanents</i> », Mémoire master, Université de Oum El Bouaghi, 2015.  |
| [19] | F. Benchabane, « <i>Commande en position et en vitesse par mode de glissement d'un moteur synchrone triphasé à aimants permanents avec minimisation du chattering</i> », Mémoire de Magister, Université de Biskra, 2005. |
| [20] | F. Boussekra , « <i>La commande non linéaire à régime glissant de la MSAP</i> », Mémoire de magister, Université de Batna, Novembre 2011.   |
| [21] | S. Zeghoudi , « <i>Commande par passivité de la machine synchrone a aimants permanents</i> » Mémoire de Master, Université de Tlemcen, 2015.  |
| [22] | K. Abdoune, « <i>Contribution à l'étude de systèmes autonomes à base de machines asynchrones à rotor bobiné</i> », Thèse doctorat, Université de Béjaïa, 2021.  |
| [23] | A. Kobbi et M. Dekkiche, « <i>Etude comparative entre la commande vectorielle et la commande non linéaire</i> », Mémoire de Master, Université de Ouargla, 2017.  |
| [24] | N. Bounasla, « <i>Commande par Mode de Glissement d'Ordre Supérieur de la Machine Synchrone à Aimants Permanents</i> », mémoire de Magister, Université de Sétif -1, 2014.  |
| [25] | F. Benchabane, « <i>Contribution à la commande mode glissant-floue sans capteur des machines électriques triphasées : Application au moteur synchrone à aimants permanents</i> », Thèse doctorat, Université de Biskra.   |
| [26] | A. El Kebir, « <i>Commande intelligente d'une machine synchrone à aimants Permanents</i> », Edition universitaires européennes, Université de Mascara, Mars 2018.   |
| [27] | M. Ayache et B. Youcef, « <i>Commande par mode glissant de la machine synchrone à aimants permanents</i> », Mémoire de Master, Université Ain Temouchent, 2020.   |
| [28] | A. Antoni, « <i>Improvement in direct torque control of induction motors</i> », thèses doctorat, Université polytechnique de Catalunya Espagne, Novembre 2000.  |
| [29] | R. Lalalou, « <i>Commande par la logique floue d'une machine asynchrone</i> » Thèse de Magister, Université de Annaba, 2001.  |
| [30] | R. Toufouti, « <i>Contribution à la commande directe du couple de la machine asynchrone</i> », Thèse de doctorat, Université de Constantine, 2008.  |

---

|      |  |
|------|--|
| [31] | A.Benbouali, « <i>Commande par logique floue adaptative d'une machine asynchrone avec estimation de la constante de temps rotorique</i> », Mémoire de magister, Université de chlef, 2008. |
| [32] | N. Houiche, « <i>Commande DTC flou d'un moteur synchrone à aimant Permanent</i> », Mémoire de Master, Université de M'sila, 2016.  |
| [33] | A.Berrabah et H. Oussama, « <i>Commande par logique floue d'une machine synchrone à aimant permanent</i> », Mémoire Master, Université de M'sila, 2018.                                    |



# Résumé

Ce travail de mémoire porte sur la commande en vitesse des machines synchrones à aimants permanents alimentées par un onduleur de tensions à commande MLI.

Le moteur synchrone à aimants permanents est de plus en plus utilisé dans le domaine industriel grâce à ses performances supérieures aux autres types de moteurs. Cependant, le moteur synchrone est également connu comme un système complexe non linéaire en raison de l'interférence entre le flux et le couple. La commande vectorielle le fait comme une machine à courant continu à excitation séparée qui est contrôlée séparément entre le flux et le couple. La commande vectorielle de la MSAP, utilisant des régulateurs PI classiques présente certains inconvénients tels que la sensibilité aux incertitudes paramétriques de la machine et leurs variations. La technique de commande par logique floue offre une méthode systématique pour répondre à ce type de problème.

Dans ce cadre, le travail présenté dans ce mémoire port sur l'application deux stratégies de commande à la MSAP à savoir : la commande vectorielle et la commande par logique floue.

**Mots-clés** : Machine Synchrone à Aimants Permanents (MSAP), Commande non-linéaire, Commande Vectorielle, Commande par logique floue.