

**RÉPUBLIQUE ALGÉRIENNE DÉMOCRATIQUE ET POPULAIRE**

**MINISTÈRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPÉRIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE**

# **UNIVERSITÉ IBN-KHALDOUN DE TIARET**

**FACULTÉ DES SCIENCES APPLIQUÉES**

**DÉPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE**



## **MEMOIRE DE FIN D'ETUDE**

**Pour l'obtention du diplôme de Master**

**Domaine : Sciences et Technologie**

**Filière : Automatique**

**Spécialité : Automatique et Informatique industrielle**

### **THÈME**

**Contribution au diagnostic de défauts et à la commande de la machine  
synchrone à aimants permanents.**

***Préparé par :***  
*Ferhaya kouider*  
*Kourak imad eddine*

**Devant le Jury :**

<b>Nom et prénoms</b>	<b>Grade</b>	<b>Qualité</b>
<b>M.LARBI</b>	Pr	Président
<b>S.HASSAINE</b>	Pr	Examineur
<b>Y.MIHOUBE</b>	MCA	Examineur
<b>C.OGAB</b>	MCB	Encadrant

**Année universitaire:2020/2021**

## Dédicaces

" Nous dédions ce travail à nos parents "  
&  
" À nos chères "

## Remerciements

Avec les belles expressions de respect, nous adressons nos remerciements les plus sincères à notre Encadrant, Mme OGAB C, pour son aide généreuse et sa patience. Nous remercions nos parents, pour leur soutien et leurs encouragements quand la motivation et l'enthousiasme n'était plus de rigueur.

Nous remercions les membres du jury qui ont accepté de valoriser ce modeste travail. Nous citons :

Monsieur M. LARBI qui a accepté de présider le jury.

Messieurs S. HASSAINE et Y. MIHOUB qui ont accepté d'examiner ce travail.

Enfin nous adressons nos profonds remerciements à Y. KHDIM et A. HADJADJ qui nous ont aidé énormément dans la réalisation de ce travail.

# Liste de Figure

<b>Figure I.1</b> : Différents types de la MSAP	21
<b>Figure I.2</b> : principe de fonctionnement de la MSAP	22
<b>Figure I.3</b> : Courbe de désaimantation	26
<b>Figure I.4</b> : Moteur à rotor intérieur	27
<b>Figure I.5</b> : Moteur à rotor extérieur	27
<b>Figure I.6</b> : Moteur à entrefer axial	28
<b>Figure I.7</b> : Courbe de désaimantation	29
<b>Figure I.8</b> : Représentation de la machine synchrone à aimants permanents	31
<b>Figure I.9</b> : Formes simplifiées de la machine synchrone à inducteur bobiné	31
<b>Figure I.10</b> : Structures d'une machine à aimants permanents à pole lisses	32
<b>Figure I.11</b> : Structures d'une machine à aimants permanents à pôles saillants	33
<b>Figure I.12</b> : Alimentation par commutateur de courant	34
<b>Figure I.13</b> : Alimentation en tension par onduleur	35
<b>Figure I.14</b> : Schéma de la MSAP dans le repère abc	38
<b>Figure I.15</b> : Différents couples qui agissent sur le rotor	40
<b>Figure I.16</b> : Schéma équivalent de la MSAP dans le repère $(d,q)$	41
<b>Figure I.17</b> : Schéma fonctionnel du modèle de Park	43
<b>Figure I.18</b> : Schéma bloc de MSAP	44
<b>Figure I.19</b> : Schéma de l'association MSAP – Onduleur triphasé de tension à deux niveaux	46
<b>Figure I.20</b> : Représentation d'un onduleur triphasé de tension à deux niveaux	48

<b>Figure I.21</b> : Schéma de principe de MLI sinus-triangle	50
<b>Figure I.22</b> : Principe de la commande par M.L.I vectorielle	51
<b>Figure I.23</b> : Représentation du polygone de commutation et le vecteur de tension de référence	53
<b>Figure I.24</b> : Résultats de simulation de la MSAP alimentée par un réseau triphasé équilibré	54
<b>Figure I.25</b> : Résultats de simulation de la MSAP alimentée par un onduleur de tension commandé par 1-MLI sinus-triangle, 2-MLI vectorielle	56

## **Chapitre II : la commande par mode de glissant**

<b>Figure II.1</b> : Principe de la commande vectorielle	59
<b>Figure II.2</b> : Schéma principal de la commande vectorielle des MSAP	60
<b>Figure II.3:</b> Découplage par compensation	62
<b>Figure II.4:</b> Commande découplée	62
<b>Figure II.5:</b> Schéma global de la commande vectorielle de la Machine Synchrone à aimants permanents	64
<b>Figure II.6:</b> Boucle de régulation du courant $I_d$	64
<b>Figure II.7:</b> Boucle de régulation du courant $I_q$	65
<b>Figure II.8:</b> Boucle de régulation de la vitesse	66
<b>Figure II.9:</b> Boucle de régulation de vitesse avec limitation du courant	67
<b>Figure II.10:</b> Résultats de simulation lors d'un démarrage à vide pour une consigne de 230 rad/s	68
<b>Figure II.11:</b> Résultats de simulation lors d'un démarrage à vide suivie d'une perturbation du couple de charge à $t=0.2s$ pour une consigne de vitesse de 230 rad/s	69
<b>Figure II.12:</b> Résultats de simulation lors d'un démarrage à vide pour une consigne de vitesse de 230rd/s avec l'inversion de la consigne (-230 rd/s)	70

<b>Figure II.13:</b> Résultats de simulation lors d'une variation de consigne et de couple de charge	71
<b>Figure II.14 :</b> Convergence du système glissant	72
<b>Figure II.15 :</b> Glissement idéal	73
<b>Figure II.16 :</b> Glissement réel	73
<b>Figure II.17 :</b> Linéarisation exacte de l'écart	75
<b>Figure II.18 :</b> Trajectoire de l'état vis-à-vis de la surface	77
<b>Figure II.19 :</b> Commande équivalente $U_{eq}$	78
<b>Figure II.20 :</b> Fonction <i>sign</i>	79
<b>Figure II.21:</b> Fonction sign de la commande avec un seul seuil.	80
<b>Figure II.22:</b> Fonction sign de la commande adoucie	80
<b>Figure II.23:</b> Commande rendue continue.	81
<b>Figure II.24:</b> Schéma global de réglage par mode glissant, stratégie à trois surfaces.	83
<b>Figure II.25:</b> Schéma global de réglage de la position par mode de glissement d'une MSAP	86
<b>Figure II.26:</b> Résultats de simulation lors d'un démarrage à vide pour une consigne de vitesse de 230rd/s.	88
<b>Figure II.27:</b> Résultats de simulation lors d'un démarrage à vide suivie d'une perturbation du couple de charge à $t=0.2s$ pour une consigne de vitesse de 230 rad/s	89
<b>Figure II.28:</b> Résultats de simulation lors d'un démarrage à vide pour une consigne de vitesse de 230rd/s avec l'inversion de la consigne (-230 rd/s)	90
<b>Figure II.29:</b> Résultats de simulation lors d'une variation de consigne et de couple de charge	91
 <b>Chapitre III : Commande tolérante aux défauts appliqués à la machine</b>	
<b>Figure III.1 :</b> défauts affectant un système commandé	95
<b>Figure III.2 :</b> Types de défauts systèmes	97

<b>Figure III.3 :</b> Structure générale des systèmes tolérants aux défauts.	98
<b>Figure III.4 :</b> Schéma de principe d'une loi de commande FTC active.	100
<b>Figure III.5 :</b> Procédure de détection et d'isolation des défauts.	101
<b>Figure III.6 :</b> Classification des approches FTC	105
<b>Figure III.7:</b> Déséquilibre de tension	108
<b>Figure III.8:</b> schéma bloc de simulation de la machine avec défaut.	108
<b>Figure III.9:</b> Résultats de simulation du fonctionnement sain de la MSAP	110
<b>Figure III.10:</b> Résultats de simulation du fonctionnement avec défaut de la MSAP	112

## Liste de Tableaux

<b>Tableau I.1.</b> Tableau récapitulatif des caractéristiques des aimants	25
<b>Tableau I.2</b> comparaison entre les différents types des machines.	37
<b>Tableau I.3.</b> Calcul des vecteurs de tension.	52



# SOMMAIRE

Remerciements

Sommaire

Liste des figures

Liste des tableaux

Introduction générale

## Chapitre I : Modélisation et simulation de la de MSAP

<b>Introduction</b>	<b>20</b>
<b>I.1 Présentation de la machine synchrone à aimants permanents (<i>MSAP</i>)</b>	<b>22</b>
<b>I.2 Machines synchrones</b>	<b>22</b>
<b>I.2.1 Moteur à f.é.m. trapézoïdale</b>	<b>23</b>
<b>I.2.2 Moteur à f.é.m. sinusoïdale</b>	<b>23</b>
<b>I.2.3 Couple des Machines a aimants permanents</b>	<b>23</b>
<b>I.2.3.1 Couple de détente</b>	<b>23</b>
<b>I.2.3.2 Couple réluctance</b>	<b>24</b>
<b>I.2.3.3 Couple mutuel</b>	<b>24</b>
<b>I.3 les Aimants permanents</b>	<b>24</b>
<b>I.3.1 Matériaux des Aimants permanents</b>	<b>24</b>
<b>I.4 Différentes type des Machines a aimants permanents</b>	<b>26</b>
<b>I. 4. 1 Moteur à rotor intérieur</b>	<b>27</b>
<b>I.4.2 Moteur à rotor extérieur</b>	<b>27</b>
<b>I. 4.3 Moteurs à entrefer axial</b>	<b>28</b>

<b>I.5 Caractéristique de désaimantation</b>	<b>28</b>
<b>I.5.1 Causes de la désaimantation</b>	<b>30</b>
<b>I.6 Constitution de la machine synchrone à aimant permanent (MSAP)</b>	<b>30</b>
<b>I.6.1 Stator</b>	<b>30</b>
<b>I.6.2 Rotor</b>	<b>31</b>
<b>I.7 Les différents types de la MSAP</b>	<b>32</b>
<b>I.8 Domaines d'application des moteurs synchrones</b>	<b>33</b>
<b>I.9 Différents modes d'alimentation des MSAP</b>	<b>33</b>
<b>I.9.1 Alimentation par commutateur de courant</b>	<b>34</b>
<b>I.9.2 Alimentation par onduleur de tension</b>	<b>34</b>
<b>I.10 Avantages des machines à aimants permanents par rapport aux autres types de machines</b>	<b>35</b>
<b>I.10.12 Moteurs synchrones à aimants - Moteurs à courant continu</b>	<b>35</b>
<b>I.10.2 Moteurs synchrones à aimants - Moteurs synchrone classique</b>	<b>36</b>
<b>I.10.3 Moteurs synchrones à aimants - Moteurs asynchrones</b>	<b>36</b>
<b>I.11 Applications et inconvénients</b>	<b>37</b>
<b>I.12 Modélisation des machines synchrone à aimants permanents</b>	<b>38</b>
<b>I.12.1 Mise en équations de la machine dans le repère (abc)</b>	<b>38</b>
<b>I.12.1.1 Equations électriques</b>	<b>39</b>
<b>I.12.1.2 Equations magnétiques</b>	<b>39</b>
<b>I.12.1.3 Equations mécanique</b>	<b>40</b>
<b>I.12.2 Transformation de Park</b>	<b>41</b>

<b>I.12.2.1 Principe de transformation de Clark</b>	<b>43</b>
<b>I.12.3 Les équations de la machine asynchrone dans le référentiel (d,q)</b>	<b>44</b>
<b>I.12.3.1 Equations électriques</b>	<b>44</b>
<b>I.12.3.2 Equation mécanique</b>	<b>44</b>
<b>I.12.3.3 Equation électromagnétique</b>	<b>44</b>
<b>I.12.4 Equations générales d'état</b>	<b>45</b>
<b>I.13 Modélisation de l'association convertisseur–MSAP</b>	<b>46</b>
<b>I.13.1 Modélisation de l'onduleur triphasé de tension à deux niveaux</b>	<b>47</b>
<b>I.13.2 Commande par modulation sinus-triangle</b>	<b>49</b>
<b>I.13.3 Commande par MLI vectorielle</b>	<b>50</b>
<b>I.14 Résultats de simulation</b>	<b>53</b>
<b>I.14.1 Alimentation par le réseau</b>	<b>54</b>
<b>I.14.2 Alimentation par un onduleur de tension</b>	<b>55</b>
<b>CONCLUSION</b>	<b>56</b>

## **Chapitre II : la commande par mode de glissant**

<b>Introduction</b>	<b>58</b>
<b>II.1 La commande vectorielle de la machine synchrone à aimant permanent</b>	<b>58</b>
<b>II.1.1 principe de la commande vectorielle</b>	<b>59</b>
<b>II.1.2 Découplage</b>	<b>61</b>
<b>II.1.2.1 Découplage par compensation</b>	<b>61</b>

<b>II.1.3 Description du système global</b>	<b>63</b>
<b>II.1.4 Calcul des régulateurs</b>	<b>63</b>
<b>II.1.4.1 régulation du courant <math>I_d</math></b>	<b>64</b>
<b>II.1.4.2 régulation du courant <math>I_q</math></b>	<b>65</b>
<b>II.1.5 régulation de la vitesse</b>	<b>66</b>
<b>II.1.6 limitation de courant</b>	<b>66</b>
<b>II.2 Résultats de simulation de la commande vectorielle de la MSAP alimentée en tension</b>	<b>67</b>
<b>II.2 Théorie de la commande par mode de glissement</b>	<b>72</b>
<b>II.2.1 Régime glissant idéal</b>	<b>73</b>
<b>II.2.2 Régime glissant réel</b>	<b>73</b>
<b>II.3 Conception de la commande par mode de glissement</b>	<b>74</b>
<b>II.3.1 Choix de la surface de glissement</b>	<b>74</b>
<b>II.3.2 Conditions d'existence de la convergence</b>	<b>75</b>
<b>II.3.2.1 Fonction directe de commutation</b>	<b>76</b>
<b>II.3.2.2 Fonction de Lyapunov</b>	<b>76</b>
<b>II.4 Détermination de la loi de commande</b>	<b>77</b>
<b>II.4.1 La commande équivalente</b>	<b>77</b>
<b>II.4.2 La commande discontinue de base</b>	<b>78</b>
<b>II.5 Avantage et inconvénients de la commande par mode glissant</b>	<b>82</b>
<b>II.6 Application de la commande par mode de glissement à la MSAP</b>	<b>82</b>
<b>II.6.1 L'asservissement de vitesse</b>	<b>82</b>

II.6.1.1 Stratégie de réglage à trois surfaces	82
II.5.2 L'asservissement de la position.	86
II.7 Résultats de simulation	87
Conclusion	91
<b>Chapitre III : Commande tolérante aux défauts appliqués à la machine</b>	
Introduction	93
III.1 Définition et Concept	93
III.1.1 Commande tolérante aux défauts	93
III.1.2 Défaillance (Failure)	93
III.1.3 Défaut (Fault)	93
III.1.4 Panne	94
III.1.5 Dégradation	94
III.1.6 Symptôme	94
III.1.7 Signe	94
III.1.8 Perturbation	94
III.1.9 Résidu	94
III.1.10 Détection	94
III.1.11 Localisation	94
III.1.12 Isolation	94
III.1.13 Reconfiguration	95
III.2 Position du problème	95

<b>III.3 Les Différentes Type des défauts</b>	<b>96</b>
<b>III.3.1 Selon leurs types</b>	<b>96</b>
<b>III.3.1.1 Les défauts actionneurs</b>	<b>96</b>
<b>III.3.1.2 Les défauts capteurs</b>	<b>96</b>
<b>III.3.1.3 Les défauts composants ou systèmes</b>	<b>97</b>
<b>III.3.2 Selon leurs Caractéristiques temporelles</b>	<b>97</b>
<b>III.3.2.1 Abrupts (biais)</b>	<b>97</b>
<b>III.3.2.2 Intermittentes (valeurs aberrantes)</b>	<b>97</b>
<b>III.3.2.3 Graduels (dérives)</b>	<b>97</b>
<b>III.4 structure des systèmes tolérants aux défauts</b>	<b>98</b>
<b>III.5 Classification des Approches de la commande tolérante</b>	<b>99</b>
<b>III.5.1 Approches passives de la commande FTC</b>	<b>99</b>
<b>III.5.2 Approches actives de la commande FTC</b>	<b>100</b>
<b>III.6 Le Diagnostic des Défauts</b>	<b>100</b>
<b>III.6.1 Les Différentes Etapes de Diagnostic</b>	<b>101</b>
<b>III.7 Modélisation des Défauts</b>	<b>102</b>
<b>III.7.1 Défauts multiplicatifs</b>	<b>102</b>
<b>III.7.1.1 Les défauts actionneurs</b>	<b>102</b>
<b>III.7.1.2 Les défauts capteurs</b>	<b>103</b>
<b>III.7.2 Défauts additifs</b>	<b>103</b>
<b>III.7.2.1 Les défauts capteurs et actionneurs</b>	<b>104</b>
<b>III.7.2.2 Les défauts de composants ou système</b>	<b>104</b>

<b>III.8 Les systèmes tolérants aux défauts</b>	<b>104</b>
<b>III.8.1 Méthodes passives</b>	<b>105</b>
<b>III.8.2 Méthodes actives</b>	<b>105</b>
<b>III.9 Résultats de simulation</b>	<b>107</b>
<b>III.9.1 Fonctionnement sain de la machine</b>	<b>109</b>
<b>III.9.2 Fonctionnement de la machine avec défaut du système d'alimentation déséquilibré</b>	<b>111</b>
<b>CONCLUSION</b>	<b>112</b>

Conclusion générale

Bibliographie

**INTRODUCTION**

**GENERALE**



## Introduction générale

Durant ces dernières années, les composants de l'électronique de puissance ont subi une grande évolution avec l'apparition de composants interrupteurs rapides, ainsi que le développement des techniques de commande. Cette apparition a permis de concevoir des convertisseurs statiques capables d'alimenter en amplitude et en fréquence variable les moteurs à courant alternatifs. Le collecteur mécanique de la machine à courant continu a été remplacé par des inducteurs de type aimants permanents dans le cas où les machines sont à courant alternatives qui permis de supprimer les contacts glissants. Le développement en parallèle de l'électronique de puissance et des aimants permanents ont conduit à la conception d'un nouveau type de machine synchrone excitée par des aimants permanents d'où le nom : Machine Synchrone à Aimants Permanents (MSAP).

La maintenance prédictive et le diagnostic de défauts dans les machines synchrones à aimants permanents (MSAP) ont pris une place importante, au cours des dernières décennies, depuis que les exigences de sécurité, de disponibilité et de fiabilité des processus industriels sont devenues de plus en plus sévères. Cela revient principalement à l'incorporation prépondérante de ce type de machine dans des nombreuses applications critiques telles que : l'automobile, le ferroviaire, l'aéronautique, la robotique et le médical. En effet, les MSAP possèdent généralement un volume donné des meilleures caractéristiques que leurs homologues à courant continu, asynchrones et synchrones classiques comme : couples massiques plus élevés, bons rendements, bonnes durées de vies, performances dynamiques élevées, gammes de vitesse de fonctionnement importantes. Ces caractéristiques les rendent bien adaptées aux applications où la masse, l'encombrement et le rendement sont des importants critères comme celles citées précédemment.

Dans le premier chapitre : on commence par les caractéristiques générales des principaux matériaux pour aimants permanents, puis on présente les différentes structures envisageables des inducteurs des MSAP, après on cite les principaux avantages des Machines synchrones à aimants permanents et leurs domaines d'application. La seconde partie de ce chapitre concerne la modélisation de la machine synchrone à aimants permanents dans le repère (abc), ainsi que dans le repère de Park (d-q) et on termine par une étude de l'association Machine-onduleur.

Le deuxième chapitre décrit le principe de la commande vectorielle de la MSAP pour l'asservissement du courant et de vitesse. Dans ce cas le réglage est réalisé par des régulateurs de type proportionnel intégral (PI).

L'intégration d'un régulateur par mode glissant, constitue l'objet de cette partie. Pour cela, nous allons introduire dans un premier temps les notions générales sur la commande à structure variable, on présentant les principes théoriques de cette commande où le système est contraint à suivre la référence d'attractivité sans tenir compte du modèle de la machine.

Les principales stratégies de commande tolérante aux défauts seront présentées au troisième chapitre, on va notamment les classer en deux grandes catégories, les lois de commandes tolérantes aux défauts passives d'une part, et actives d'autre part, ensuite on présente les avantages et les inconvénients de chacune de ces méthodes de commande tolérante. Finalement on va choisir un type de défaut en vue de l'inclure dans le schéma bloc de la simulation, puis on va tester et analyser l'effet de ce défaut sur le comportement de la machine.

# CHAPITRE

## I

## Introduction

Pendant plusieurs années, l'industrie a utilisé le moteur à courant continu (CC) offrant le Principal avantage d'être facilement commandable grâce au découplage naturel du flux et du couple. Cependant la présence du système balais collecteur a toujours été un grand inconvénient du moteur, parmi d'autres, qui limite de plus en plus son utilisation [1][2]. La fragilité de ce système 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 a eu intérêt à utiliser des moteurs électriques à courant alternatif afin d'écarter cet inconvénient.

Parmi les moteurs à courant alternatif utilisés dans les entraînements à vitesse variable, le moteur synchrone à aimants permanents reste un bon candidat. Son choix devient attractif et concurrent de celui des moteurs asynchrones grâce à l'évolution des aimants permanents qu'ils soient à base d'alliage ou à terre rare. Cela leur a permis d'être utilisés comme inducteur dans les moteurs synchrones offrant ainsi, par rapport aux autres type de moteur, beaucoup davantage, entre autres, une faible inertie et un couple massique élevé [3][4].

### I.1 Présentation de la machine synchrone à aimants permanents (MSAP)

Il est aussi appelé moteur " brushless " (sans balais) ou moteur à courant continu sans collecteur. Il est constitué:

- d'un stator fait d'un empilement de tôles dans lequel est disposé un bobinage généralement triphasé connecté en étoile,
- d'un rotor formé d'un assemblage de tôles et d'aimants créant le flux inducteur.

L'absence de contacts glissants améliore la fiabilité. Les aimants utilisés sont:

- Les ferrites, peu coûteuses,
- Le samarium cobalt ( $\text{SmCo}_5$ ,  $\text{Sm}_2\text{Co}_{17}$ ), dont les performances du point de vue de l'énergie spécifique sont exceptionnelles. L'énergie spécifique est le produit BH exprimé en  $\text{J}/\text{m}^3$ . Le rotor du moteur peut être à " aimants déposés " ou à " concentration de flux " . Cette dernière réalisation utilise un plus faible volume d'aimants (Figure.I.1),

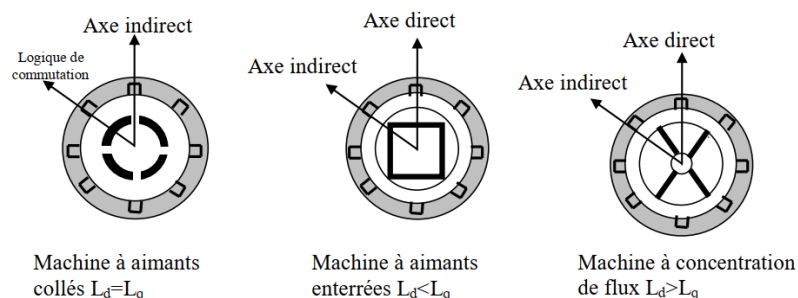


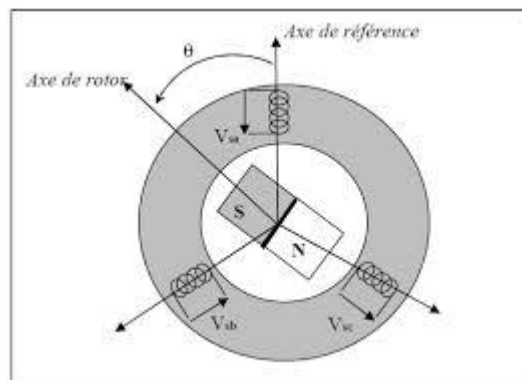
Figure I.1 : rDifférents types de la MSAP

Le moteur synchrone à aimants permanents comporte, tout comme la machine asynchrone, un stator bobiné dont l'alimentation donne naissance à une force magnétomotrice de composante fondamentale  $F_a$  tournant à la vitesse angulaire  $\omega_s$ .

Le stator d'une machine synchrone triphasé est constitué de trois enroulements identiques décalés de  $120^\circ$  dans l'espace, logés dans les encoches du circuit magnétique fixe. Ce dernier est feuilleté afin de réduire les courants de Foucault et de limiter les pertes dans le fer. Il est généralement construit en tôle à base d'alliage fer silicium qui permet l'obtention d'une induction élevée [5].

Le rotor ou la roue polaire dont le nombre de pôles est égal à celui du stator, est excité par un bobinage parcouru par un courant continu ou par des aimants pour produire une force magnétomotrice dite d'excitation  $F_0$ . La mince zone localisée entre ces deux éléments est appelée entrefer.

Les bobines (phases) du stator sont reliées à une source triphasée de tensions sinusoïdales. La superposition des trois flux magnétiques créés par les trois bobines du stator produit un flux magnétique sinusoïdal tournant à la fréquence de la source de tension. Ce flux magnétique tournant interagit avec le flux de rotor dans l'entrefer qui sépare le stator du rotor et crée ainsi une force électromagnétique. Cette force se traduit par la rotation du rotor. La vitesse de rotation du rotor est proportionnelle à la fréquence de la source de tension.



**Figure I.2 :** principe de fonctionnement de la MSAP

Au rotor, les enroulements parcourus par un courant continu (dans le cas de la machine à rotor bobiné) sont remplacés par des aimants permanents alternant pôles nord et pôles sud. Le flux inducteur balaye les enroulements statoriques et y induit des forces électromotrices (f.é.m) alternatives. L'interaction des champs statorique et rotorique donne naissance à un couple sur l'arbre et entraîne le moteur à une vitesse de rotation synchrone.

Dans le cas du moteur synchrone à aimants permanents (MSAP), l'inducteur est remplacé par des aimants, ceci présente l'avantage d'éliminer les balais et les pertes rotoriques, ainsi que la nécessité d'une source pour fournir le courant d'excitation [6]. Cependant, on ne peut pas contrôler le flux rotorique. D'autre part, la surface interne du stator est cylindrique, et les enroulements sont placés dans des encoches taillées suivant les génératrices de ce cylindre. Chaque enroulement est réalisé de manière à créer une force magnétomotrice sinusoïdale dans l'entrefer. Les forces magnétomotrices créées par chacun des trois enroulements sont déphasées spécialement d'un angle électrique. En alimentant cet enroulement triphasé par des courants triphasés, on crée un champ tournant circulaire.

Dans les machines à aimants collés, à cause de l'isotropie existant dans la machine, l'inductance de l'axe direct est égale à l'inductance de l'axe en quadrature, par contre, dans les machines à aimants enterrés ou à concentration de flux, à cause de l'épaisseur des aimants, l'entrefer sur l'axe direct est plus grand que celle sur l'axe indirect, par conséquent  $L_d$  est inférieure à  $L_q$ .

Les développements des matériaux magnétiques permettant aux machines à aimants permanents d'être de plus en plus utilisées dans différents domaines de l'industrie. La densité de puissance massique élevée, le rendement élevé, l'augmentation de la constante thermique et la fiabilité plus grande, due à l'absence de contacts glissants bague-balais de ces machines, leurs permettent de concurrencer les machines asynchrone.

### **I.2 Machines synchrones**

Une machine synchrone est un convertisseur d'énergie. Comme toutes les machines électriques tournantes, elle est réversible et peut fonctionner soit en génératrice (alternateur), soit en moteur. Une machine synchrone est une machine à courant alternatif dans laquelle la fréquence de la tension induite engendrée et la vitesse sont dans un rapport constant. Dans le domaine des grandes puissances, elles sont essentiellement exploitées comme alternateurs triphasés équipant les centrales thermiques ou hydrauliques de production d'énergie électrique. Les utilisations en moteur synchrone triphasé concernent principalement les centrales de pompage-turbinage ou les entraînements de puissance (pompes, compresseurs, ventilateurs) à vitesse constante (alimentation à fréquence constante par le réseau) ou à vitesse variable (alimentation au moyen d'un convertisseur de fréquence).

Ces machines sont regroupées en deux grandes familles : les machines dont la force électromotrice (f.é.m.) est sinusoïdale et les machines dont la f.é.m. est trapézoïdale [7].

### I. 2.1 Moteur à f.é.m. trapézoïdale

Pour les machines dites à f.é.m. trapézoïdale, la forme du courant la plus appropriée (celle qui minimise les ondulations sur son couple) est de type à  $120^\circ$ . Les actionneurs correspondant sont communément appelés actionneurs à courant continu sans balais (BDCM : Brushless Direct Current Motors).

La commande des (BDCM) est simple, car leur autopilotage consiste à alimenter à tout instant deux phases et cette commande nécessite uniquement une seule boucle de courant et un capteur de position de faible résolution. Mais à cause de l'effet de la commutation, le couple produit n'est pas constant. Des techniques de minimisation des ondulations de couple sont généralement nécessaires. Les BDCM sont utilisés pour les applications à basses performances (peu sensible au couple) comme les pompes et les ventilateurs.

### I. 2.2 Moteur à f.é.m. sinusoïdale

Pour obtenir un couple constant, les courants d'alimentation doivent être également sinusoïdaux, les actionneurs correspondant c'est-à-dire les ensembles moteur-alimentation autopilotage sont communément appelés actionneurs synchrones (PMSM : Permanent Magnet Synchronous Motors). Le pilotage du moteur en courants sinusoïdaux permet de supprimer les commutations brutales (source de bruit) et d'obtenir une meilleure régularité du couple moteur. Le capteur de position du rotor doit avoir une grande résolution. On utilise un résolveur ou un codeur incrémental.

Les PMSM sont utilisés pour les applications à grandes performances qui demandent une grande qualité de couple. Mais rien n'empêche, en pratique, d'alimenter une machine à f.é.m. trapézoïdales en courants sinusoïdaux et vice-versa. L'intérêt des associations précédentes est généralement d'offrir les qualités attendues pour l'application (faible coût avec les premières, grande qualité de couple avec les secondes).

### I. 2.3. Couple des Machines synchrones à aimants permanents

En général, le couple total développé par les machines à aimants permanents est composé de trois types de couple.

#### I. 2.3. 1 Couple de détente

Lorsque les aimants tournent avec le rotor et passent devant les dents du stator, ils rencontrent une réluctance variable. Cette variation de la réluctance entraîne un couple de valeur moyenne nulle que l'on appelle couple de détente. Pour tenter de l'annuler, les encoches peuvent être inclinées d'un pas d'encoche, mais cela rend plus difficile l'opération de bobinage. Il est préférable d'incliner les aimants (ou l'aimantation des pôles) plutôt que les encoches.

### I. 2. 3. 2 Couple de réluctance

Appelé aussi couple de saillance, il est dû aux variations des inductances des enroulements statoriques en fonction de la position du rotor.

Il faut noter que dans le cas d'aimants montés en surface, le flux d'induit rencontre la même réluctance quelle que soit la position du rotor. Il n'y a pas donc pour ces moteurs de couple de réluctance à prendre en compte.

### I. 2. 3. 3 Couple mutuel

Il est dû à l'interaction des deux champs statorique et rotorique.

## I.3 Les Aimants permanents

Les aimants des machines synchrones sont fabriqués à partir de poudre de ferrite, de poudre de fer-cobalt ou de terres rares. Un bon aimant doit avoir une induction rémanente et un champ coercitif le plus grand possible [8].

C'est au début des années 30 que sont apparus les premiers aimants permanents appelés Alnico (alliage à base d'Aluminium-Nickel-Cobalt). Ces derniers demeurent le matériau magnétique le plus utilisé durant plusieurs décennies. Depuis les années 50, ils ont été peu à peu remplacés par les aimants à base d'héxaferrite ( $\text{AFe}_{12}\text{O}_{19}$  où  $\text{A}=\text{Ba}, \text{Sr}, \text{Pb}, \dots$ )

### I.3.1 Matériaux des Aimants Permanents

Un aimant permanent est un matériau ferromagnétique ayant la propriété de posséder une aimantation pratiquement constante en l'absence d'un champ démagnétisant relativement important. Cette aimantation provient des dipôles magnétiques, contenus dans ce matériau constitués d'ensembles de moments orbitaux et de spin d'électrons [8].

Les matériaux pour aimants permanents les plus utilisés dans les machines électriques sont classés en trois catégories [9] [10].

**A- Les ferrites :** ce sont des composés d'oxyde de fer, de baryum et de strontium. Ils sont obtenus par frittage et peuvent être isotropes ou anisotropes. Ces aimants possèdent des performances modestes mais ils se sont imposés dans de très nombreuses applications en raison de leurs faible prix de revient et d'une rigidité magnétique élevée. En raison de leurs faibles valeurs d'aimantation rémanente (environ 0.4T), les ferrites sont utilisées plutôt dans des machines à aimants de faible puissance à faible coût.

Pour atteindre des couples massiques plus élevés, les structures de machines plus complexes à concentration de flux pourraient être envisagées.

**B- Les Alnicos :** les aimants d'Alnico sont composés d'Aluminium, de Nickel et de Cobalt. Ils se caractérisent par un champ rémanent très élevé, mais un champ coercitif très faible



ce qui rend difficile leur utilisation dans les machines électriques. Toutefois, ils présentent une haute stabilité sous des températures extrêmes. Ils maintiennent leurs caractéristiques magnétiques entre 250°C et 450°C.

Ce genre d'aimants est utilisé principalement pour les appareils de mesure et systèmes de détection à travers des champs magnétiques.

**C- Les terres rares :** Ce sont des matériaux très abondants dans la nature. Ils sont les meilleurs matériaux pour aimants performants. Etant caractérisés par un champ coercitif supérieur à celui des ferrites et une densité d'énergie très importante, ils sont recommandés pour les structure de machines électriques de puissances moyennes de très hautes performances. Les samarium-cobalt autorisent une température de fonctionnement élevée (jusqu'à 350°C), mais ils sont très couteux en raison notamment de la présence du cobalt dans leur composition.

Les Nd-Fe-B ont des performances supérieures aux SmCo et sont beaucoup moins couteux, mais leur tenue en température est moins bonne (jusqu'à 160°C) [10]

Matériaux	Br en Tesla	Hc en KA/m	T°de Curie en °C	Remarque diverses
Ferrites	0.2 à0.4	200	300	Les moins chers
Alnico	1.2	50	750à850	Se démagnétisent trop facilement
Samarium cobalt	0.5	800	700à800	Prix élevé à cause du cobalt
Néodyme fer bore	1.3	1500	310	Prix en baisse (brevets), sujet à l'oxydation

**Tableau I.1.** Tableau récapitulatif des caractéristiques des aimants [8].

La figure (I.3) présente la caractéristique B(H) de certains types d'aimants.

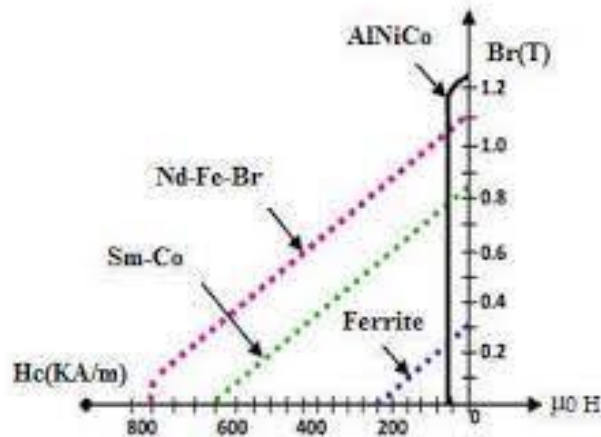


Figure I.3 : Courbe de désaimantation

En fonction de l'application, on choisit la nature des aimants utilisés dans les machines électriques : pour des applications à haute température, les aimants Samarium Cobalt sont utilisés. Dans les machines à puissances élevées, compte tenu du volume d'aimants utilisé et le coût associé, on préfère employer les aimants (Nd-Fe-B) [10].

Au-delà des avantages des aimants permanents, nous avons estimé important de signaler quelques difficultés et inconvénients propres à leur manipulation [8].

- Le placement des aimants sur le rotor est sujet à des difficultés dues aux forces d'attraction-répulsion de ces derniers entre - eux et avec le noyau ferromagnétique (rotor).
- Les matériaux composés de terre rare sont inflammables et l'extinction ne doit pas se faire, s'ils prennent feu, avec de l'eau.
- Une cassure des aimants entraîne un rejet brutal et violent des parties brisées pouvant blesser l'opérateur et entraîner quelques dégâts pour le matériel.
- Un simple mouvement manuel du rotor suffit à engendrer une f.é.m. aux bornes des plaques du stator, laquelle pourrait être néfaste pour l'opérateur.

### I.4. Différentes type des Machines à aimants permanents

Il existe de nombreuses configurations du moteur synchrone à aimants permanents. La raison principale de cette diversité est que les utilisateurs ont 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, la plus rapide 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 [14].

Trois grandes familles existent : les moteurs à rotor intérieur, à rotor extérieur ou à entrefer axial.

### I. 4.1 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. La figure (I.4) montre un exemple de 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 être capable de maintenir les aimants, même à vitesse élevée. Le plus souvent ils sont collés et frétés.

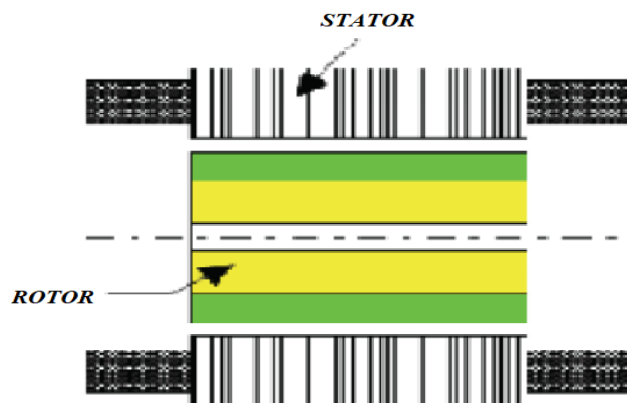


Figure I.4 : Moteur à rotor intérieur

### I. 4.4.2 Moteur à rotor extérieur

La figure (I.5) présente la section d'un moteur à rotor extérieur. Les tôles utilisées au stator ressemblent à celle 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.

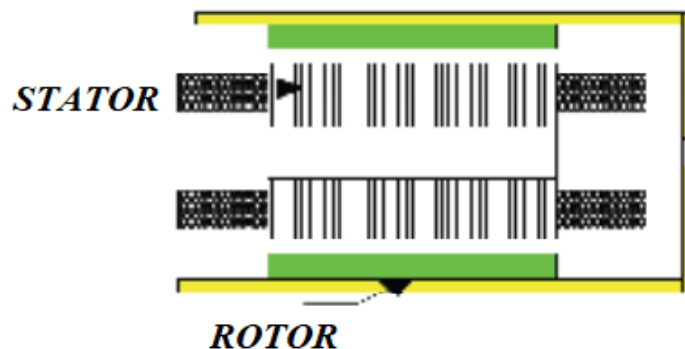


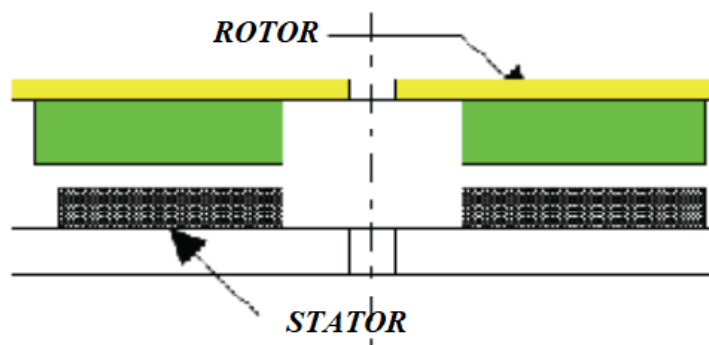
Figure I.5 : Moteur à rotor extérieur

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 fragilité de fabrication. Cependant, les machines à rotor extérieur ne sont utilisées que pour des applications à vitesse constante.

### I. 4.3 Moteurs à entrefer axial

Dans certaines applications à encombrement réduit, les machines à entrefer axial ont fait leur apparition (moteur de disque dur d'ordinateur, table tournante, 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. La figure (I.6) représente une coupe d'un moteur à entrefer axial.



**Figure I.6 :** Moteur à entrefer axial

Ces machines ont en général un grand nombre de pôles et fonctionnent à basses vitesses (inférieure à 1000 tr/min) afin d'éviter un échauffement excessif dû aux courants de Foucault. Les avantages du moteur à entrefer axial sont : un faible coût, sa forme plate et l'absence de couple réluctant à faible vitesse.

### I.5 Caractéristique de la désaimantation

Les aimants permanents sont principalement caractérisés par leur cycle d'hystérésis et plus particulièrement par la courbe de désaimantation du deuxième quadrant du plan (fig. I.7). Les aimants permanents sont principalement caractérisés par leur cycle d'hystérésis et plus particulièrement par la courbe de désaimantation du deuxième quadrant du plan (fig. I.7).

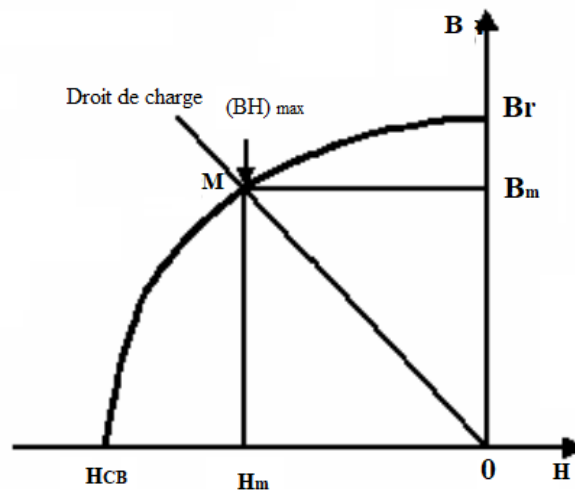


Figure I.7 : Courbe de désaimantation

Cette courbe est caractérisée par :

- ✚ L'induction rémanente **Br**
- ✚ Le champ coercitif **H<sub>cb</sub>**, qui est le champ démagnétisant annulant l'induction ; plus sa valeur est élevée et plus l'aimant est stable.
- ✚ Une grandeur également importante est le produit **(BH)<sub>max</sub>**, ce produit est couramment appelé « Energie spécifique de l'aimant ». Cette énergie caractérise la qualité du matériau, car l'énergie spécifique est inversement proportionnelle au volume de l'aimant. Donc pour un entrefer donné, le volume d'aimant est d'autant plus faible que l'énergie spécifique est élevée.

Les matériaux magnétiques peuvent être de deux formes, isotropiques ou anisotropiques. Les matériaux isotropiques présentent les mêmes caractéristiques dans toutes les directions, contrairement aux matériaux anisotropiques qui ont une direction privilégiée suivant laquelle ils ont de meilleures performances magnétiques.

La présence d'un entrefer dans le circuit magnétique contribue à réduire la valeur de l'induction dans l'aimant par rapport à son induction rémanente, d'où l'appellation « charge ». Si l'entrefer varie (effets d'encoches ou réluctance variable avec aimants), la pente de la droite de charge fluctue et fait varier le point de fonctionnement, ce qui peut avoir, entre autres effets, de créer des pertes magnétiques dans l'aimant [11].

### I.5.1 Causes de la désaimantation

Le champ magnétique, vu à travers l'aimant peut être variable, soit par la modification de la géométrie du circuit magnétique, soit par l'application d'un champ magnétique extérieur variable. Les différentes causes de désaimantation sont les suivantes :

#### A- Variations de la température

A des températures de fonctionnement qu'on appelle critiques, les grandeurs essentielles de l'aimant, ( $B_r$  et  $H_{cb}$ ) subissent des variations dont les effets se matérialisent par des pertes de flux dans l'entrefer de la machine. On distingue généralement deux sortes de diminutions [12], [13]:

- ✓ **Diminutions réversibles d'induction** : elles sont annulées par le retour de l'aimant à la température initiale. Elles s'expriment par le coefficient de la température de la rémanence.
- ✓ **Diminutions irréversibles d'induction** : elles sont dues à la dépendance en température du champ coercitif. En effet, à des températures élevées le champ coercitif diminue et l'aimantation de certaines zones ne peut être ramenée à l'état initial. Ces pertes ne sont pas annulées après retour à la température initiale. Elles ne pourront l'être que par une réalimentation.

### I.6 Constitution de la machine synchrone à aimant permanent (MSAP)

Une machine synchrone à aimant permanent (MSAP) est un système électromécanique qui transforme l'énergie électrique en énergie mécanique par l'intermédiaire des champs magnétiques. Cette énergie mécanique produit un mouvement de rotation et un couple mécanique.

#### I.6.1 Stator

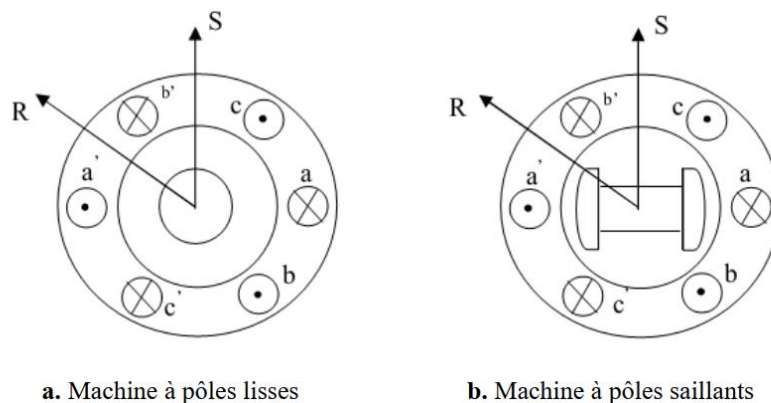
Les différents types des moteurs électrique asynchrones ou synchrones ne se distinguent que par le rotor, dans tous les cas le stator reste, au moins dans son principe, le même. Il est constitué d'un enroulement bobiné réparti dans les encoches du circuit magnétique statorique. Ce circuit magnétique est constitué d'un empilage de tôles dans lesquelles sont découpées des encoches parallèles à l'axe de la machine.



**Figure I.8 :** Représentation de la machine synchrone à aimants permanents

### I.6.2 Rotor

Le rotor de ces machines peut être à pôles lisses (figure I.3.a), ou à pôles saillants (figure I.3.b). Puisque l'entrefer est plus faible sur l'axe direct de la machine, alors l'inductance directe  $L_d$  dans la machine à pôles saillants, est plus grande que celle de l'axe indirect (quadratique)  $L_q$ . Avec la possibilité de commutation naturelle, les applications industrielles de ces machines dans les systèmes d'entraînement se sont d'abord développées dans le domaine des fortes puissances (0.5 MW à 50 MW). Elles sont utilisées comme moteurs de compresseurs ou ventilateurs de très fortes puissances, ainsi que dans les systèmes de traction. On peut aussi rencontrer des applications de fortes puissances de ces machines avec les cyclo-convertisseurs, dont l'intérêt essentiel de la machine est encore la possibilité d'utiliser la commutation naturelle.



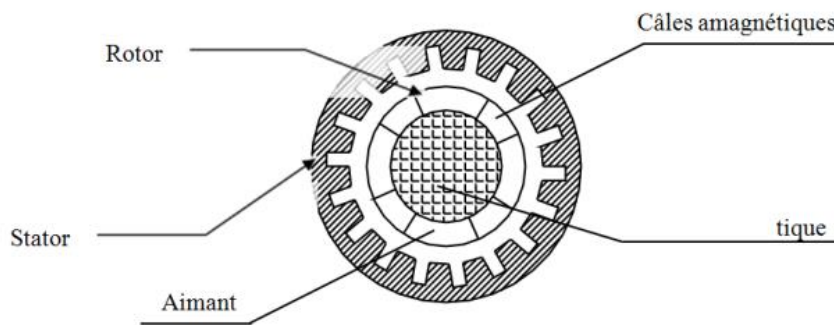
**Figure I.9 :** Formes simplifiées de la machine synchrone à inducteur bobiné.

### I.7 Les différents types de la MSAP

Suivant les dispositions des aimants de rotor, on distingue [14], [15], [16] ;

#### A- Machine à pôle lisses

On a intérêt de les doter d'une aimantation radiale, tangentielle entre pôles, les aimants peuvent avoir également une aimantation mixte ou aimantation tournante. Ces structures sont intéressantes pour un fonctionnement auto-piloté, car elles présentent une faible inductance de phase et une réaction d'induit réduite, ce qui favorise ainsi une commande plus simple.

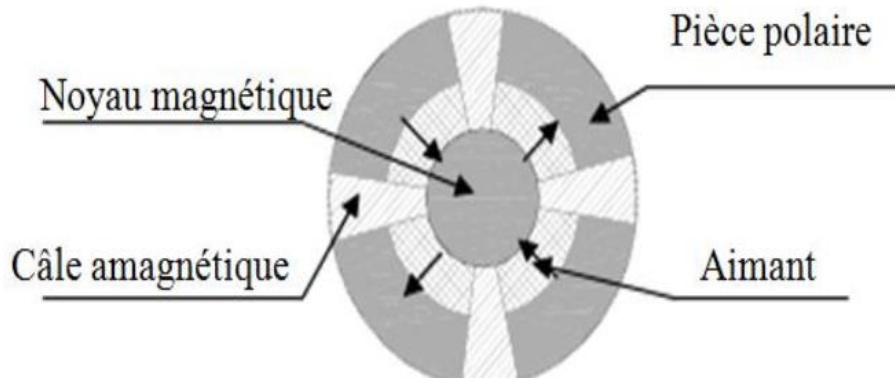


**Figure I.10 :** Structures d'une machine à aimants permanents à pôle lisses

#### B- Machine à pôles saillants

La saillance est obtenue par l'addition de pièces polaires ou inter polaires, qui raccourcissent nettement les lignes de flux selon les deux axes "d" et "q" respectivement suivant la position directe et la position en quadrature, ce qui augmente la valeur de l'inductance contrairement aux machines à inducteur bobiné ou la saillance est inversée c'est-à-dire, que l'inductance selon l'axe "q" est supérieure par rapport à celle suivant l'axe "d" On peut obtenir plusieurs catégories d'inducteurs à pôles saillants.





**Figure I.11 :** Structures d'une machine à aimants permanents à pôles saillants

### I.8 Domaines d'application des moteurs synchrones

C'est ainsi que le moteur synchrone peut être très utile dans de nombreuses applications, comme :

- les équipements domestiques (machine à laver le linge),
- les automobiles,
- les équipements de technologie de l'information (DVD drives),
- les outils électriques, jouets, système de vision et ses équipements,
- les équipements de soins médicaux et de santé (fraise de dentiste),
- les servomoteurs,
- les applications robotiques,
- la production d'électricité,
- la propulsion des véhicules électriques et la propulsion des sous-marins
- les machines-outils,
- les applications de l'énergie de l'éolienne

### I.9 Différents modes d'alimentation des MSAP

Les études effectuées dans les dernières années sur les machines synchrones à vitesse variable ont montré l'intérêt de l'utilisation des convertisseurs statiques pour l'alimentation de ce type de machines. La modélisation des systèmes convertisseur machine synchrone a été largement étudiée par plusieurs auteurs [17].

Il existe deux types de convertisseurs servant à alimenter la machine synchrone:

- ❖ Le premier type est le cyclo-convertisseur qui est directement relié au réseau alternatif. Il a l'inconvénient d'avoir une fréquence des tensions de sortie relativement basse, ce qui limite la vitesse de rotation de la machine, et de nécessiter un nombre élevé de composants et une commande relativement complexe [18].

- ❖ Le deuxième type de convertisseur alimente la machine à partir d'une source de tension ou de courant continu (onduleurs de tension ou commutateurs de courant).

### I.9.1 Alimentation par commutateur de courant

Dans ce type d'alimentation (figure I-12) le convertisseur associé au moteur est alimenté par une source de courant continu. Le convertisseur statique peut, grâce à l'ouverture et à la fermeture des interrupteurs, aiguiller ce courant séquentiellement dans les enroulements statoriques de la machine, de telle sorte que son amplitude soit fixée par le courant d'alimentation et que sa fréquence soit proportionnelle à la vitesse de rotation de la machine.

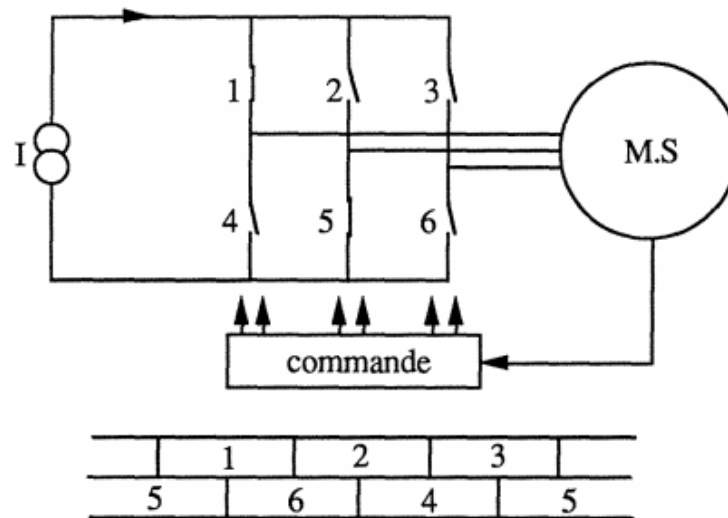


Figure I.12 : Alimentation par commutateur de courant

L'autopilotage d'un moteur synchrone alimenté en courant est relativement simple, car le courant est la seule variable de la commande. Ce type de commande est principalement utilisé dans les entraînements à vitesse variable. Toutefois, le commutateur impose dans les phases du moteur des courants rectangulaires et discontinus, donc riches en harmoniques. Ces harmoniques produisent des oscillations du couple électromagnétique qui perturbent le fonctionnement du moteur à faible vitesse et produisent des pertes fer supplémentaires qui réduisent le rendement du moteur.

### I.9.2 Alimentation par onduleur de tension

Les onduleurs de tension permettent d'imposer aux enroulements statoriques de la machine des tensions d'amplitude et de fréquence réglables en agissant sur la commande des interrupteurs du convertisseur statique (G.T.O.- Transistors bipolaires, MOSFET, IGBT,...).

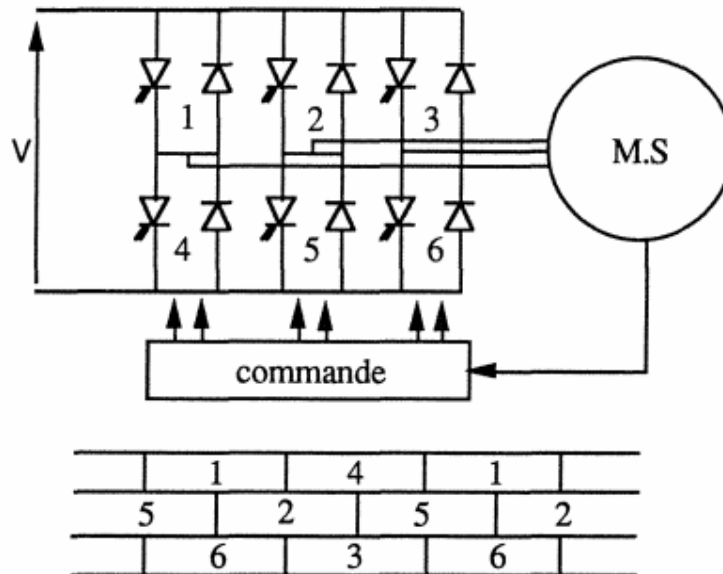


Figure I.13 : Alimentation en tension par onduleur

Compte tenu du fait que pour contrôler le couple de la machine il faut contrôler ses courants, il est nécessaire que les onduleurs de tension soient munis de boucles de contrôle des courants. De plus, ceci permet de protéger les composants de l'onduleur (Transistors ou Diodes), contre les surintensités survenant en régimes transitoires.

Dans ce type d'alimentation, les courants dans les enroulements de la machine sont imposés par des consignes triphasées. Ces consignes, qui sont synchronisées avec les forces électromotrices, sont générées à l'aide d'un capteur de position à haute définition monté au rotor, et leur amplitude est calculée à partir de la référence de couple.

**I.10 Avantages des machines à aimants permanents par rapport aux autres types de machines :**

Un avantage évident de l'utilisation des aimants au niveau de la production du flux est la suppression des pertes par effet joule du système inducteur. On peut montrer dans le cas des machines classiques que l'importance relative de ces pertes par effet joule par rapport à la puissance utile est d'autant plus élevée que la machine est de taille plus réduite. Un autre avantage de l'excitation par aimants, concerne l'amélioration de la sécurité de fonctionnement certes, les moteurs synchrones à aimants sont intéressants du point de vue puissance, rendement, facteur de puissance et moment d'inertie pour des gammes accessibles à leurs utilisation (coût et fiabilité).

**I.10.1 Moteurs synchrones à aimants - Moteurs à courant continu**

Les moteurs synchrones à aimants concurrencent les moteurs à courant continu. En effet les moteurs synchrones à aimants produisent un couple élevé, l'absence du système balais

lames du collecteur pour les moteurs à aimants permet de réduire la maintenance et d'éviter les problèmes de limitation pour la vitesse maximale.

### I.10.2 Moteurs synchrones à aimants - Moteurs synchrone classique

Les aimants modernes et en particulier les plus performants, tel que les terres rares ont une perméabilité voisine de celle de l'air. Ceci conduit à un entrefer équivalent plus important que celui obtenu avec les machines synchrones classiques. Cet avantage offre aux moteurs synchrones à aimants une meilleure stabilité.

D'autre part, le moteur synchrone classique est limité par le volume de son rotor pour les grandes vitesses de rotation, ce qui n'est pas le cas pour un inducteur à aimants. L'autopilotage élimine tout problème de décrochage ou de ralentissement.

### I.10.3 Moteurs synchrones à aimants - Moteurs asynchrones

Les moteurs à aimants présentent les avantages suivants par rapport aux moteurs asynchrones :

- ✓ Un faible moment d'inertie, ce qui a pour effet de donner une réponse plus rapide pour un couple donné.
- ✓ Un rendement plus élevé que celui des moteurs asynchrones classiques, en effet les pertes joules rotoriques sont négligeables pour les machines à aimants, tandis que les pertes fer rotoriques d'un moteur asynchrone dépendent du glissement.
- ✓ Le moteur à aimants est avantage par sa rusticité, et il n'a pas besoin de requérir à une source de courant d'excitation, ce qui n'est pas le cas pour le moteur asynchrone
- ✓ Pour les mêmes performances, le moteur est de taille plus réduite, cet avantage permet d'utiliser les machines à aimants là où l'encombrement est limité. Toute fois le moteur asynchrone ne produit pas de couple de détente ce qui est le cas des machines synchrone à aimants [19]

En résumé, les caractéristiques des différentes machines comparées à celles de la MSAP (Bénéfices et inconvénients) sont présentées dans le tableau I.2 [20],

MACHINE	CARACTERISTIQUES
MSAP	<ul style="list-style-type: none"><li><input type="checkbox"/> excitation assurée par les aimants.</li><li><input type="checkbox"/> pertes associées à la composante magnétisante négligeable.</li><li><input type="checkbox"/> possibilité de fonctionnements à des facteurs de puissance élevés.</li><li><input type="checkbox"/> dégradation des performances avec l'augmentation de la température.</li><li><input type="checkbox"/> possibilité démagnétisation des aimants (température, pic de</li></ul>

	courant, dé fluxage...) <input type="checkbox"/> assemblages aimants <input type="checkbox"/> coût
<i>Machine synchrone conventionnelle</i>	<input type="checkbox"/> exige une alimentation auxiliaire à courant continue pour alimenter le circuit d'excitation <input type="checkbox"/> commande très complexe <input type="checkbox"/> faible couple volumique <input type="checkbox"/> mauvais rendement global <input type="checkbox"/> mauvais facteur de puissance <input type="checkbox"/> pertes Joules au rotor difficiles à évacuer. <input type="checkbox"/> robuste <input type="checkbox"/> faible coût de réalisation <input type="checkbox"/> faible d'ondulation de couple
Machine à courant continu	<input type="checkbox"/> alimentation continue supplémentaire <input type="checkbox"/> présence des contacts tournants <input type="checkbox"/> maintenance régulière des balais <input type="checkbox"/> manque robustesse <input type="checkbox"/> grandes pertes dans l'inducteur <input type="checkbox"/> limitation en vitesse

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

### I.11 Applications et inconvénients

La machine synchrone à aimants permanents est utilisée largement dans plusieurs applications comme les machines-outils, la robotique, les générateurs aérospatiaux, la traction électrique, Le domaine d'emploi de MSAP à l'heure actuelle est de quelques dizaines de Kilowatt à cause des caractéristiques magnétique des aimants qui peuvent être perdu en dépassant les limites de fonctionnement. Le principal inconvénient de la machine à aimants est que son flux inducteur est difficile à régler de ce fait la commande du moteur est effectuée par action extérieure en particulier dans le cas d'inducteur à pôle saillants [19].

### I.12 Modélisation des machines synchrones à aimants permanents

L'étude de tout système physique nécessite une modélisation. Celle-ci nous permet de simuler le comportement de ce système face à différentes sollicitations et d'appréhender ainsi les mécanismes régissant son fonctionnement [21].

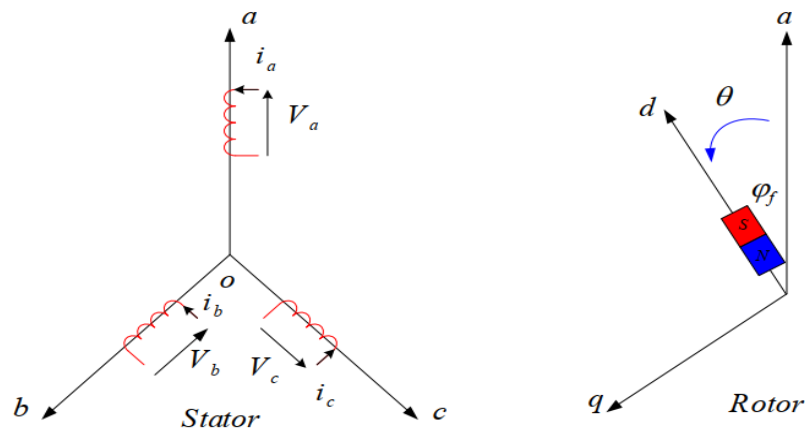
Le modèle mathématique de la machine synchrone à aimants permanents est nécessaire pour l'étude de la commande dans les différents régimes de fonctionnements permanent et transitoire [22].

La mise sous forme d'un modèle mathématique d'une MSAP est nécessaire pour l'étude de sa commande dans les différents régimes de fonctionnements transitoire et permanent [20]. Les hypothèses simplificatrices usuelles adoptées dans la modélisation de la machine, données dans la majorité des références [23]

- ❖ L'absence de saturation dans le circuit magnétique,
- ❖ La distribution sinusoïdale de le F.M.M crée par les enroulements du stator,
- ❖ L'hystérésis est négligée avec les courants de Foucault et l'effet de peau,
- ❖ L'effet d'encochage est négligeable,
- ❖ La résistance des enroulements ne varie pas avec la température.

#### I.12.1 Mise en équations de la machine dans le repère (abc)

La Figure (1.3) donne la représentation des enroulements pour une machine synchrone triphasée à aimants permanents.



**Figure I.14 :** Schéma de la MSAP dans le repère abc

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

- ❖ Equations électriques,
- ❖ Equations magnétique,
- ❖ Equations mécaniques.

### I.12.1.1 Equations électriques

Les équations électriques du stator d'une machine synchrone triphasée à aimants permanents sans amortisseurs s'écrivent :

$$[V_s] = [R_s][i_s] + \frac{d}{dt} \varphi_s \quad (1.1)$$

Où :

$$[V_s] = [V_a \ V_b \ V_c]^t \quad : \text{Vecteur tensions statoriques.}$$

$$[i_s] = [i_a \ i_b \ i_c]^t \quad : \text{Vecteur courants statoriques.}$$

$$[\varphi_s] = [\varphi_a \ \varphi_b \ \varphi_c]^t \quad : \text{Vecteur flux statoriques.}$$

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad : \text{Matrice résistance de stator.}$$

### I.12.1.2 Equations magnétiques

$$[\varphi_s] = [L_s][i_s] + [\varphi_f \ abc] \quad (1.2)$$

Où :

$$[\varphi_s] = [\varphi_a \ \varphi_b \ \varphi_c]^t \quad : \text{Vecteur flux statoriques}$$

$$[i_s] = [i_a \ i_b \ i_c]^t \quad : \text{Vecteur courants statoriques}$$

$$[\varphi_f \ abc] = [\varphi_{fa} \ \varphi_{fb} \ \varphi_{fc}]^t \quad : \text{Vecteur flux créé par l'aimant à travers l'enroulement statorique}$$

La matrice  $[L_s]$  est une matrice carrée qui contient des termes constants regroupés dans  $[L_{s0}]$  alors que les termes variables dépendant de  $(\theta)$  sont regroupés dans  $[L_{s2}(\theta)]$ . Dans le cas général, elle se met sous la forme :

$$[L_s] = [L_{s0}] + [L_{s2}(\theta)] \quad (1.3)$$

Avec :

$$[L_{s0}(\theta)] = \begin{bmatrix} L_{s0} & M_{s0} & M_{s0} \\ M_{s0} & L_{s0} & M_{s0} \\ M_{s0} & M_{s0} & L_{s0} \end{bmatrix} \text{ et } [L_{s2}$$

$$(\theta)] = \begin{bmatrix} \cos(2\theta) & \cos 2\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos 2\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \cos 2\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos 2\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(2\theta) \\ \cos 2\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(2\theta) & \cos 2\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix}$$

Où :

$M_{s0}$  : Inductance mutuelle entre deux phases statoriques,

$L_{s0}$ : Inductance propre d'une phase statorique,

$\theta$  : Caractérise la position angulaire du rotor par rapport au stator.

### I.12.1.3 Equations mécaniques

Les seules pièces mobiles de la MSAP sont le rotor et les roulements de rotor. La robustesse et la fiabilité du PMSM est une conséquence directe de sa structure peu compliquée, le point de départ pour un modèle du système mécanique est la deuxième loi de Newton. La dernière équation importante complète le modèle du MSAP, est l'équation fondamentale de la mécanique décrivant la dynamique du rotor de la machine :

$$\sum_i C_i = J \frac{d\omega}{dt}$$

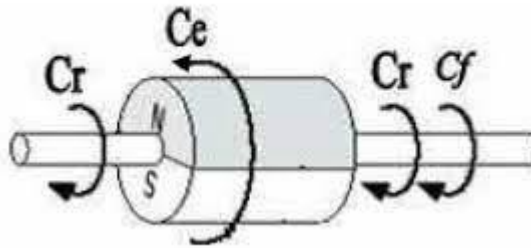


Figure I.15 : Différents couples qui agissent sur le rotor

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

Avec:

$$C_f = f \omega_r$$

$J$  : le moment d'inertie du moteur ;

$f$  : le coefficient de frottement visqueux

$C_e$  : le couple électromagnétique délivré par le moteur

$C_r$  : le couple résistant, ou de charge ;



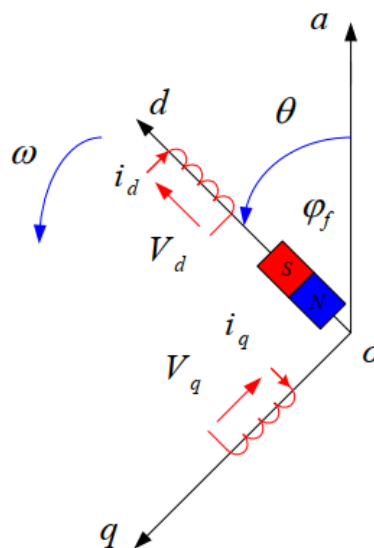
L'étude analytique du comportement des équations (1.1) et (1.2) est relativement laborieuse, vu le grand nombre de coefficients variables. On utilise alors des transformations mathématiques qui permettent de décrire le comportement du moteur à l'aide d'équations différentielles à coefficients constants. L'une de ces transformations est la transformation de Park [20].

### I.12.2 Transformation de Park

La transformation de Park consiste à transformer la représentation du moteur triphasée équilibrée à une représentation biphasée équivalente caractérisée par deux axes d-q, à condition que le champ où les forces magnétomotrices et la puissance instantanée soient conservés [24], [25].

Le modèle diphasé de la MSAP s'effectue par une transformation du repère triphasé réel en un repère diphasé fictive, qui n'est en fait qu'un changement de base sur les grandeurs physiques (tensions, flux et courants), il conduit à des relations indépendantes de l'angle  $\theta$  et à la réduction d'ordre des équations de la machine. La transformation la plus connue par les électrotechniciens est celle de Park.

Le repère  $(d,q)$  peut être fixé au stator, au rotor ou au champ tournant. Selon l'objectif de l'application. La Figure (1.16) présente la MSAP en modèle de Park. Le repère  $(oa)$  est fixe. Le repère  $(d,q)$  tourne avec la vitesse de synchronisme  $\omega$



**Figure I.16** : Schéma équivalent de la MSAP dans le repère  $(d,q)$

#### a) Passage direct : triphasé au diphasé

L'équation qui traduit le passage du système triphasé au système biphasé  $(d,q)$  est donnée par :

$$[X_{dqo}] = [p(\theta)][X_{abc}] \quad (1.4)$$

Avec:

$[p(\theta)]$ : La matrice de passage direct de Park,

$X$  : Représente les variables considérées de la machine (tensions, courants ou flux)

$X_0$ : La composante homopolaire, ajoutée pour rendre la transformation réversible, elle est nulle lorsque le système est en équilibre.

$$[p(\theta)] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}$$

(1.5)

Où :  $X$  représente les variables considérées de la machine qui sont tensions, courants ou flux.

Alors :

$$[U_d \quad U_q \quad U_o] = p(\theta)[U_a \quad U_b \quad U_c]^T$$

$$[I_d \quad I_q \quad I_o] = p(\theta)[I_a \quad I_b \quad I_c]^T$$

$$[\varphi_d \quad \varphi_q \quad \varphi_o] = p(\theta)[\varphi_a \quad \varphi_b \quad \varphi_c]^T$$

$X_o$ : La composante homopolaire, ajoutée pour rendre la transformation réversible, elle est nulle lorsque le système est en équilibre.

**b) Passage inverse : diphasé au triphasé**

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

$$[X_{abc}] = [p(\theta)]^{-1}[X_{dqo}] \quad (1.6)$$

Et la matrice de passage inverse de park  $[p(\theta)]^{-1}$  et donner par :

$$[p(\theta)]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 1 \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & 1 \\ \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & 1 \end{bmatrix} \quad (1.7)$$

La représentation fonctionnelle du modèle de Park du MSAP est illustrée sur la Figure (1.17)

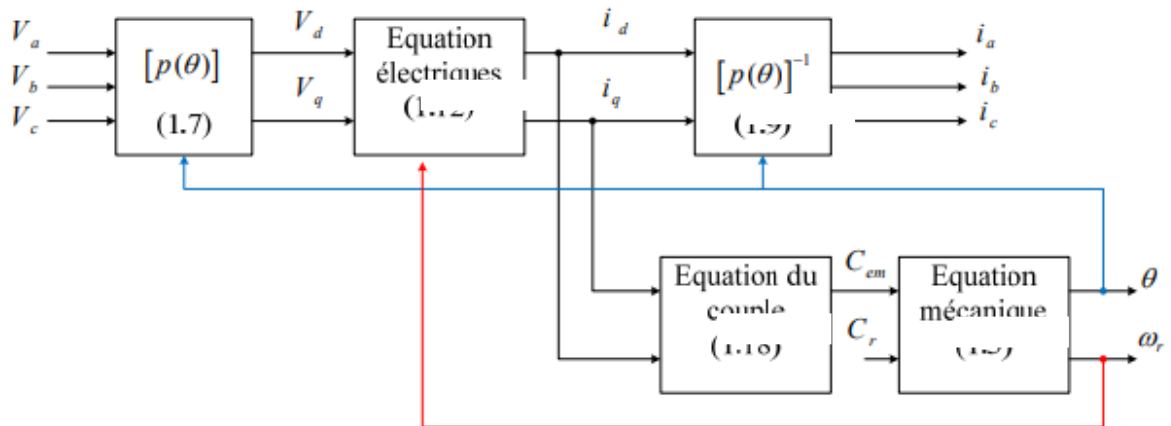


Figure I.17 : Schéma fonctionnel du modèle de Park

### I.12.2.1 Principe de la transformation de Clark

La transformation directe de *Clarck* est déterminée par une matrice  $[C]$  elle correspond les vecteurs des axes (a,b,c) aux vecteurs des axes ( $\alpha,\beta, o$ ), elle est appliquée aux tensions, aux courants, et aux flux,  $[V_{abc}], [I_{abc}], [\varphi_{abc}]$  aux  $[V_{\alpha,\beta,o}], [I_{\alpha,\beta,o}], [\varphi_{\alpha,\beta,o}]$  respectivement [26]

Le vecteur  $X_0$ , représente la composante homopolaire.

La transformation de *Clarck* est définie par :

$$\begin{cases} [X_{\alpha,\beta,o}] = [C] [V_{abc}] \\ [X_{a,b,c}] = [C]^{-1} [V_{\alpha,\beta,o}] \end{cases} \quad (1.10)$$

$[C]$  ET  $[C]^{-1}$  sont les matrices de passage directe et inverse de Clark, qui sont données par :

$$[C] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & \frac{-1}{2} & \frac{-1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (1.11)$$

$$[C]^{-1} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ \frac{-1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \\ \frac{-1}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} & 1 \end{bmatrix} \quad (1.12)$$

On a choisi le coefficient pour les matrices de *Park* et *Clarck* afin de conserver l'amplitude pendant le passage entre les deux référentiels.

▪ **Passage du repère  $(\alpha, \beta)$  au repère  $(d, q)$**

Le passage des composantes  $(\alpha, \beta)$  aux composantes  $(d, q)$  est donné par une matrice de rotation déterminée par :

$$[X_{dq}] = [R] [V_{\alpha, \beta}]$$

Avec :

$[R]$  Matrice de passage  $(\alpha, \beta)$  au  $(d, q)$ , défini par :

$$[R] = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (1.13)$$

### I.12.3 Les équations de la machine asynchrone dans le référentiel $(d, q)$

#### I.12.3.1 Equations électriques

Le modèle de Park de la machine synchrone à aimants permanents à P paires de pôles est défini par les équations suivantes :

$$\begin{cases} V_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega L_q i_q \\ V_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} - \omega L_d i_d + \omega \Phi_f \end{cases} \quad (1.14)$$

Avec :

$V_d$ : Tension statorique sur l'axe d

$V_q$  : Tension statorique sur l'axe q

$i_d$ : Courant statorique sur l'axe d

$i_q$  : Courant statorique sur l'axe q

$L_d$ : Inductance statorique sur l'axe d

$L_q$  : Inductance statorique sur l'axe q

#### I.12.3.2 Equation mécanique

L'équation de mouvement reste toujours la même :

$$\frac{d\Omega_r}{dt} = \frac{1}{J} (C_e - C_r) - f \omega_r \quad (1.15)$$

#### I.12.3.3 Equation électromagnétique

La puissance instantanée absorbée par la machine dans le système équilibré représenté par l'expression suivante :

$$P_a = V_a I_a + V_b I_b + V_c I_c \quad (1.16)$$

Dans le plan de Park cette puissance s'écrit :

$$P_c = \frac{3}{2} (V_d I_d + V_q I_q) \quad (1.17)$$

On remplaçant par  $V_d$  et  $V_q$  leur expressions, et on obtienne :

$$P_c = \frac{3}{2} \left[ \left( R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - P\omega L_q i_q \right) i_d + \left( R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + P\omega L_d i_d + P\omega \Phi_f \right) i_q \right] \quad (1.18)$$

$$P_c = \frac{3}{2} \left[ P\omega [L_d - L_q] i_d i_q + \Phi_f i_q \right] + R_s (i_d^2 + i_q^2) \left( L_d i_d \frac{di_d}{dt} + L_q i_q \frac{di_q}{dt} \right) i_d \quad (1.19)$$

Cette puissance est composé de :

$$P_J = \frac{3}{2} R_s (i_d^2 + i_q^2) \quad : \text{Représente les pertes Joule}$$

$$P_{\text{mag}} = \frac{3}{2} \left( L_d i_d \frac{di_d}{dt} + L_q i_q \frac{di_q}{dt} \right) \quad : \text{Représente la variation d'énergie magnétique emmagasinée}$$

$$P_{\text{em}} = \frac{3}{2} P\omega [(L_d - L_q) i_d i_q + \Phi_f i_q] \quad : \text{Représente la Puissance électromagnétique}$$

Finalement le couple développé par la machine s'écrit :

$$C_{\text{em}} = \frac{P_{\text{em}}}{\omega} \Rightarrow C_{\text{em}} = \frac{3}{2} P [(L_d - L_q) i_d i_q + \Phi_f i_q] \quad (1.20)$$

#### **I.12.4 Equations générales d'état**

L'écriture d'état dépend du repère choisi, on voit que la représentation d'état n'est pas unique .Toute combinaison linéaire des composantes d'un vecteur d'état est appelée variables d'état.

En développant le système d'équations (I.14) on peut déduire la forme finale des équations du MSAP dans le référentiel (d-q).

Selon l'expression (I.15) et (I. 20), on aboutit à la représentation sous la forme d'équation d'état suivante :

$$\begin{bmatrix} \frac{di_d}{dt} \\ \frac{di_q}{dt} \\ \frac{d\omega_r}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} i_d + \frac{\omega L_q}{L_d} i_q \\ -\frac{R_s}{L_q} i_q + \frac{\omega L_d}{L_q} i_d - \frac{\omega \Phi_f}{L_q} \\ \frac{3}{2} \frac{P\Phi_f}{J} i_q - \frac{P(L_q - L_d)}{J} i_d i_q - \frac{f}{J} \omega \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ C_r \end{bmatrix} \quad (1.21)$$

Après transformation de Laplace on obtient le schéma bloc suivant :

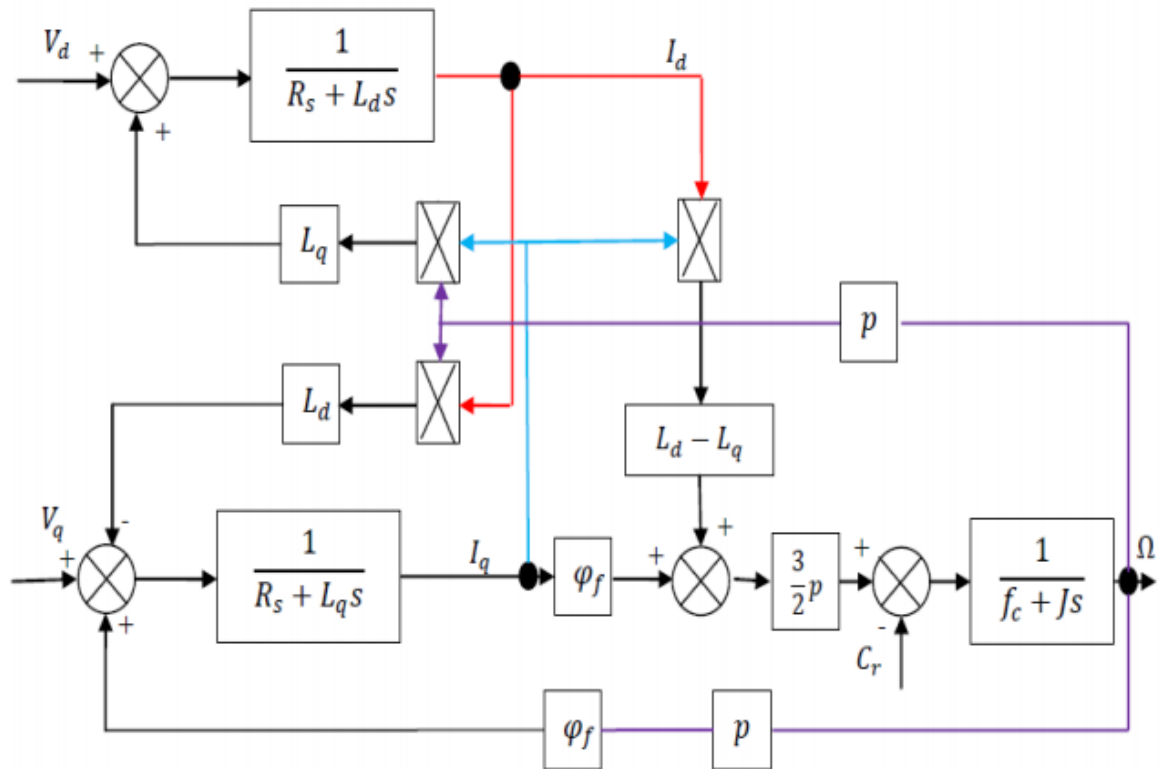


Figure I.18 : Schéma bloc de MSAP

### I.13 Modélisation de l'association convertisseur–MSAP

Après avoir présenté le modèle de la machine, on présentera le système d'entraînement complet où la machine synchrone est associée avec un onduleur de tension triphasé. La figure (1.16) illustre le schéma de principe de cette association convertisseur-MSAP.

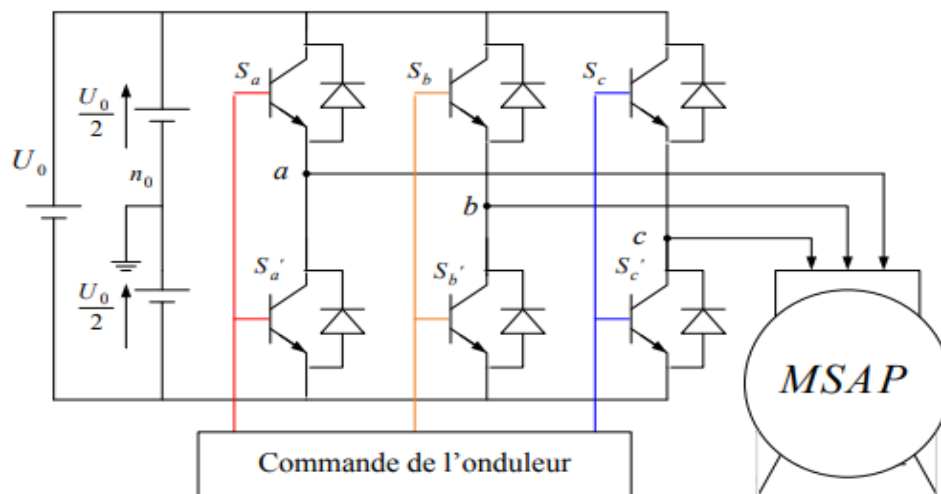


Figure I.19 : Schéma de l'association MSAP – Onduleur triphasé de tension à deux niveaux.

L'onduleur est un convertisseur statique capable de transformer l'énergie électrique d'une source de tension continue en une énergie électrique de type alternative. L'utilisation des onduleurs est très vaste dans l'industrie, tels que les variateurs de vitesse pour les moteurs triphasés, les alimentations de secours.....etc.

Grâce au développement technologique des semi-conducteurs, et l'apparition des nouvelles techniques de commandes les onduleurs sont devenus plus performants. D'autre part la forme de tension de sortie d'un onduleur doit être plus proche d'une sinusoïde pour laquelle le taux d'harmoniques soit le plus faible possible, cette dernière dépend largement de la technique de commande utilisée [27].

On distingue plusieurs types d'onduleurs :

- Selon la source :
  - ✓ onduleurs de tension,
  - ✓ onduleurs de courant.
- Selon le nombre de phases (monophasé, triphasé, etc.),
- Selon le nombre de niveaux (2,3, etc.).

### I.13.1 Modélisation de l'onduleur triphasé de tension à deux niveaux

Pour modéliser l'onduleur de tension (Figure (1.8)) on considère son alimentation comme une source parfaite, supposée d'être de deux générateurs de F.E.M égale à  $V_{dc} = \frac{U_0}{2}$  connectés entre eux par un point noté  $n_0$

La machine a été modélisée à partir des tensions simples qui nous notons  $V_{an}, V_{bn}, V_{cn}$  l'onduleur est commandé à partir des grandeurs logiques  $S_i$  ( $i = a, b, c$ ). On appelle  $T_i$  et  $T_i'$  les transistors (supposée des interrupteurs idéaux), on a :

- Si  $S_i = +1$  Alors  $T_i$  est passant et  $T_i'$  ouvert.
- Si  $S_i = -1$  Alors  $T_i$  est ouvert et  $T_i'$  passant.

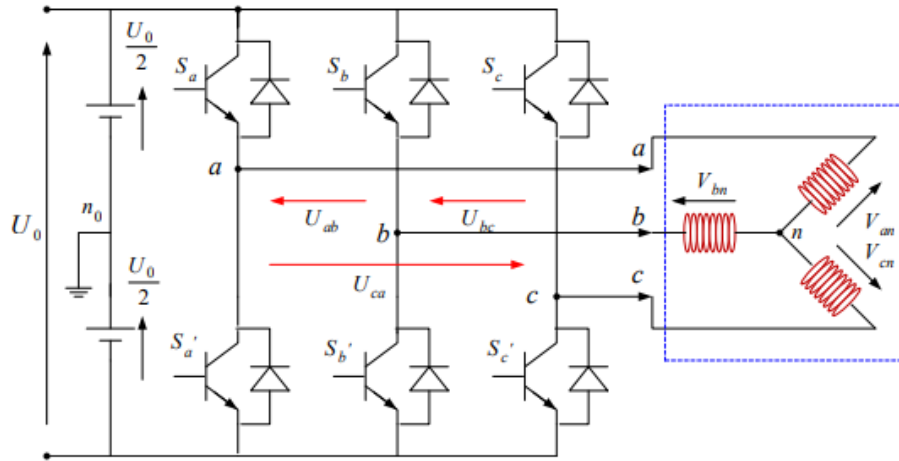


Figure I.20 : Représentation d'un onduleur triphasé de tension à deux niveaux.

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  $n_0$  représenter sur la **figure.(1.20)**.

$$V_{in0} = S_i V_{dc} \tag{1.22}$$

Soit " n ", le point neutre du coté alternatif (MASP), alors les trois tensions composées :  $V_{ab}, V_{bc}, V_{ca}$  sont définies par les relations suivantes:

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{an} - V_{bn} \\ U_{bc} = V_{bn} - V_{cn} \\ U_{ca} = V_{cn} - V_{an} \end{cases} \tag{1.23}$$

La charge constituée par la machine est équilibrée ( $V_{an} + V_{bn} + V_{cn}$ ), on aura donc :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{1}{3} [U_{ab} - U_{ca}] \\ V_{bn} = \frac{1}{3} [U_{bc} - U_{ab}] \\ V_{cn} = \frac{1}{3} [U_{ca} - U_{bc}] \end{cases} \tag{1.24}$$

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

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{an0} - V_{bn0} \\ U_{bc} = V_{bn0} - V_{cn0} \\ U_{ca} = V_{cn0} - V_{an0} \end{cases} \tag{1.25}$$

En remplaçant (1-25) dans (1-24) on obtient



$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} +2 & -1 & -1 \\ -1 & +2 & -1 \\ -1 & -1 & +2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{an0} \\ V_{bn0} \\ V_{cn0} \end{bmatrix} \quad (1.26)$$

Des relations suivantes:

$$\begin{cases} V_{an0} = V_{an} + V_{nn0} \\ V_{bn0} = V_{bn} + V_{nn0} \\ V_{cn0} = V_{cn} + V_{nn0} \end{cases} \quad (1.27)$$

On peut déduire le potentiel entre les points n et n<sub>0</sub> :

$$V_{nn0} = \frac{1}{3} [V_{an0}, V_{bn0}, V_{cn0}] \quad (1.28)$$

L'utilisation de l'expression (1-22) permet d'établir les équations instantanées des tensions simples en fonction des grandeurs de commande :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} V_{dc} \begin{bmatrix} +2 & -1 & -1 \\ -1 & +2 & -1 \\ -1 & -1 & +2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (1.29)$$

L'onduleur a pour objectif de générer à sa sortie, des tensions le plus sinusoïdal possible, à cet effet, différentes stratégies de commande permettant de déterminer les trois fonctions logiques S<sub>i</sub> (a, b, c)

- ❖ La technique de commande par MLI sinus- triangle.
- ❖ La stratégie de commande par MLI vectorielle (SVM)

### **I.13.2 Commande par modulation sinus-triangle**

La M.L.I sinus-triangle est réalisée par comparaison d'une onde modulante basse fréquence (tension de référence) à une onde porteuse haute fréquence de forme triangulaire.

Les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersection entre la porteuse et la modulante. Le schéma de principe de cette technique est donné par la **figure. (1.21).**

Donc le principe de cette stratégie peut être résumé par l'algorithme suivant :

$$\text{Si } V_{iref} \geq V_p \Rightarrow S_i = 1 \quad \text{Sinon } S_i = 0, \quad i=a,b,c \quad (1.30)$$

Les tensions de références sinusoïdales sont exprimées par :

$$\begin{cases} V_{aref} = V_m \sin(\omega t) \\ V_{bref} = V_m \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ V_{cref} = V_m \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (1.31)$$

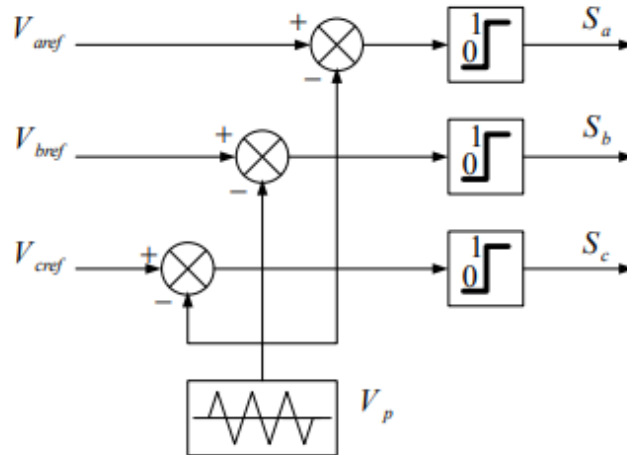


Figure I.21 : Schéma de principe de MLI sinus-triangle.

L'équation de la porteuse triangulaire est exprimée par :

$$\begin{cases} V_{pm} \left( 4 \left( \frac{t}{T_p} \right) - 1 \right) \text{ si } 0 \leq t \leq \frac{T_p}{2} \\ V_{pm} \left( -4 \left( \frac{t}{T_p} \right) + 3 \right) \text{ si } \frac{T_p}{2} \leq t \leq T_p \end{cases} \quad (1.32)$$

Cette technique est caractérisée par les deux paramètres suivants :

- ❖ L'indice de modulation  $m$  égal au rapport de la fréquence de modulation  $f_p$  sur la fréquence de référence  $f$ ,  $m = (f_p/f)$
- ❖ Le coefficient de réglage en tension  $r$  égal au rapport de l'amplitude de la tension de référence  $V_m$  à la valeur crête de l'onde de modulation  $V_{pm}$ , ( $r = V_m/V_{pm}$ ).

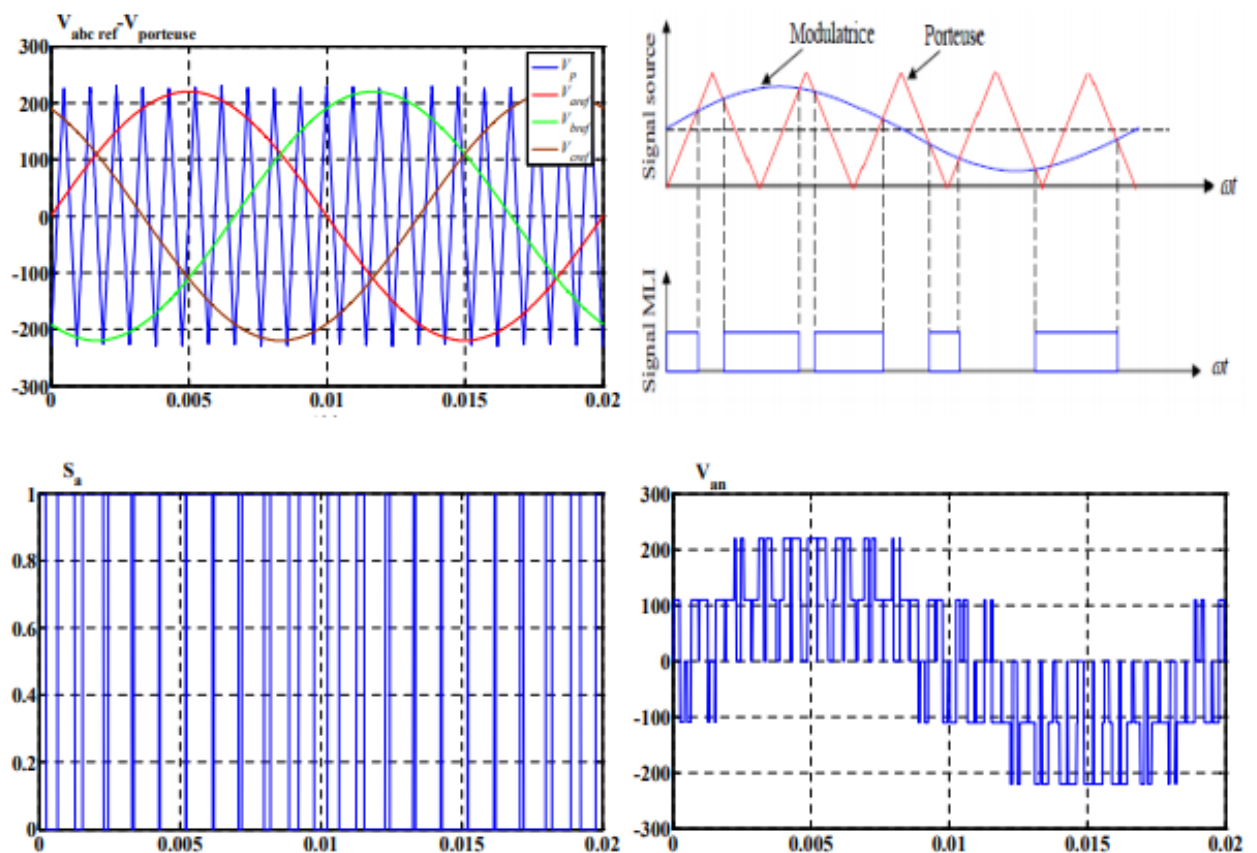
Le principe de la commande par M.L.I sinus-triangle est représenté sur **la figure.1.22** dont  $r = 0.95$  et  $m = 21$ .

### I.13.3 Commande par MLI vectorielle

La modulation de largeur d'impulsion vectorielle utilise un algorithme numérique afin d'obtenir une séquence de commande des interrupteurs de l'onduleur permettant de générer un

vecteur tension de sortie qui s'approche le mieux possible du vecteur tension de référence. Cette technique de MLI suit les principes suivants [28]:

- ✓ Le signal de référence est échantillonné à intervalle de temps régulier  $T_h$  (MLI régulier),
- ✓ Pour chaque phase, réalisation d'une impulsion de largeur  $T_h$  centrée sur la période (MLI symétrique) dont la valeur moyenne est égale à la valeur de la tension de référence à l'instant d'échantillonnage,



**Figure I.22 :** Principe de la commande par M.L.I vectorielle.

- ✓ Tous les interrupteurs d'un même demi-point ont un état identique au centre et aux extrémités de la période (pour une MLI discontinue, l'état de l'un des interrupteurs de chaque demi- pont reste constant ce qui diminue les pertes de commutation mais augmente les harmoniques).

Cette modulation est conduite en synchronisme sur les trois phases. Les trois tensions sinusoïdales désirées à la sortie sont représentées par un seul vecteur appelé vecteur tension de

référence. On approxime au mieux ce vecteur pendant chaque intervalle de modulation en agissant sur la commande des trois jeux d'interrupteurs complémentaires.

Une analyse combinatoire de tous les états possibles des interrupteurs permet de calculer les vecteurs de tensions  $U_C = [U_{c\alpha} U_{c\beta}]^T$  correspondants. Il s'agit alors de déterminer la position du vecteur de consigne dans ce repère  $\alpha, \beta$  et le secteur dans lequel il se trouve **Figure (1.22)**. Celui-ci est limité par les deux vecteurs  $V_i$  et  $V_{i+1}$  et définis dans le **Tableau (1.3)**. Les tensions de référence sont reconstituées en effectuant une moyenne temporelle de ces vecteurs.

$V_i$	$S_a$	$S_b$	$S_c$	$V_{an}$	$V_{bn}$	$V_{cn}$	$U_{c\alpha}$	$U_{c\beta}$
$V_0$	0	0	0	0	0	0	0	0
$V_1$	1	0	0	$\frac{2V_{dc}}{3}$	$\frac{-V_{dc}}{3}$	$\frac{-V_{dc}}{3}$	$\frac{2V_{dc}}{3}$	0
$V_2$	1	1	0	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{-2V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{\sqrt{3}}$
$V_3$	0	1	0	$\frac{-V_{dc}}{3}$	$\frac{2V_{dc}}{3}$	$\frac{-V_{dc}}{3}$	$\frac{-V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{\sqrt{3}}$
$V_4$	0	1	1	$\frac{-2V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{-2V_{dc}}{3}$	0
$V_5$	0	0	1	$\frac{-V_{dc}}{3}$	$\frac{-V_{dc}}{3}$	$\frac{2V_{dc}}{3}$	$\frac{-V_{dc}}{3}$	$\frac{-V_{dc}}{\sqrt{3}}$
$V_6$	1	0	1	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{-2V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{-V_{dc}}{\sqrt{3}}$
$V_7$	1	1	1	0	0	0	0	0

**Tableau I.3.** Calcul des vecteurs de tension.

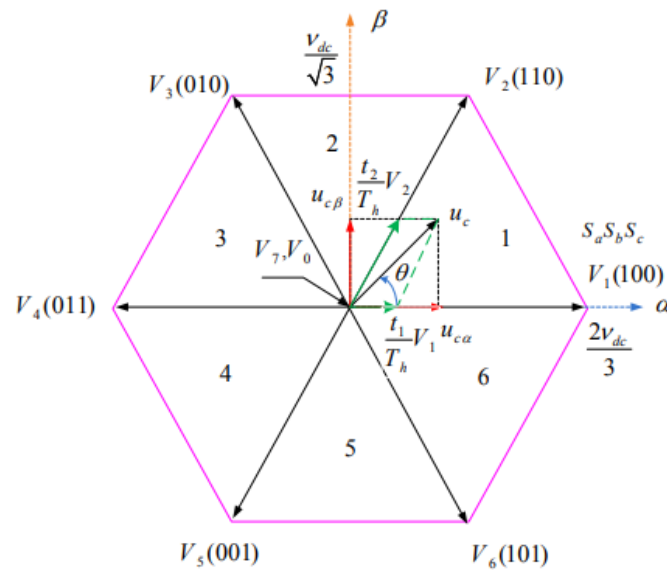


Figure I.23 : Représentation du polygone de commutation et le vecteur de tension de référence.

### I.14 Résultats de simulation

Pour compléter l'étude théorique présentée précédemment, une simulation numérique est indispensable. La simulation a été effectuée sous l'environnement Matlab/Simulink. Les paramètres de la machine sont présentés dans la **Tableau I.4.**

Description	Paramètres
Puissance nominale	$P_n=1.5$ kw
Tension nominale	$V_n=220/380$
Nombre de paires de pôles	$p=3$
Vitesse de rotation nominale	$\omega_n=105$ rad/s
Résistance statorique	$R_s=1.4$ $\Omega$
Inductance longitudinale	$L_d=0.0014$ H
Inductance transversale	$L_q=0.0014$ H
Flux des aimants	$\varphi_f=0.1546$ Wb
Moment d'inertie	$J=0.00176$ Kg $m^2$
Coefficient de frottement	$f_c=0.00038$ N m s /rad
Couple résistant	$C_r=5$ Nm

Tableau I.4. Paramètre de la machine utilisée en simulation

### I.14.1 Alimentation par le réseau

Les résultats de la simulation de la MSAP de **La figure (1.24)**, illustre en première étape, un démarrage à vide sous une alimentation de tension  $V=220$  V et de fréquence 50 Hz. En deuxième étape on applique un couple résistant de 5 N.m à l'instant  $t = 0.5$ s.

- ✚ Pendant le régime transitoire, la vitesse est fortement pulsatoire, présentant au premier instant de démarrage des battements importants, et atteint sa valeur nominale de 105 rad/sec. La contre réaction des masses tournantes tendant à ramener le moteur au repos fait apparaître des valeurs de vitesse négative très faible et de courte durée,
- ✚ L'allure de la courbe du couple présente au démarrage des battements importants dans un intervalle de temps court, puis se stabilisé à zéro puisque la machine est à vide,
- ✚ Pour les courants  $i_d$  et  $i_q$  au début de démarrage on voit des pics de courant assez important au démarrage, ensuite ils se stabilisent à leurs valeurs nominales après un temps assez court,
- ✚ A l'instant  $t= 0.5$ s, on applique une charge de  $C_r = 5$  N.m, on remarque que les caractéristiques suivent cette variation puis se stabilisent au régime permanent.

Ces résultats montre bien le fort couplage existant entre ces différentes variables indiquant le caractère non linéaire de la machine.

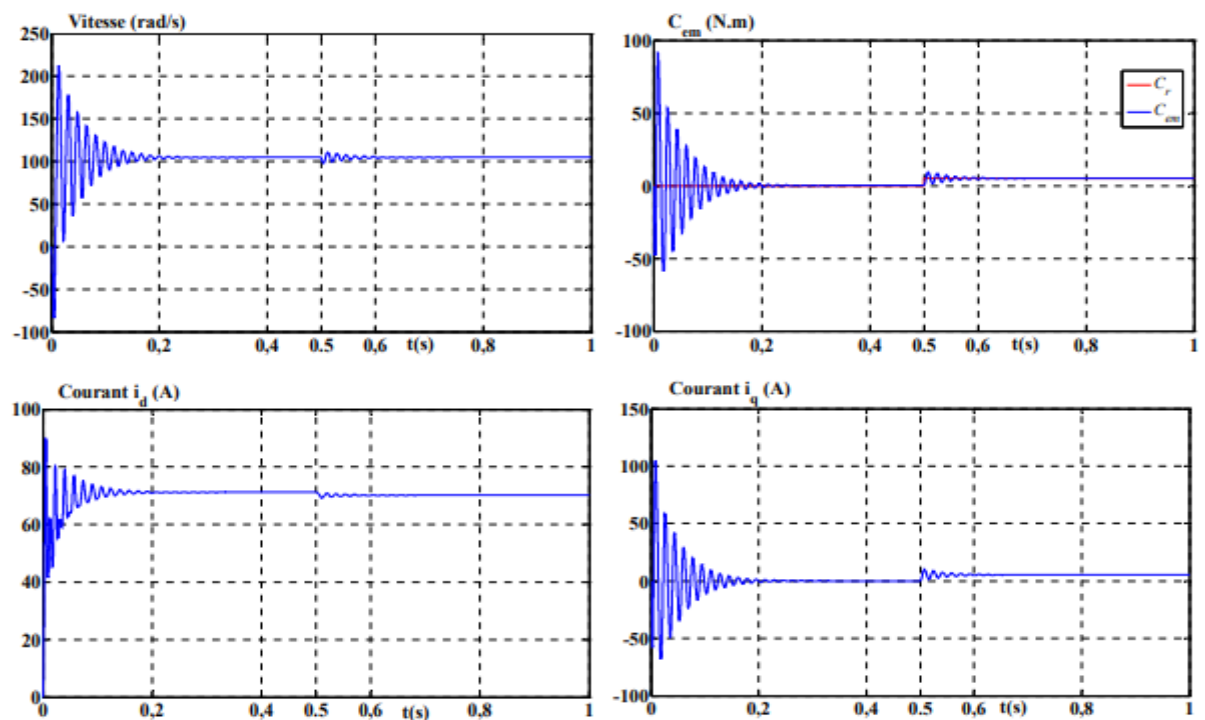
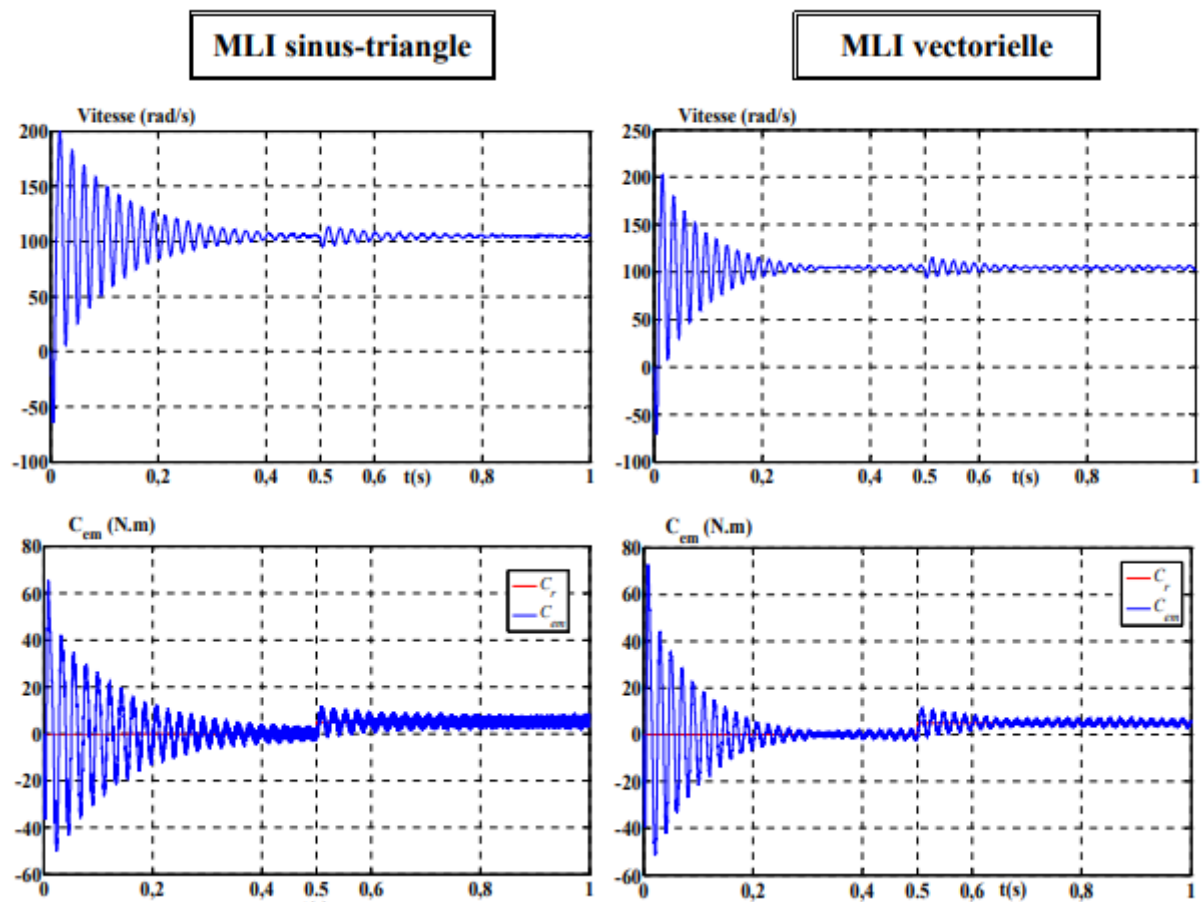


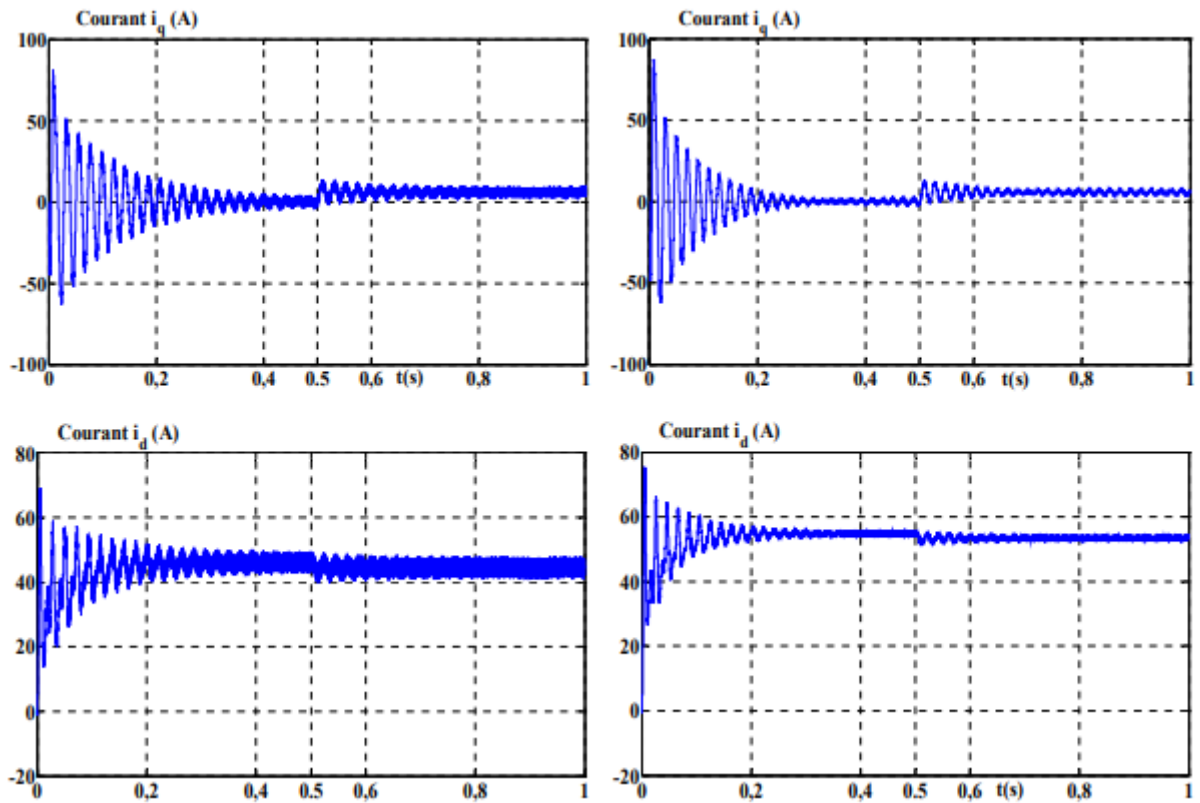
Figure I.24 : Résultats de simulation de la MSAP alimentée par un réseau triphasé équilibré.

## I.14.2 Alimentation par un onduleur de tension

Nous avons simulé l'association convertisseur statique-MSAP (**Figure 25**), pour un démarrage à vide puis on applique un couple résistant de 5 N.m à l'instant  $t = 0.5s$ . L'onduleur est commandé par : 1-MLI sinus-triangle, 2-MLI vectorielle.

- Si on compare ces résultats (MSAP alimentée par un onduleur) avec ceux obtenus auparavant (MSAP alimentée par le réseau), on constate qu'ils sont similaires, sauf que la présence de l'onduleur engendre des ondulations.
- La commande par MLI vectorielle permet de diminuer les ondulations du couple et du courant et d'obtenir un régime transitoire court.





**Figure I.25 :** Résultats de simulation de la MSAP alimentée par un onduleur de tension commandé par 1-MLI sinus-triangle, 2-MLI vectorielle.

### Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les machines synchrones à aimants permanents avec ces avantages, inconvénients et leurs domaines d'applications. Puis nous avons modélisé la machine synchrone à aimants permanents en utilisant la transformation de Park, le modèle de la machine devient plus simple et les non linéarités sont réduits ce qui facilite son exploitation pour des lois de commande avancée.



# CHAPITRE

## II

### Introduction

La technique de la commande à structure variable (CSV) par mode glissant ( en anglais Sliding Mode Control), est très connue par sa robustesse envers les incertitudes internes (variations des paramètres de la machine), et externes (perturbations due à la charge), et aux phénomènes ayant été omis dans la modélisation, tout en obtenant une très bonne réponse dynamique [57].

Dans ce chapitre nous présentons d'abord la commande vectorielle appliquée à la MSAP, cette stratégie permet le découplage entre le couple et le flux de la machine afin d'assurer une commande souple de sa vitesse. Ensuite des notions générales sur les systèmes à structures variables et la conception de la commande non linéaire par mode glissant traité dans le plan de phase. On présente son application pour la commande de la vitesse de la machine synchrone à aimants permanents.

### II.1 La commande vectorielle de la machine synchrone à aimant permanent

La commande vectorielle est apparue avec les travaux de BLASCHKE [12] .Elle n'a cependant pas eu tout de suite un grand essor car les régulations, à l'époque, reposaient sur des composants analogiques nouveaux, l'implantation de la commande était alors difficile. Avec l'avènement des microcontrôleurs, les composants d'électronique de puissance et des dispositifs permettant le traitement du signal [29], [30].

Il est devenu possible de réaliser une telle commande à un coût raisonnable. Cela a conduit à une explosion des recherches et des applications relatives à la commande vectorielle de la MSAP.

Si beaucoup de problèmes sont résolus, certains autres font encore l'objet de recherche. Quand on ne cherche pas à obtenir des performances élevées, même si l'identification n'est pas bien faite et que les régulateurs du schéma de contrôle vectoriel ne sont pas réglés à l'optimum, le comportement global du système –commande –machine paraît satisfaisant. Cependant, les problèmes ne surgissent que lorsque la machine est poussée dans ses retranchements.

La commande vectorielle des MSAP nécessite une connaissance précise de la position du rotor [31] qui assure l'autopilotage de la machine. Cette connaissance peut être obtenue directement par un capteur de position ou indirectement par un capteur de vitesse. Quel que soit le but de la commande (régulation de couple, de vitesse ou de position), le contrôle du couple de moteur est nécessaire. Celui-ci, dépendant des deux variables  $i_d$  et  $i_q$  nous laisse un degré de liberté.

### II.1.1 principe de la commande vectorielle

Le principe du découplage permet de modéliser la machine synchrone comme une machine à courant continu, par application de cette nouvelle technique de commande. Ceci concilie les avantages des propriétés du moteur à courant continu et de l'absence du collecteur mécanique. Le contrôle du couple d'une machine alternative nécessite un contrôle en phase et en amplitude des courants d'alimentation d'où le nom de contrôle vectoriel. Pour réaliser un contrôle similaire à celui des machines à courant continu à excitation séparée, il est nécessaire de maintenir le courant  $I_d$  nul 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  $\phi_f$

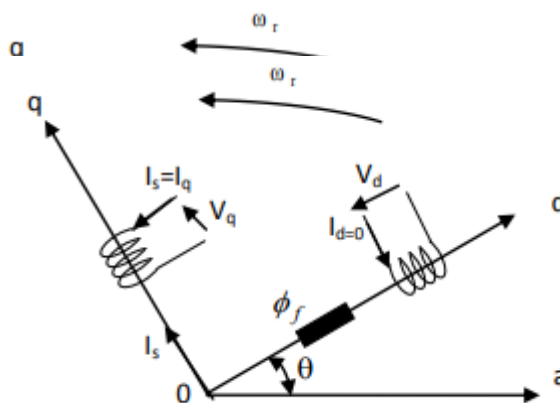
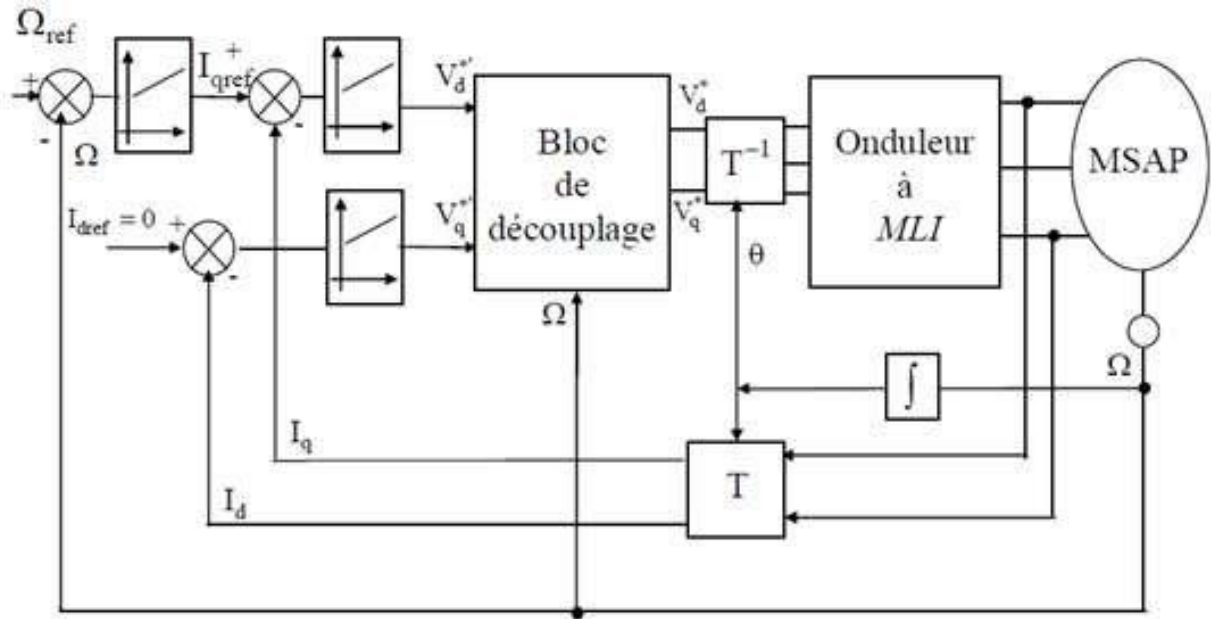


Figure II.1 : Principe de la commande vectorielle

L'objectif principal de la commande vectorielle des MSAP est donc de contrôler le couple de manière optimale selon un critère choisi. Pour simplifier la commande, on fixe souvent le courant  $i_d$  de manière que le couple soit proportionnel à  $i_q$  dans une plage de vitesse donnée. Dans les machines à rotor lisse, où le couple ne dépend que de la composante en quadrature du courant, la valeur optimale du courant direct est évidemment nulle :  $i_{dref} = 0$

Mais dans les machines à pôles saillants, elle peut être fixée à une valeur qui correspond au couple maximal à courant maximal [32].

Le couple est contrôlé par la composante en quadrature,  $i_{qref}$  est donc proportionnel au couple demandé. La commande vectorielle revient alors à contrôler les deux composantes  $i_d$  et  $i_q$  du courant statorique en imposant les tensions  $V_d$  et  $V_q$  qui conviennent. A l'aide des régulateurs, on obtient les tensions de référence permettant de maintenir les courants direct et en quadrature au voisinage de leurs valeurs de référence  $i_{dref}$  et  $i_{qref}$ . Le schéma bloc du principe de la commande vectorielle des MSAP est représenté sur la **figure(II.2)**.



**Figure II.2 :** Schéma principal de la commande vectorielle des MSAP

L'idée fondamentale de cette stratégie est d'assimiler le comportement de la machine synchrone à celui d'une machine à courant continu, c'est-à-dire un modèle linéaire et découplé ce qui permet d'améliorer son comportement dynamique [33 ; 34].

L'équation suivante, donnant le couple, montre que celui-ci dépend de deux variables

$$C_{em} = \frac{P_{em}}{\omega} \Rightarrow C_{em} = \frac{3}{2} P [(L_d - L_q) i_d i_q + \Phi_f i_q]$$

Parmi les stratégies de commande, on utilise souvent celle qui consiste à maintenir la composante  $i_d$  nulle. Cette stratégie permet de l'obtention d'une loi de commande simplifiée avec une relation linéaire entre le couple et le courant. On retrouve alors une caractéristique similaire à celle de la machine à courant continu à excitation séparée [35]

L'expression du couple devient:

$$C_{em} = \frac{3}{2} P \Phi_f i_q \quad (2.1)$$

Comme le flux  $\Phi_f$  est constant, le couple est directement proportionnel à  $i_q$

Donc:

$$C_{em} = K_i i_q \quad (2.2)$$

Avec:

$$K_i = \frac{3}{2} P \Phi_f \quad (2.3)$$

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.

### II.1.2 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  $L_d \omega i_d$ .

$$\begin{cases} V_d = \left( R_S i_d + L_d \frac{d i_d}{dt} \right) - \omega L_q i_q \\ V_q = \left( R_S i_q + L_d \frac{d i_q}{dt} \right) + \omega (L_d i_d + \Phi_f) \end{cases} \quad (2.4)$$

Ce couplage est éliminé par une méthode de compensation [40]. Cette dernière méthode consiste à faire ajouter des termes afin de rendre les axes d et q complètement indépendants.

#### II. 1.2.1 Découplage par compensation

L'alimentation en tension est obtenue en imposant les tensions de référence à l'entrée de la commande de l'onduleur. Ces tensions permettent de définir les rapports cycliques sur les bras de l'onduleur de manière à ce que les tensions délivrées par cet onduleur aux bornes du stator de la machine soient les plus proches possible des tensions de référence. Mais, il faut définir des termes de compensation, car, dans les équations statoriques, il y a des termes de couplage entre les axes d et q. [36]

Le principe de ce découplage revient à définir deux nouvelles variables de commande représentées dans la **Figure (I.28)** telle que: [37].

$$\begin{cases} V_d = V_{d1} - e_d \\ V_q = V_{q1} - e_q \end{cases} \quad (2.5)$$

Avec:

$$\begin{cases} V_{d1} = L_d \frac{d i_d}{dt} + R_S i_d \\ V_{q1} = L_q \frac{d i_q}{dt} + R_S i_q \end{cases} \quad (2.6)$$

ET :

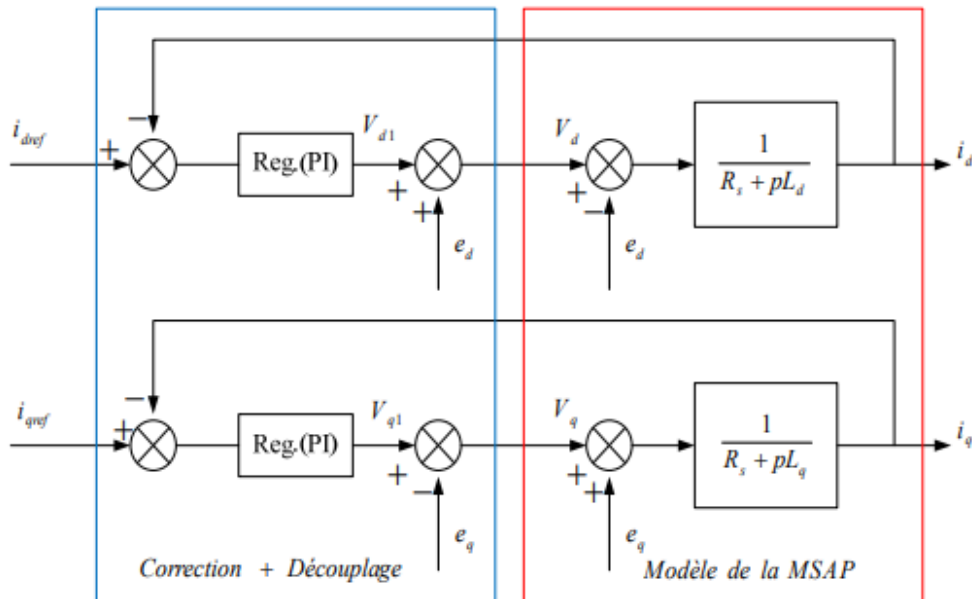
$$\begin{cases} e_d = \omega L_q i_q \\ e_q = \omega (L_d i_d + \Phi_f) \end{cases} \quad (2.7)$$

## Chapitre II : La commande par mode glissant

On a donc les courants  $i_d$  et  $i_q$  sont découplés. Le courant  $i_d$  ne dépend que de  $V_{d1}$  et  $i_q$  ne dépend que  $V_{q1}$ , a partir de l'équation (1.38) les courant  $i_d$  et  $i_q$  s'écrivent de la façon suivante:

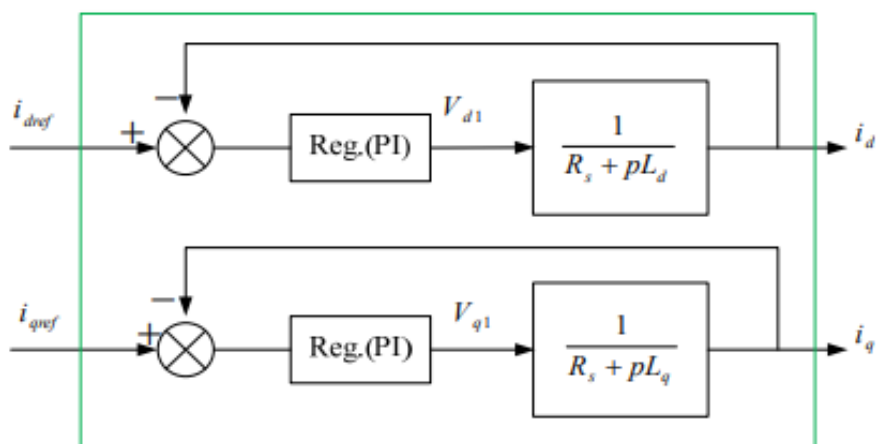
$$\begin{cases} i_d = \frac{V_{d1}}{R_s + sL_d} \\ i_q = \frac{V_{q1}}{R_s + sL_q} \end{cases} \quad (2.8)$$

s: opérateur de Laplace.



**Figure II.3:** Découplage par compensation

Les actions sur les axes d et q sont donc découplés et représentées par la **Figure (II.4)**



**Figure II.4:** Commande découplée.

### II.1.3 Description du système global

La machine étant découplée selon 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 cascades l'une interne pour réguler le courant et l'autre externe pour réguler la vitesse.

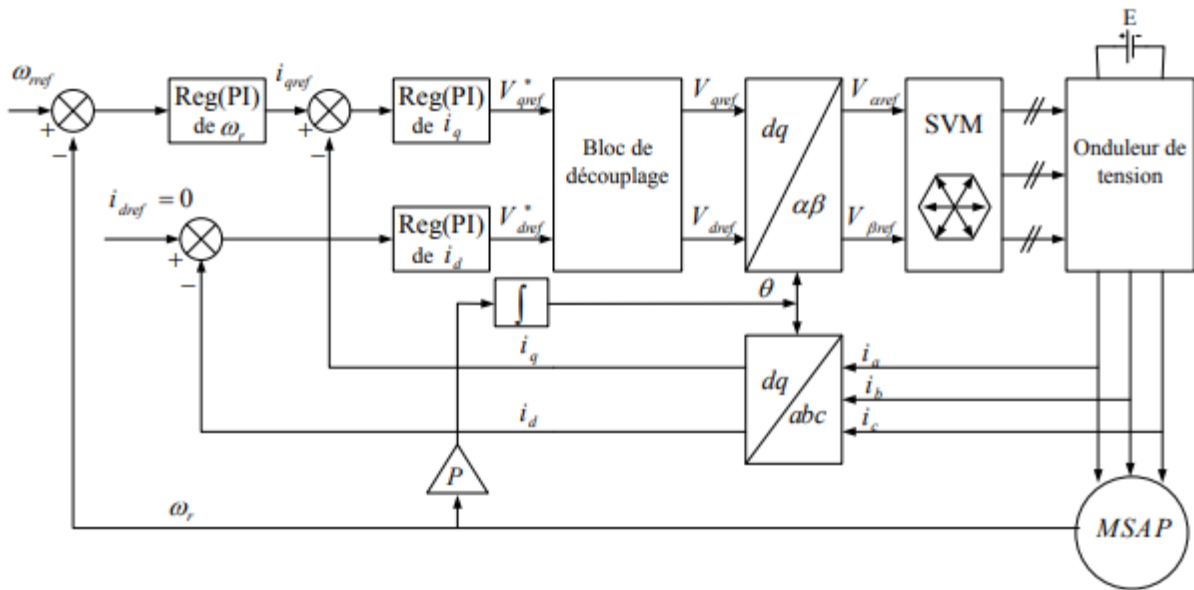
La vitesse est régulée à travers la boucle externe, la sortie de son régulateur est permet de générer le courant de référence  $i_{qref}$  qui est comparé à la valeur du courant  $i_q$  issue de la mesure des courants réels et leur erreur appliqué à l'entrée du régulateur du courant  $i_q$ . En parallèle avec cette boucle, on trouve une boucle de régulation du courant  $i_d$  qui est maintenu à zéro.

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

La **Figure (II.5)** représente le schéma global de la commande vectorielle en vitesse d'une machine synchrone à aimants permanents dans le repère (d, q).

### II.1.4 Calcul des régulateurs

Lorsque le découplage entre l'axe d et l'axe q est réalisé, les régulateurs de courant et de vitesse peuvent être synthétisés au moyen des techniques classiques ou avancé développées pour les systèmes linéaires. Dans ce chapitre on se limite à la technique de contrôle par des régulateurs classiques PI (proportionnelle, intégrale) dont le coefficient intégrale  $K_i$  sert de réduire l'écart entre la consigne et la grandeur régulée donc de réduire l'erreur statique, comme le terme proportionnel  $K_p$  permet le réglage de la rapidité du système et donc le temps de réponse .

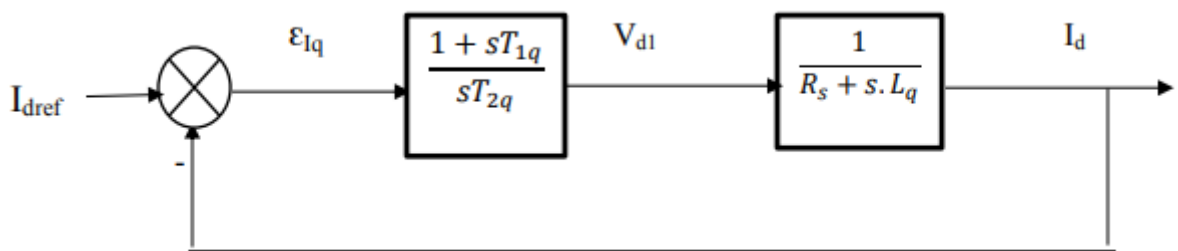


**Figure II.5:** Schéma global de la commande vectorielle de la Machine Synchrone à aimants permanents.

### II. 1.4.1 Régulation du courant $I_d$

Le rôle des régulateurs est de maintenir une grandeur de sortie égale à la grandeur de référence imposé. Les régulateurs de courant et de vitesse peuvent être synthétisés ici au moyen des techniques classiques développées pour les systèmes linéaires. Le schéma fonctionnel de la boucle du courant

( $I_d = \frac{v'_d}{sL_d + R_s}$ ) est présenté par la **figure(II.6)**.



**Figure II.6:** Boucle de régulation du courant  $I_d$ .

La fonction de transfert du régulateur proportionnel intégral est donnée, sous forme générale, par l'équation (1.41) pour les deux axes d et q :

$$F(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (2.9)$$

En boucle ouverte (bo) la fonction de transfert est donnée par :



$$F_{bod}(s) = \left( K_p + \frac{K_i}{s} \right) \left( \frac{1}{sL_d + R_s} \right) = \frac{K_{id}}{s} \left( 1 + \frac{K_{pd} \cdot s}{K_{id}} \right) \left( \frac{\frac{1}{R_s}}{1 + \left( \frac{L_d}{R_s} \right) \cdot s} \right) \quad (2.10)$$

$$F_{bod}(s) = \frac{K_{id}}{s} \left( 1 + \frac{K_{pd} \cdot s}{K_{id}} \right) \left( \frac{\frac{1}{R_s}}{1 + T_d \cdot s} \right) \quad (2.11)$$

La fonction de transfert en boucle fermée (bf) est donnée par :

$$F_{bfd}(s) = \frac{F_{bod}(s)}{1 + F_{bod}(s)} \quad (2.12)$$

➤ **Calcul des paramètres du régulateur « PI »**

La fonction de transfert en boucle ouverte du système régulé est donnée par l'équation (2.10), en posant «  $\frac{K_{pd}}{K_{id}} = \frac{L_d}{R_s}$  », les fonctions de transfert en boucle ouverte et fermée seront :

$$\begin{cases} F_{bod}(s) = \frac{K_{id}}{s \cdot R_s} \\ F_{bfd}(s) = \frac{1}{\frac{R_s}{K_{id}} \cdot s + 1} \end{cases} \quad (2.13)$$

La constante de temps est  $\tau_d = \frac{R_s}{K_{id}}$

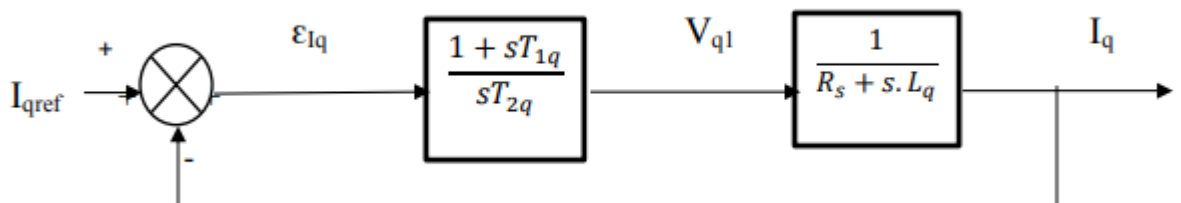
Sachant que le temps de réponse  $\tau_r$  est égale, pour un système du 1<sup>er</sup>, à :

«  $\tau_r = 3\tau_d$  », Les gains du régulateur « PI » pour un temps de réponse donnée seront calculés comme suit :

$$\begin{cases} \tau_r = 3 \cdot \frac{R_s}{K_{id}} \Rightarrow K_{id} = \frac{3 \cdot R_s}{\tau_r} \\ \frac{K_{pd}}{K_{id}} = \frac{L_d}{R_s} \Rightarrow K_{pd} = \frac{3 \cdot L_d}{\tau_r} \end{cases} \quad (2.14)$$

**II. 1.4.2 Régulation du courant  $I_q$**

De la même manière que le calcul précédent, on détermine le régulateur du courant  $I_q$  avec :

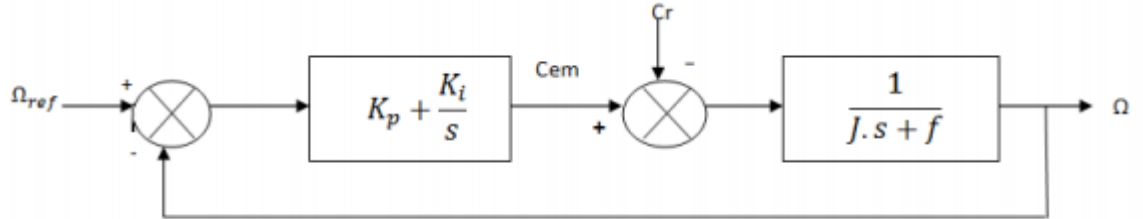


**Figure II.7:** Boucle de régulation du courant  $I_q$

$$\begin{cases} \tau_r = 3 \cdot \frac{R_s}{K_{iq}} \Rightarrow K_{iq} = \frac{3 \cdot R_s}{\tau_r} \\ \frac{K_{pq}}{K_{iq}} = \frac{L_d}{R_s} \Rightarrow K_{pq} = \frac{3 \cdot L_d}{\tau_r} \end{cases} \quad (2.15)$$

### II.1.5 Régulation de la vitesse

Le schéma fonctionnel du contrôle de vitesse est donnée par la figure suivante en tenant compte que la dynamique du courant  $I_q$  est plus rapide que celle de la vitesse :



**Figure II.8:** Boucle de régulation de la vitesse

$$F_{bo\Omega}(s) = \left( K_{p\Omega} + \frac{K_{i\Omega}}{s} \right) \left( \frac{1}{J \cdot s + f} \right) = \frac{K_{i\Omega}}{s} \left( 1 + \frac{K_{p\Omega} \cdot s}{K_{i\Omega}} \right) \left( \frac{\frac{1}{f}}{1 + \left(\frac{J}{f}\right) \cdot s} \right) \quad (2.16)$$

$$F_{bo\Omega}(s) = \frac{K_{i\Omega}}{s} \left( 1 + \frac{K_{p\Omega} \cdot s}{K_{i\Omega}} \right) \quad \text{Avec : } T_{\Omega} = \frac{J}{f} \quad (2.17)$$

En posant  $\frac{K_{p\Omega}}{K_{i\Omega}} = \frac{J}{f}$  : la fonction de transfert en boucle ouverte et fermée

$$\begin{cases} F_{bo\Omega}(s) = \frac{K_{i\Omega}}{f \cdot s} \\ F_{bf\Omega}(s) = \frac{1}{\frac{f}{K_{i\Omega}} \cdot s + 1} \end{cases} \quad (2.18)$$

### II.1.6 Limitation de courant

Ces limitations peuvent causer des problèmes lors de grands phénomènes transitoires sous formes d'un dépassement élevé de la grandeur à régler, voir même d'un comportement instable du réglage.

La caractéristique non linéaire de la limitation ne permet plus l'application de la théorie linéaire afin d'analyser précisément le comportement dynamique dès que la sortie du régulateur est saturée.

La saturation perturbe également le fonctionnement des régulateurs comportant une action intégrale. En effet, la composante intégrale continue à croître, bien que la sortie du régulateur soit limitée.

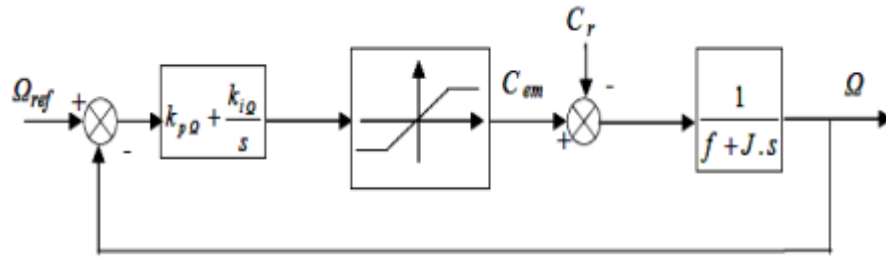
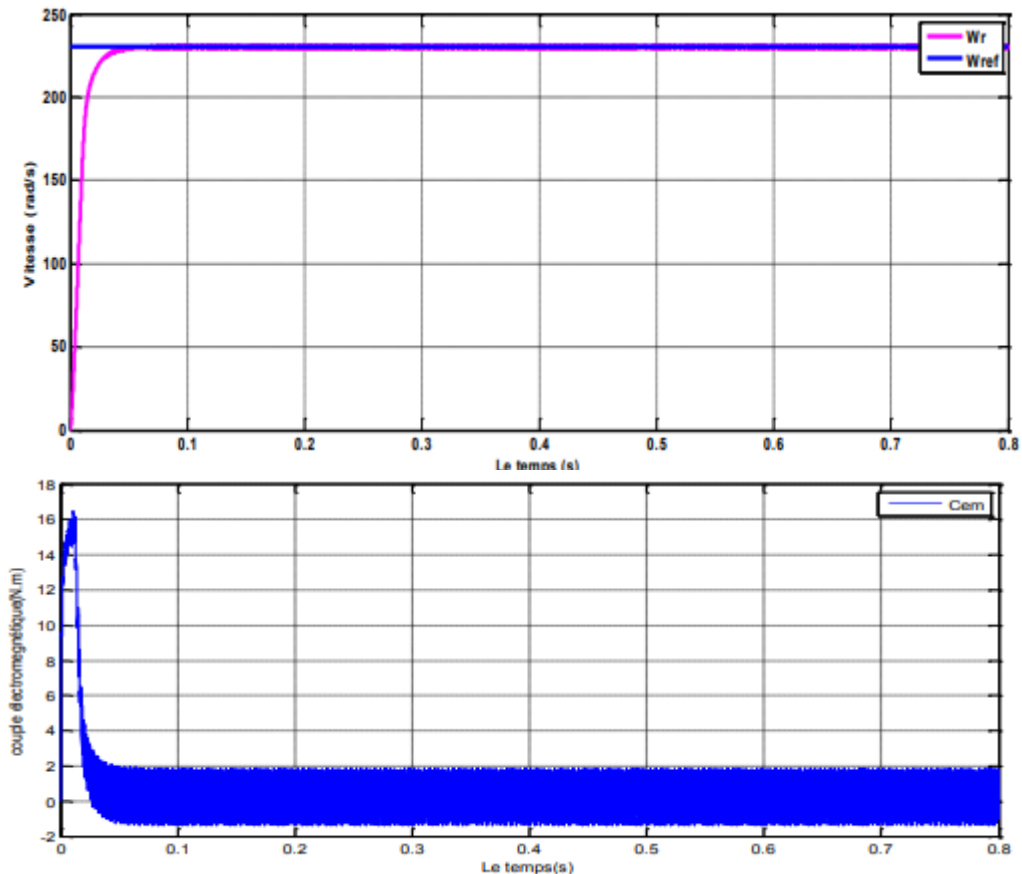


Figure II.9: Boucle de régulation de vitesse avec limitation du courant.

### II.2 Résultats de simulation de la commande vectorielle de la MSAP alimentée en tension

Après réalisation du découplage et la synthèse des régulateurs, et afin de tester les performances de la commande vectorielle appliquée à une MSAP, on a simulé le fonctionnement de l'ensemble onduleur-machine à l'aide de logiciel MATLAB/Simulink.



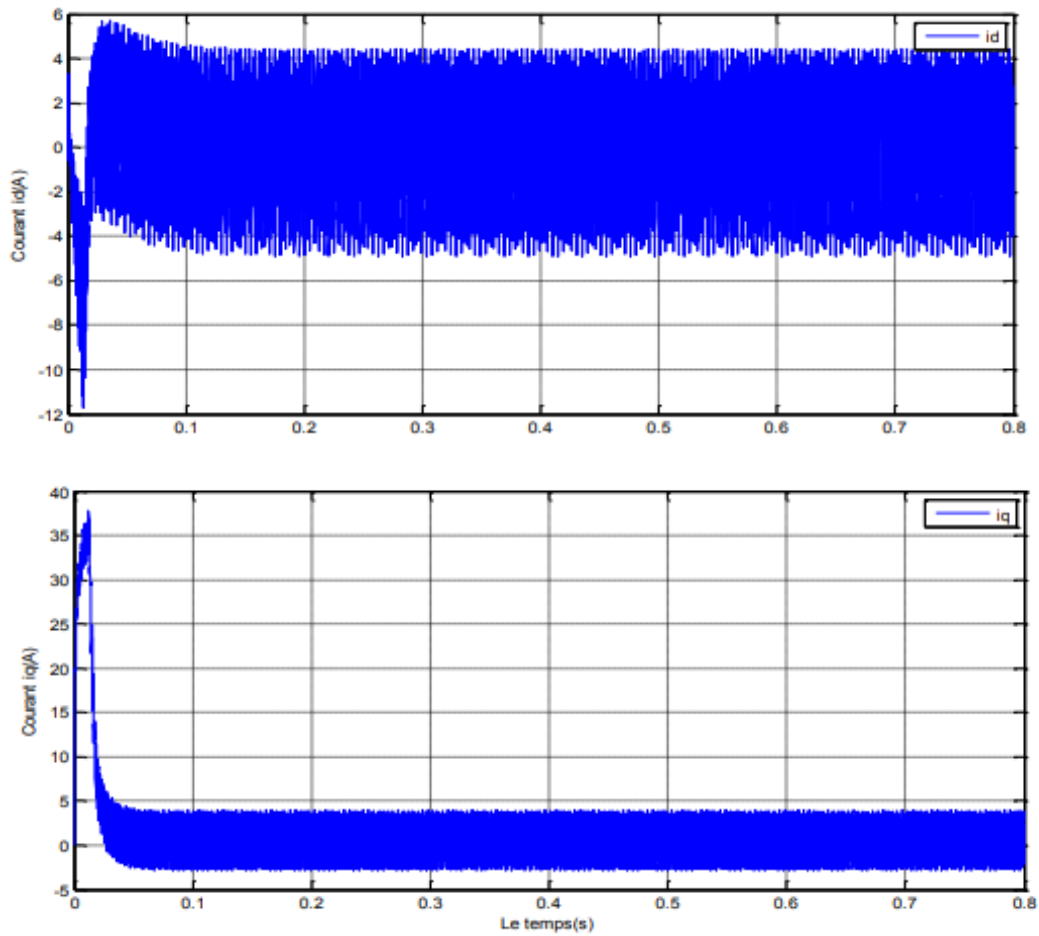
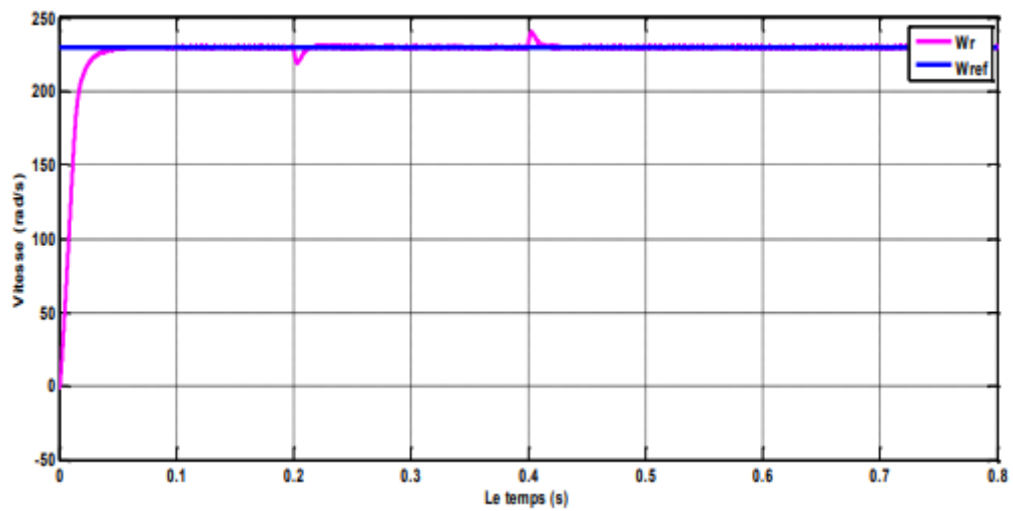
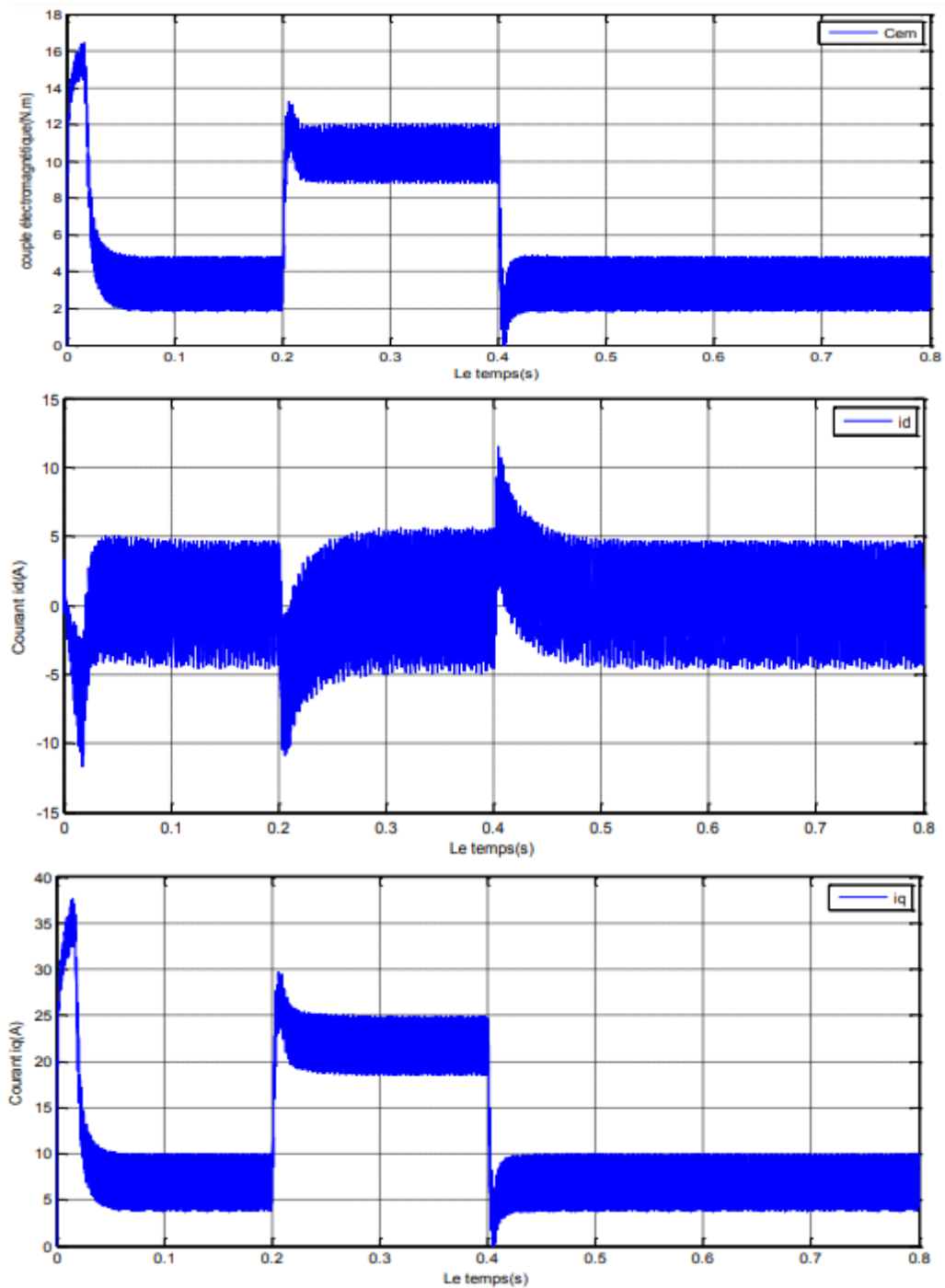
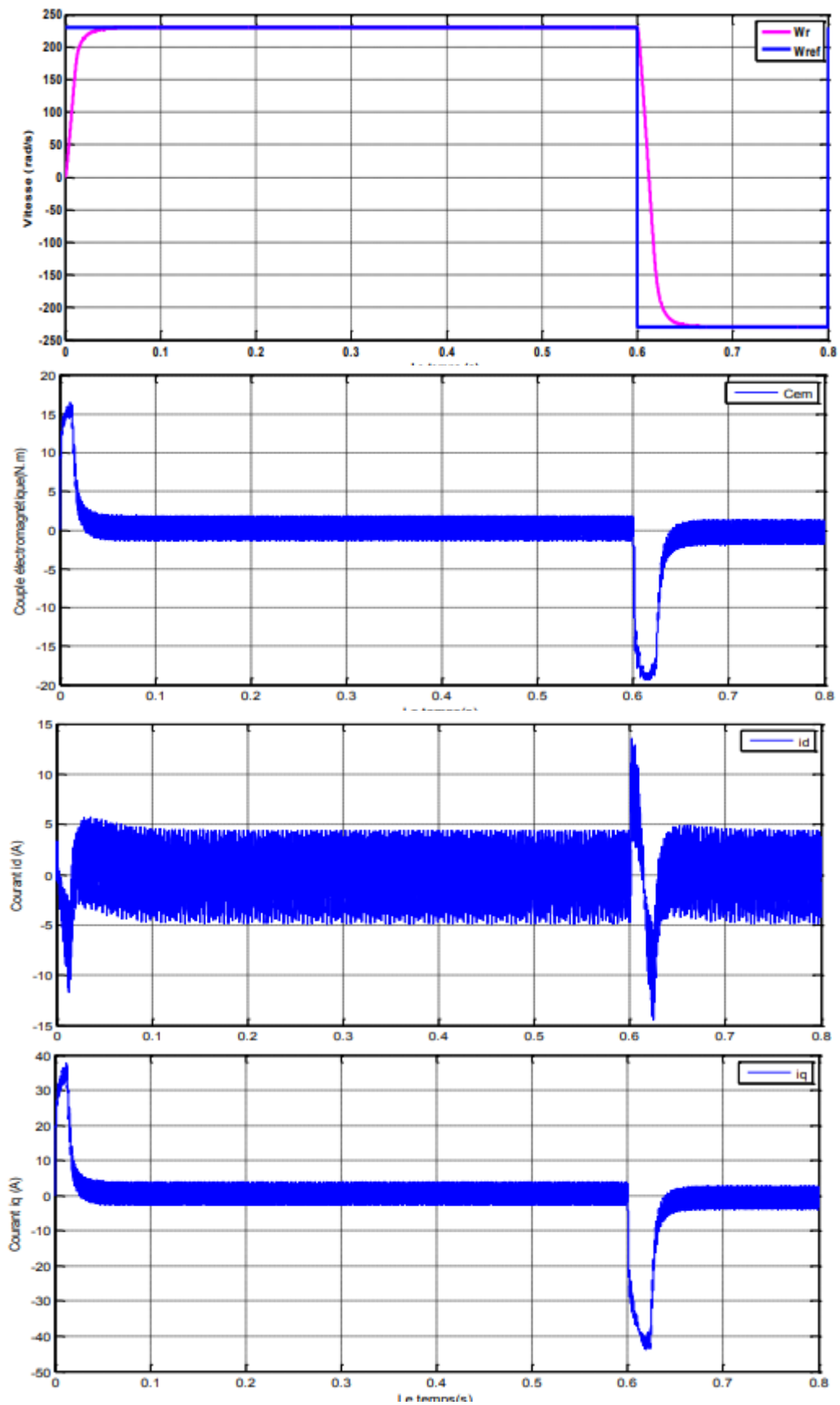


Figure II.10: Résultats de simulation lors d'un démarrage à vide pour une consigne de 230 rad/s.





**Figure II.11:** Résultats de simulation lors d'un démarrage à vide suivie d'une perturbation du couple de charge à  $t=0.2s$  pour une consigne de vitesse de 230 rad/s



**Figure II.12:** Résultats de simulation lors d'un démarrage à vide pour une consigne de vitesse de 230rd/s avec l'inversion de la consigne (-230 rd/s)

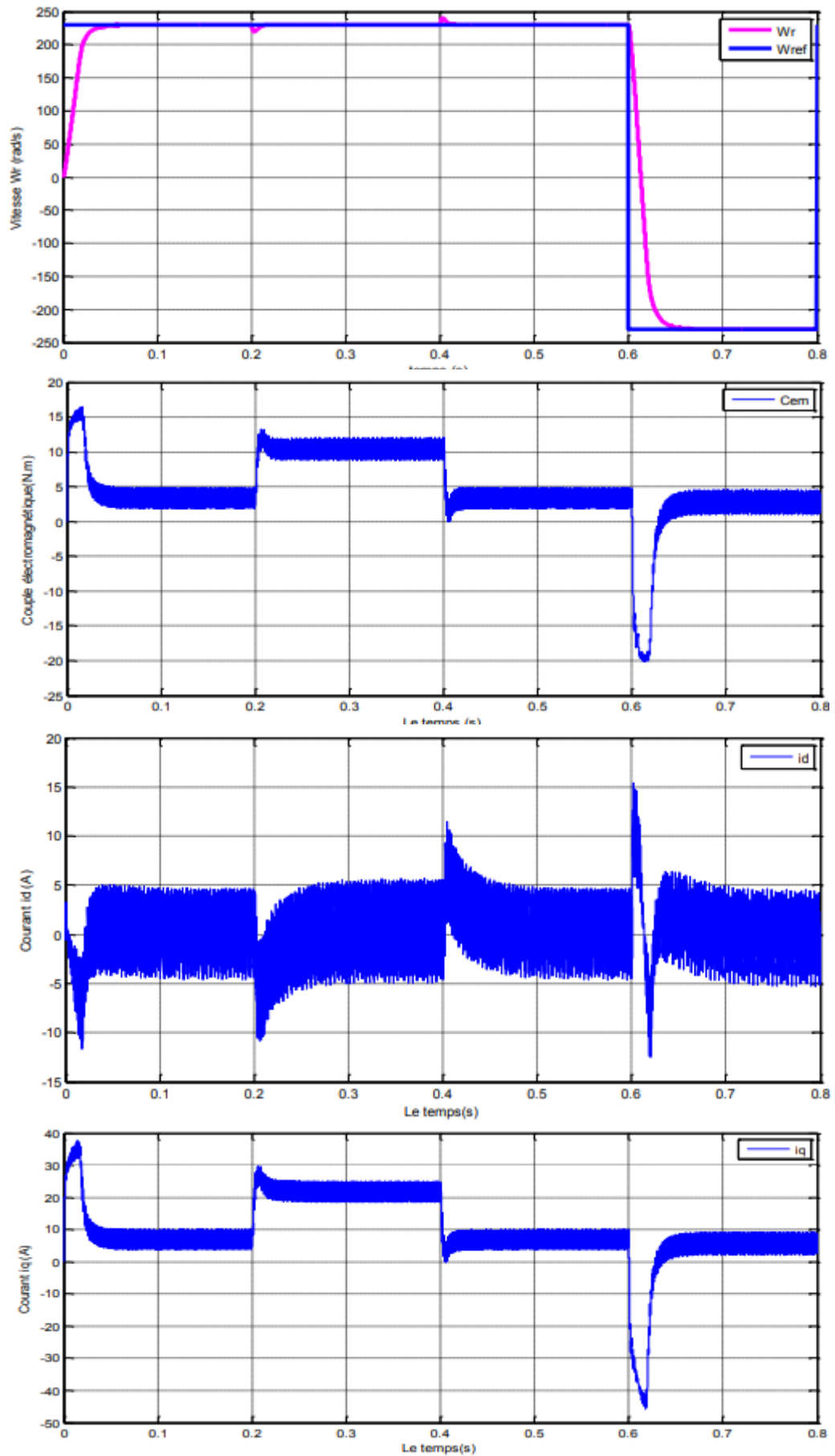


Figure II.13: Résultats de simulation lors d'une variation de consigne et de couple de charge

Ces résultats de simulation montrent que le découplage est maintenu quel que soit la variation de la référence, ou de la charge dans le régime permanent.

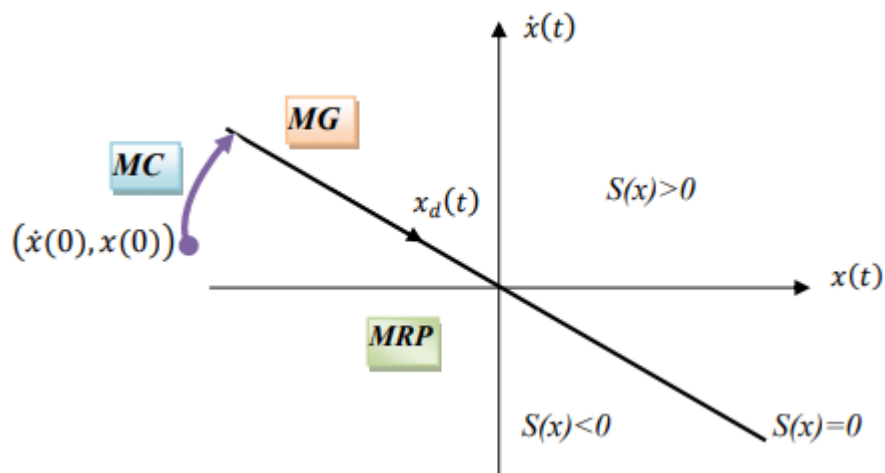
L'onduleur a des influences acceptables sur tous les paramètres. Le courant  $I_d$  après le régime transitoire revient à sa valeur zéro. La variation de la vitesse est rapide avec un faible dépassement et une erreur statique presque nulle, le rejet de perturbation est aussi rapide avec un temps de réponse très court.

Dans ce qui suit, on présente en détails, la commande non linéaire par mode glissant.

### II.2 Théorie de la commande par mode de glissement

La commande à structure variable par régime glissant est apparue depuis le début des années 60. Elle a été étudiée et développée exclusivement en union soviétique dans les années soixante. Par la suite, de nombreuses recherches ont été menées partout ailleurs, soit pour compléter l'étude théorique, soit pour l'appliquer aux systèmes physiques [58]. La CSV qui, par sa nature, est une commande non linéaire, elle est basée sur la commutation de fonctions de variables d'état, utilisées pour créer une variété ou hyper surface de glissement, dont le but est de forcer la dynamique du système à correspondre avec celle définie par l'équation de l'hyper surface. Quand l'état est maintenu sur cette hyper surface, le système se trouve en régime glissant. Sa dynamique est alors insensible aux perturbations extérieures et paramétriques tant que les conditions du régime glissant sont assurées [59].

La trajectoire dans le plan de phase est constituée de trois parties distinctes, **Figure (II.14)** [60]:



**Figure II.14 :** Convergence du système glissant

- ❖ **Le mode de convergence (MC) :** durant lequel la variable à régler se déplace à partir de n'importe quel point initial dans le plan de phase et tend vers la surface de commutation



$S(x)=0$ , et l'atteint dans un temps fini. Ce mode est caractérisé par la loi de commande et le critère de convergence.

- ❖ **Mode de glissement (MG)** : C'est le mode durant lequel la variable d'état a atteint la surface de glissement et tend vers l'origine du plan de phase. La dynamique de ce mode est caractérisée par le choix de la surface de glissement  $S(x)=0$ ,
- ❖ **Le mode de régime permanent (MRP)**: il permet l'étude de la réponse du système autour du point d'équilibre (origine du plan de phase). Il caractérise la qualité et la performance de la commande. Il est utilisé spécialement pour l'étude des systèmes non linéaires.

### II.2.1 Régime glissant idéal

En théorie, l'organe de commutation est supposé insensible aux bruits, et la trajectoire en régime glissant décrit parfaitement l'équation  $S(x)=0$ . Le régime glissant idéal correspond à une oscillation de fréquence infinie et d'amplitude nulle, le point représentatif de l'évolution du système glisse parfaitement sur l'hyper surface de commutation (**Figure II.15**).

### II.2.2 Régime glissant réel

En pratique l'organe de commutation est réalisé à partir de relais qui présentent des imperfections comme les retards de commutations, dans ce cas la trajectoire de phase du régime glissant reste au voisinage de la surface de commutation donnant naissance à des oscillations indésirables qui éliminent la précision du système et néanmoins sa stabilité (**Figure II.16**).

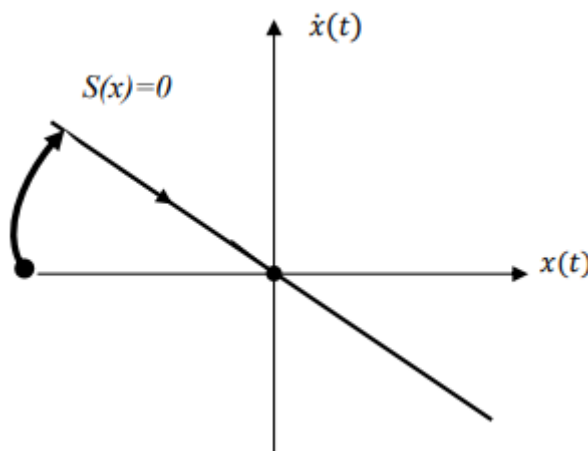


Figure II.15 : Glissement idéal

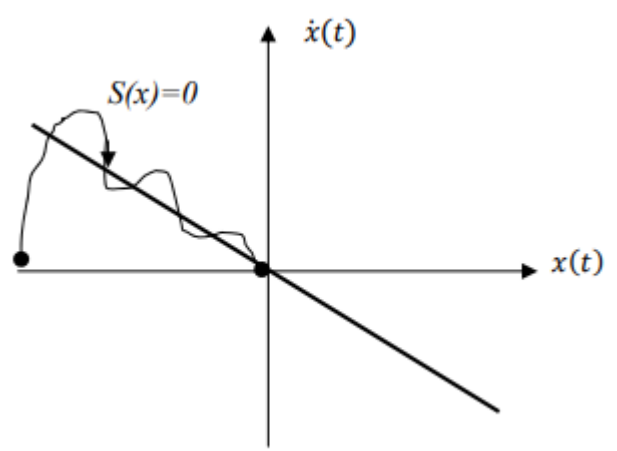


Figure II.16 : Glissement réel

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

Les avantages de la commande par mode de glissement sont importants et multiples, comme la haute précision, la stabilité, la simplicité, un temps de réponse très faible et notamment la robustesse. Ceci lui permet d'être particulièrement adapté pour traiter les systèmes à modèle imprécis, dû soit à un problème d'identification soit à un problème de modélisation [61].

Souvent, il est préférable de spécifier la dynamique du système durant le mode de convergence. Dans ce cas, la structure du contrôleur comporte deux parties. Une première continue, représentant la dynamique du système durant le mode de glissement et une autre discontinue, représentant la dynamique du système durant le mode de convergence. Cette deuxième est importante dans la commande non linéaire, car elle a pour rôle d'éliminer les effets d'imprécision et de perturbation sur le modèle [62].

La conception des contrôleurs par mode de glissement prend en compte les problèmes de stabilité et de bonnes performances de façon systématique dans son approche, qui est divisée en trois étapes principales : [63], [64]

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

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

Le choix de la surface de glissement concerne non seulement le nombre nécessaire de ces surfaces mais également leurs formes, en fonction de l'application et de l'objectif visé. En général, pour un système défini par l'équation d'état suivante [65].

$$\dot{x}(t) = f(x, t) + b(x, t)U(t) \quad (\text{II.19})$$

Avec :

$X(t)$  Vecteur d'état,  $U(t)$  vecteur d'entrée, et  $f(x, t)$  et  $B(x, t)$  des fonctions non linéaires. Un nombre de " m " surfaces de glissement pour un vecteur U de dimension "m". En ce qui concerne la forme de la surface, deux possibilités se présentent, soit dans l'espace d'état ou dans le plan de phase [43].

Dans le cas du traitement dans l'espace de phase, la fonction de commutation est une fonction scalaire, telle que la variable à régler glisse sur cette surface pour atteindre l'origine du plan de phase. Ainsi, la surface  $S(x)$  représente le comportement dynamique désiré du système. J. J. Slotine propose une forme d'équation générale pour déterminer la surface de glissement qui assure la convergence d'une variable à sa valeur de consigne: [66], [67]. L'équation est donnée par:

$$S(t) = \left( \frac{\partial}{\partial t} + \lambda_x \right)^{r-1} e(x) \quad (\text{II.20})$$

Où :

$e(x)$  : L'écart de la variable à réguler  $e(x) = X_{ref} - x$

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

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

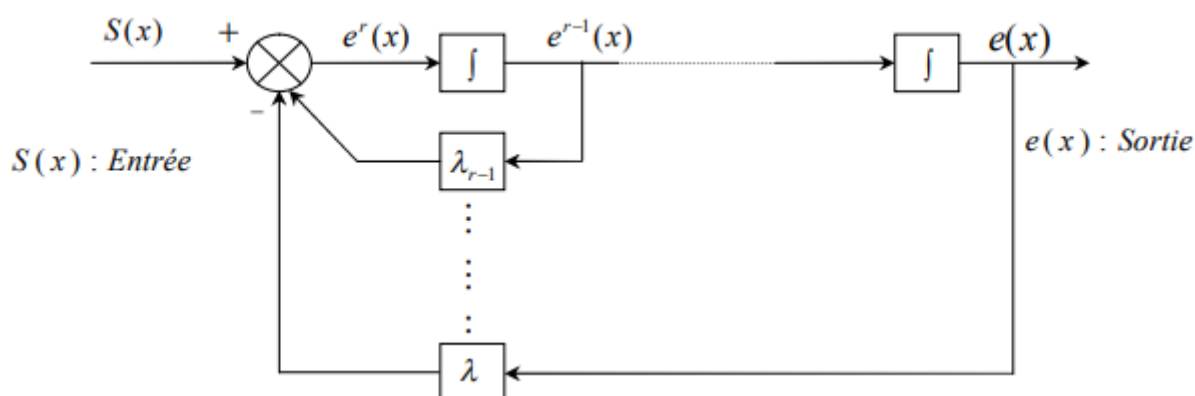
Pour  $r=1$ ,  $S(x) = e(x)$  (II.21)

Pour  $r=2$ ,  $S(x) = \lambda_x e(x) + \dot{e}(x)$  (II.22)

Pour  $r=3$ ,  $S(x) = \lambda_x^2 e(x) + 2\lambda_x \dot{e}(x) + \ddot{e}(x)$  (II.23)

$S(x) = 0$  est une équation différentielle linéaire dont l'unique solution est  $e(x) = 0$ .

L'objectif de la commande est de maintenir la surface à zéro. Cette dernière est une équation différentielle linéaire dont l'unique solution est  $e(x) = 0$ . Pour un choix convenable du paramètre, ceci revient à un problème de poursuite de trajectoire qui est équivalent à une linéarisation exacte de l'écart tout en respectant la condition de convergence [68].



**Figure II.17** : Linéarisation exacte de l'écart

### II.3.2 Conditions d'existence de la convergence

Les conditions de convergence permettent aux dynamiques du système de converger vers les surfaces de glissement. Nous retenons de la littérature deux conditions, celles-ci correspondent au mode de convergence de l'état du système [69].

#### II.3.2.1 Fonction directe de commutation

C'est la première condition de convergence, proposée par *Emelyanove Utkin*. Elle est sous la

forme :  $S(x). \dot{S}(x) < 0$ . (II.24)

Dans cette condition, il faut introduire pour  $S(x)$  et sa dérivée  $\dot{S}(x)$  les valeurs justes à gauche et à droite de la surface de commutation. Puisque  $S(x)$  change de signe aux deux côtés de la surface de commutation.

### II.2.2.2 Fonction de Lyapunov

Il s'agit de formuler une fonction scalaire positive  $V(x) > 0$  pour les variables d'état du système, et de choisir la loi de commande qui fera décroître cette fonction. Donc déterminer une loi de commande, afin de garantir que la dérivée d'une certaine fonction scalaire, de Lyapunov définie positive, et bien choisie, soit négative. Cette propriété doit être vérifiée le long de toutes les trajectoires possibles du système en boucle fermée. Le problème consiste, alors, à trouver une fonction de Lyapunov et une loi de commande qui répond aux spécifications. Pour des raisons de stabilité, ces méthodes conviennent mieux aux systèmes non linéaires. Les solutions proposées sont spécialement conçues pour ce type de système [70]. Nous définissons la fonction de Lyapunov comme suit :

$$V(x) = \frac{1}{2} S^2(x) \quad (\text{II.25})$$

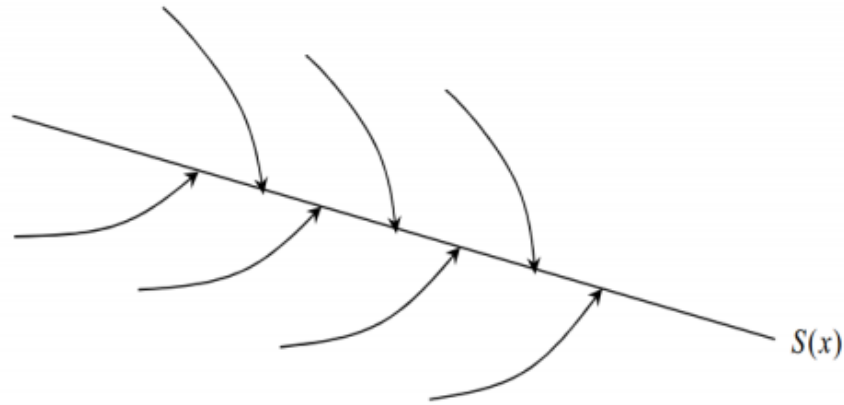
La dérivée de cette fonction est :

$$\dot{V}(x) = S(x) \cdot \dot{S}(x) \quad (\text{II.26})$$

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

$$S(x) \cdot \dot{S}(x) < 0$$

Cette équation montre que le carré de la distance vers la surface, mesuré par  $S^2(x)$ , diminue tout le temps, contraignant la trajectoire du système à se diriger vers la surface des deux côtés figure (II.18). Cette condition suppose un régime glissant idéal.



**Figure II.18 :** Trajectoire de l'état vis-à-vis de la surface

## II.4 Détermination de la loi de commande

### II.4.1 La commande équivalente

Un vecteur de commande équivalente  $U_{eq}$  se définit comme étant les équations du régime glissant idéal. Nous nous intéressons au calcul de la commande équivalente et par la suite au calcul de la commande attractive du système défini dans l'espace d'état par l'équation (III.3). Le vecteur  $U$  est composé de deux grandeurs  $U_{eq}$  et  $U_n$  soit : [4]

$$U(t) = U_{eq} + U_n \quad (II.27)$$

L'utilisons de l'équation (II.1) et (II.9) permet obtenir la commande équivalente  $U_{eq}$ : Nous avons :

$$\dot{S}(x) = \frac{ds}{dt} = \frac{\partial s}{\partial t} \frac{\partial x}{\partial t} = \frac{\partial s}{\partial x} \{f(x, t) + g(x, t)U_{eq}(t)\} + \frac{\partial s}{\partial x} \{g(x, t)U_n\} \quad (II.28)$$

En mode de glissement et en régime permanent, La surface  $S(x)$  est nulle par conséquent sa dérivée et la composante discontinue  $U_n$  sont aussi nulles. D'où, nous déduisons l'expression de la commande équivalente:

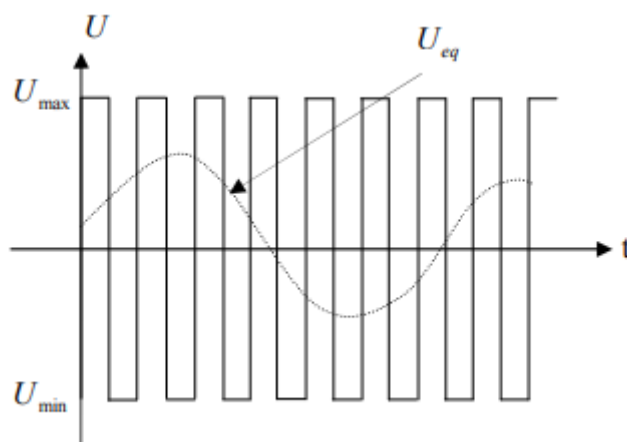
$$U_{eq} = - \left[ \frac{\partial S}{\partial X} B(x, t) \right]^{-1} \left( \frac{\partial S}{\partial X} f(x, t) \right) \quad U_n = 0 \quad (II.29)$$

En portant  $U_{eq}$  dans l'équation (II.19), on obtient l'équation du régime glissant idéal :

$$\dot{x}(t) = f(x, t) - B(x, t) \left[ \frac{\partial S}{\partial X} B(x, t) \right]^{-1} \left( \frac{\partial S}{\partial X} f(x, t) \right) \quad (II.30)$$

Cette équation représente la dynamique du système équivalent dans la surface de glissement.

La commande équivalente  $U_{eq}$  peut être interprétée comme la valeur moyenne modulée ou grandeur continue que prend la commande lors de la commutation rapide entre  $U^+ U_{max}$  et  $U^- U_{min}$  [28], [71]



**Figure II.19 :** Commande équivalente  $U_{eq}$

Tant que le régime glissant est assuré (condition (II.26) vérifiée), le système décrit par l'équation (II.19) est robuste, indépendant des variations des paramètres de la partie commandée et des perturbations qui agissent sur lui.

### II.4.2 La commande discontinue de base

L'addition du terme  $U_n$  à la loi de commande permet d'assurer l'attractivité de la surface de glissement  $S(x)$ . Celle-ci est attractive si seulement si  $S(x) \cdot \dot{S}(x) < 0$ . Cette condition permet de définir la région dans laquelle le mode de glissement existe. [72]

Durant le mode de convergence, on remplace le terme  $U_{eq}$  par sa valeur donnée par (II.29) dans l'équation (II.28). Nous obtenons donc une nouvelle expression de la dérivée de la surface, soit :

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} [B(x, t) U_n] \quad (II.31)$$

Le problème revient à trouver  $U_n$  tel que :

$$S(x) \cdot \dot{S}(x) = S(x) \frac{\partial S}{\partial x} [B(x, t) U_n] < 0 \quad (II.32)$$

La solution la plus simple est de choisir  $U_n$  sous la forme de relais. Dans ce cas, la commande s'écrit comme suit:

$$U_n = K \cdot \text{sign}(s(x)) = K \cdot \frac{S(x)}{|S(x)|} \quad (II.33)$$

En remplaçant l'expression (II.33) dans (II.32) on obtient :

$$S(x) \cdot \dot{S}(x) = S(x) \frac{\partial S}{\partial x} [B(x, t)] K \cdot \frac{S(x)}{|S(x)|} < 0 \quad (II.34)$$

Où le facteur  $\frac{\partial S}{\partial x} [B(x, t)]$  est toujours négatif pour la classe de systèmes que nous considérons.

Le gain  $K$  doit être positif afin de vérifier les conditions de l'attractivité et de la stabilité. Le choix de ce gain est très influent car, s'il est très petit le temps de réponse sera très long et, s'il

est choisi très grand, nous aurons des fortes oscillations au niveau de l'organe de la commande. Ces oscillations peuvent exciter les dynamiques négligées (phénomène de Chattering), ou même détériorer l'organe de commande.

### ✚ Commande signe

Plusieurs choix pour la commande discontinue ( $U_n$ ) peuvent être faits. Le plus simple consiste à exprimer la commande discontinue  $U_n = [U_1, U_2, \dots, U_m]$  avec la fonction 'sign' par rapport à  $S = [S_1, S_2, \dots, S_m]$ .

$$\begin{cases} \text{Sign}(S(x)) = +1 & \text{pour } S(x) > 0 \\ \text{Sign}(S(x)) = -1 & \text{pour } S(x) < 0 \end{cases} \quad (\text{II.35})$$

Ce premier choix de la fonction discontinue est représenté sur **la Figure(II.20)**.

$U_n$  s'exprime donc comme :

$$U_n = K \cdot \text{sign}(s(x)) \quad (\text{II.36})$$

Où  $K$  est un gain positif.

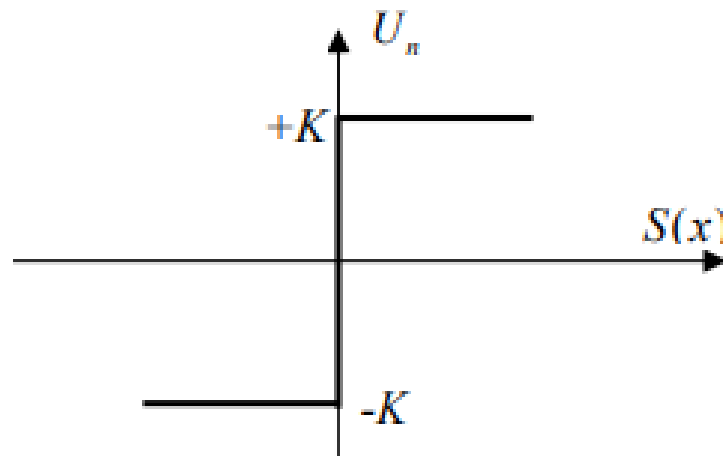
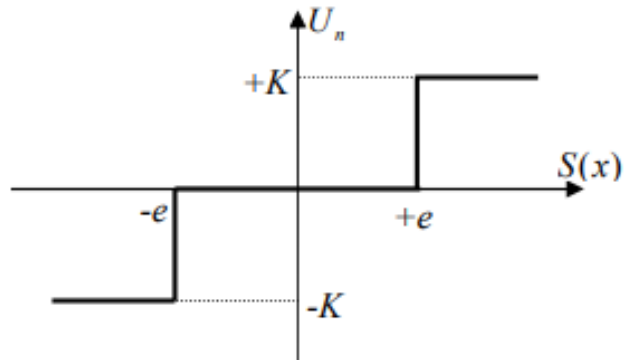


Figure II.20 : Fonction *sign*

### ✚ Commande avec un seul seuil

Cette commande est caractérisée par un seuil et la commande discontinue est donnée par l'expression :

$$\begin{cases} U_n = 0 & \text{si } |S(x)| < e \\ U_n = K \cdot \text{sign}(s(x)) & \text{si } |S(x)| > e \end{cases} \quad (\text{II.37})$$

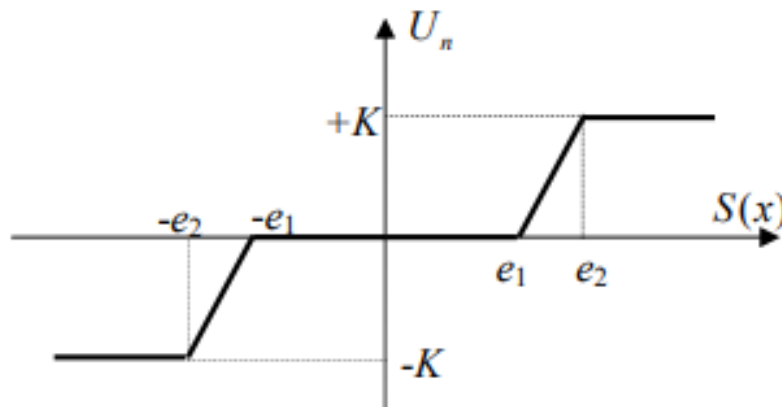


**Figure II.21:** Fonction sign de la commande avec un seul seuil.

### ✚ Commande adoucie

Dans le but de diminuer progressivement la valeur de la commande  $U_n$  en fonction de la distance entre la trajectoire de la variation à régler, et la surface de glissement, donc il s'agit d'encadrer la surface par une bande avec un ou deux seuils.

On peut distinguer trois zones qui dépendent de la distance du point à la surface de glissement. Si la distance est supérieure au seuil  $e_2$ , alors la fonction sign est activée. Si la distance est inférieure au seuil  $e_1$  alors  $U_n$  est nulle (zone morte). Si le point est dans la bande  $(e_1, e_2)$ , alors  $U_n$  est une fonction linéaire de la distance (droite de pente  $\frac{K}{e_2 - e_1}$ ).



**Figure II.22:** Fonction sign de la commande adoucie

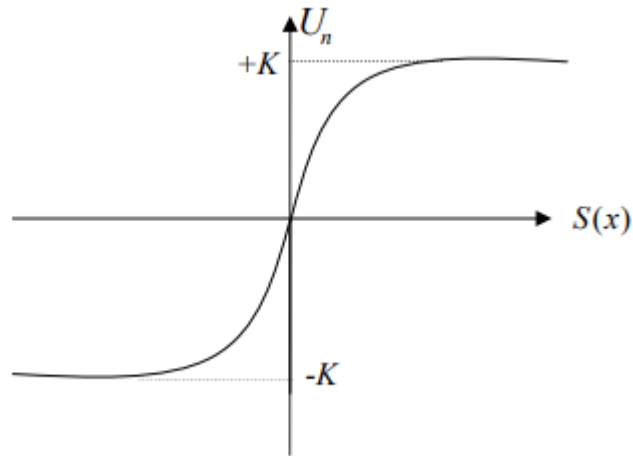
### ✚ Commande continue avec composante intégrale [73]

Les oscillations de hautes fréquences qui apparaissent sur les réponses en régime glissant peuvent être évitées en rendant continue la commande  $U_n$  et en remplaçant la fonction sign par la fonction continue suivante :

$$U_n = K \cdot \frac{S(x)}{|S(x)| + \lambda} \quad (\text{II.38})$$



Où  $\lambda$  : est un paramètre définissant le degré d'atténuation des oscillations. Lorsque  $\lambda \rightarrow 0$  on tend vers la commande  $K \cdot \text{sign}(S(x))$



**Figure II.23:** Commande rendue continue.

Afin d'augmenter la précision de la réponse du système, on peut utiliser une commande continue incluant une composante intégrale. La loi d'attractivité sera donc :

$$U_n = K \cdot \frac{S(x)}{|S(x)| + \lambda} + \eta \quad (\text{II.39})$$

Tel que :

$$\lambda = \lambda_0 + |\gamma|$$

Avec:

$$\begin{cases} \gamma = \gamma_0 & \text{si } S(x) < e \\ \gamma = 0 & \text{si } S(x) > e \end{cases}$$

Et

$$\begin{cases} \eta = \eta_0 \int S(x) dt & \text{si } S(x) < e \\ \eta = 0 & \text{si } S(x) > e \end{cases}$$

Où  $\lambda_0, \gamma_0, \eta_0, e$  sont des constantes ou paramètres adaptatifs en fonction des références.

L'utilisation de la commande rendue continue (intégrale), est l'une des meilleures solutions proposées. Elle diminue considérablement l'amplitude des oscillations de hautes fréquences.

Pour cette raison, elle sera retenue comme loi d'attraction.

### II.5 Avantages et inconvénients de la commande par mode glissant

Il y'a plusieurs avantages pour la commande par mode glissant : la précision, stabilité, simplicité, faible temps de réponse et la robustesse. Ceci lui permet d'être particulièrement adaptée pour traiter les systèmes qui ont des modèles mal connus, soit à cause de problèmes d'identifications des paramètres, soit à cause de la simplification sur modèle des systèmes.

Néanmoins, elle présente aussi des inconvénients car cette technique fait appel à un grand effort de commande, chose qui peut détériorer les organes de commande.

De plus, en réalité, on n'a pas le glissement idéal sur la surface mais des zigzags autour de celle-ci. Ce phénomène est appelé 'broutement' ou encore 'chattering', il engendre plusieurs effet indésirable sur la qualité et la réalisation de la commande et sur le système.

Le phénomène de broutement est considéré comme un obstacle réel pour l'application de la commande par mode glissant, pour y remédier plusieurs solutions ont été proposées. Comme l'utilisation d'algorithmes de commande par mode de glissement d'ordre supérieur cette dernière solution a permis la réduction ou même l'atténuation du phénomène de chattering tout en gardant les propriétés de robustesse et la convergence en temps fini [74].

### II.6 Application de la commande par mode de glissement à la MSAP

Les lois de commande pour l'asservissement de vitesse ou de position ont pour objectifs :

- ✓ d'assurer la rapidité et la précision de la réponse des grandeurs régulées,
- ✓ d'assurer la robustesse du système vis-à-vis des perturbations et des variations des paramètres de la charge mécanique sur l'arbre du moteur.

Nous rappelons également les équations d'ordre électrique, ainsi que celles d'ordre mécanique représentant la dynamique de la machine.

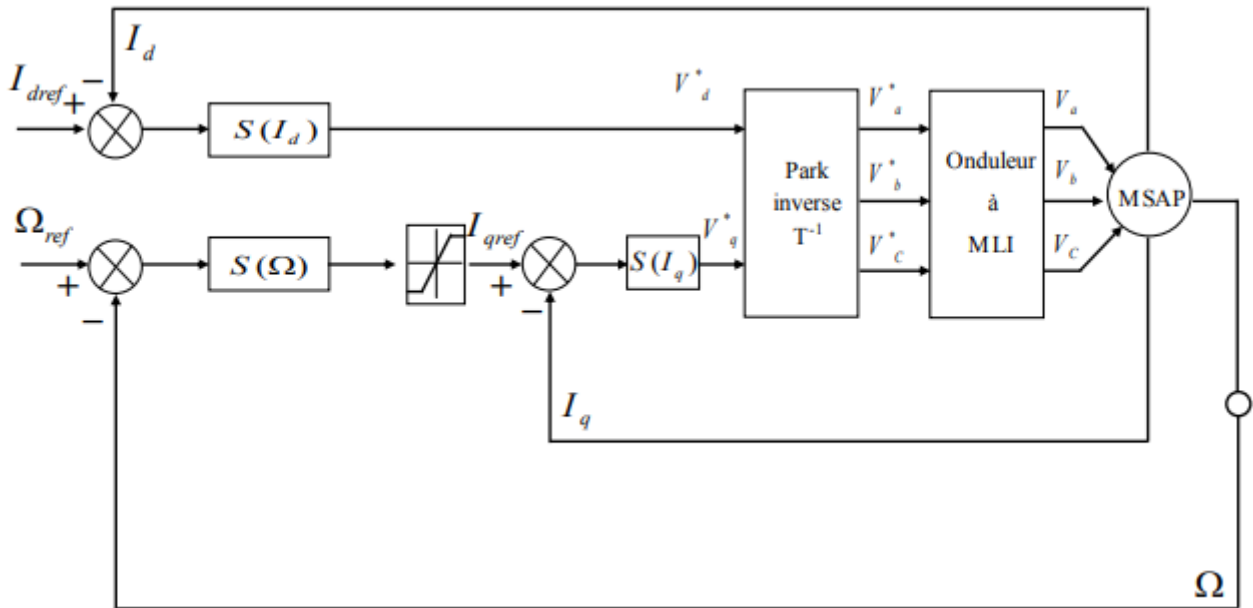
$$\begin{cases} \dot{I}_d = -\frac{R_s}{L_d} I_d + \frac{P\Omega L_q}{L_d} I_q + \frac{V_d}{L_d} \\ \dot{I}_q = -\frac{P\Omega L_d}{L_q} I_d - \frac{R_s}{L_q} I_q - \frac{P\phi_{sf}}{L_q} \Omega + \frac{V_q}{L_q} \\ \dot{\theta} = \Omega \\ J \cdot \dot{\Omega} = C_{em} - C_r - F\Omega \end{cases} \quad (\text{II.40})$$

#### II.6.1 L'asservissement de vitesse

##### II.6.1.1 Stratégie de réglage à trois surfaces

Le réglage de la vitesse de la MSAP nécessite le contrôle du courant absorbé par la machine. Une solution classique consiste à utiliser le principe de la méthode de réglage en cascade (structure de trois surfaces) la boucle interne permet de contrôler les courants, tandis que la boucle externe permet de contrôler la vitesse. La figure (II.24) représente la structure cascade de

régulation de vitesse par mode de glissement de la MSAP alimentée par un onduleur de tension [75].



**Figure II.24:** Schéma global de réglage par mode glissant, stratégie à trois surfaces.

Nous définissons les trois surfaces par :

❖ **La première surface**, celle de la vitesse, est décrite par :

$$S(\Omega) = \Omega_{ref} - \Omega \quad (II.41)$$

Durant le mode de glissement et le régime permanent, nous avons :

$$S(\Omega) = 0 \quad \text{et} \quad \dot{S}(\Omega) = 0 \quad (II.42)$$

D'où nous déduisons :  $I_{qn} = 0$

$$\dot{S}(\Omega) = 0 \quad \longrightarrow \quad I_{qeq} = \frac{f\Omega + C_r}{P \cdot [\phi_{sf} - (L_d - L_q)I_d]} \quad (II.43)$$

Durant le mode de glissement, le produit de la surface par sa dérivée doit être inférieur à zéro.

Cela exige de vérifier la condition de Lyapunov suivante :

$$\lim_{s \rightarrow 0} S(\Omega) \dot{S}(\Omega) < 0 \quad (II.44)$$

En substituant l'expression de la commande équivalente (II.29) dans (II.30), la dérivée de la surface est donnée par :

$$\dot{S}(\Omega) = -\frac{P}{J} [\phi_{sf} - (L_d - L_q)I_d] I_{qn} \quad (II.45)$$

Avec :

$$I_{qn} = K_v \cdot \text{sign}(S(\Omega)) \quad (\text{II.46})$$

Ainsi, la commande  $I_{qref}$  représente la somme des grandeurs  $I_{qeq}$  et  $I_{qn}$  :

$$I_{qref} = I_{qeq} + I_{qn} \quad (\text{II.47})$$

❖ **La deuxième surface** de la boucle interne, responsable de contrôle du courant  $I_{qn}$ , est décrite par :

$$S(I_q) = I_{qref} - I_q \quad (\text{II.48})$$

La dérivée de la surface est donnée par :

$$\dot{S}(I_q) = \frac{L_d \Omega P}{L_q} I_d + \frac{R_S}{L_q} I_q + \frac{P \Omega \phi_{sf}}{L_q} + \frac{V_q}{L_q} \quad (\text{II.49})$$

Étant donné que :  $V_q = V_{qeq} + V_{qn}$

On obtient:

$$\dot{S}(I_q) = \frac{L_d \Omega P}{L_q} I_d + \frac{R_S}{L_q} I_q + \frac{P \Omega \phi_{sf}}{L_q} + \frac{V_{qeq}}{L_q} + \frac{V_{qn}}{L_q} \quad (\text{II.50})$$

Durant le mode de glissement en régime permanent, nous avons :

$$S(I_q) = 0 \quad \text{ET} \quad \dot{S}(I_q) = 0 \quad (\text{II.51})$$

Avec :  $V_{qn} = 0$

$$\text{On obtient: } V_{qeq} = R_S I_q + P \Omega [\phi_{sf} + L_d I_d] \quad (\text{II.52})$$

$$\text{Et } V_{qn} = K_q \cdot \text{sign}(S(I_q)) \quad (\text{II.53})$$

D'où l'expression de  $V_{qc}$  :  $V_{qc} = V_{qeq} + V_{qn}$

(II.52)

❖ **La troisième surface** est celle du contrôle du courant  $I_d$ . Elle est décrite par :

$$S(I_d) = I_{dref} - I_d \quad (\text{II.53})$$

Dans ce cas nous donnons juste les expressions de :

$$V_{deq} = R_S I_d - P \cdot L_q \cdot I_q \cdot \Omega \quad (\text{II.54})$$

$$V_{dn} = K_d \cdot \text{sign}(S(I_d)) \quad (\text{II.55})$$

$$V_{dc} = V_{deq} + V_{dn} \quad (\text{II.56})$$

La stabilité du système nécessite de vérifier que le produit de la surface et sa dérivée est inférieur ou égal à zéro. Afin d'assurer cette condition, les paramètres,  $K_v$ ,  $K_d$  et  $K_q$  sont toujours positifs.

Ces paramètres sont choisis de façon à :

- ✚ assurer la rapidité de la convergence,
- ✚ imposer la dynamique en mode de convergence et de glissement,
- ✚ limiter le courant à une valeur admissible pour un couple maximal.

Dans le régime permanent, on a :

$$\dot{I}_d = 0, \quad \dot{I}_q = 0, \quad \dot{\Omega} = 0 \quad (\text{II.57})$$

En remplaçant (II.41) dans (II.22), on obtient :

$$\begin{cases} -R_S I_d + \omega \cdot L_q I_q + V_d = 0 \\ -R_S I_q + \omega \cdot L_d I_d + V_q - \omega = 0 \\ C_e - C_r = F \Omega \Phi_{sf} \end{cases} \quad (\text{II.58})$$

Les conditions d'existence du mode de glissement sont donc :

$$K_v \geq \left| \frac{1}{P \Phi_{sf}} (-F \Omega - C_r) \right|$$

$$K_d \geq \left| -R_S I_d + \omega \cdot L_q I_q \right| \quad (\text{II.59})$$

$$K_q \geq \left| -R_S I_q + \omega \cdot L_d I_d - \omega \Phi_{sf} \right|$$

### II.6.2 L'asservissement de la position

La CSV pour la position est élaborée à partir d'une variété de glissements de type une droite :

$$S(\theta) = R_1 e_\theta + R_2 \dot{e}_\theta \quad (\text{II.60})$$

Avec:  $e_\theta = \theta_{ref} - \theta$

$e_\theta$ : : L'écart entre la consigne de position  $\theta_{ref}$  et la position mesurée  $\theta$

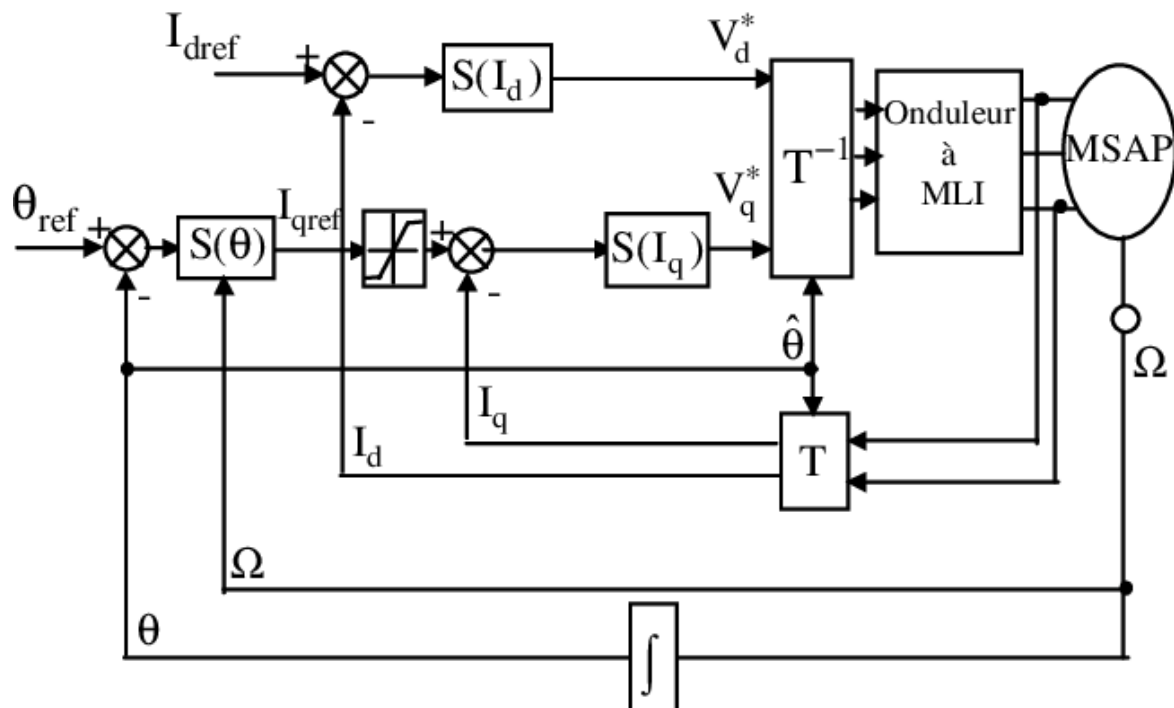
$\dot{e}_\theta$ : Est la dérivée de l'erreur de position

$R_1, R_2$ : Sont les paramètres de la variété de glissements.

On utilise un asservissement à structure variable de position qui génère le courant de référence. L'asservissement de vitesse ne figure plus sur le schéma de commande (**figure II.25**). Par contre, la CSV utilise l'information sur la vitesse (un retour tachymétrique existe).

La condition nécessaire et suffisante pour l'obtention d'un régime glissant sur  $S(\theta)$  est que  $R_1$  et  $R_2$  doivent être positifs. Le rapport  $R_1/R_2$  détermine la constante de temps du régime glissant sur la variété et, par conséquent, la rapidité du système commandé.

La commande pour l'asservissement de position est composée uniquement d'une partie commande rendue continue. Ceci est vrai d'autant plus que l'addition d'une commande équivalente pour cet asservissement ne modifie pas la réponse en position [76].

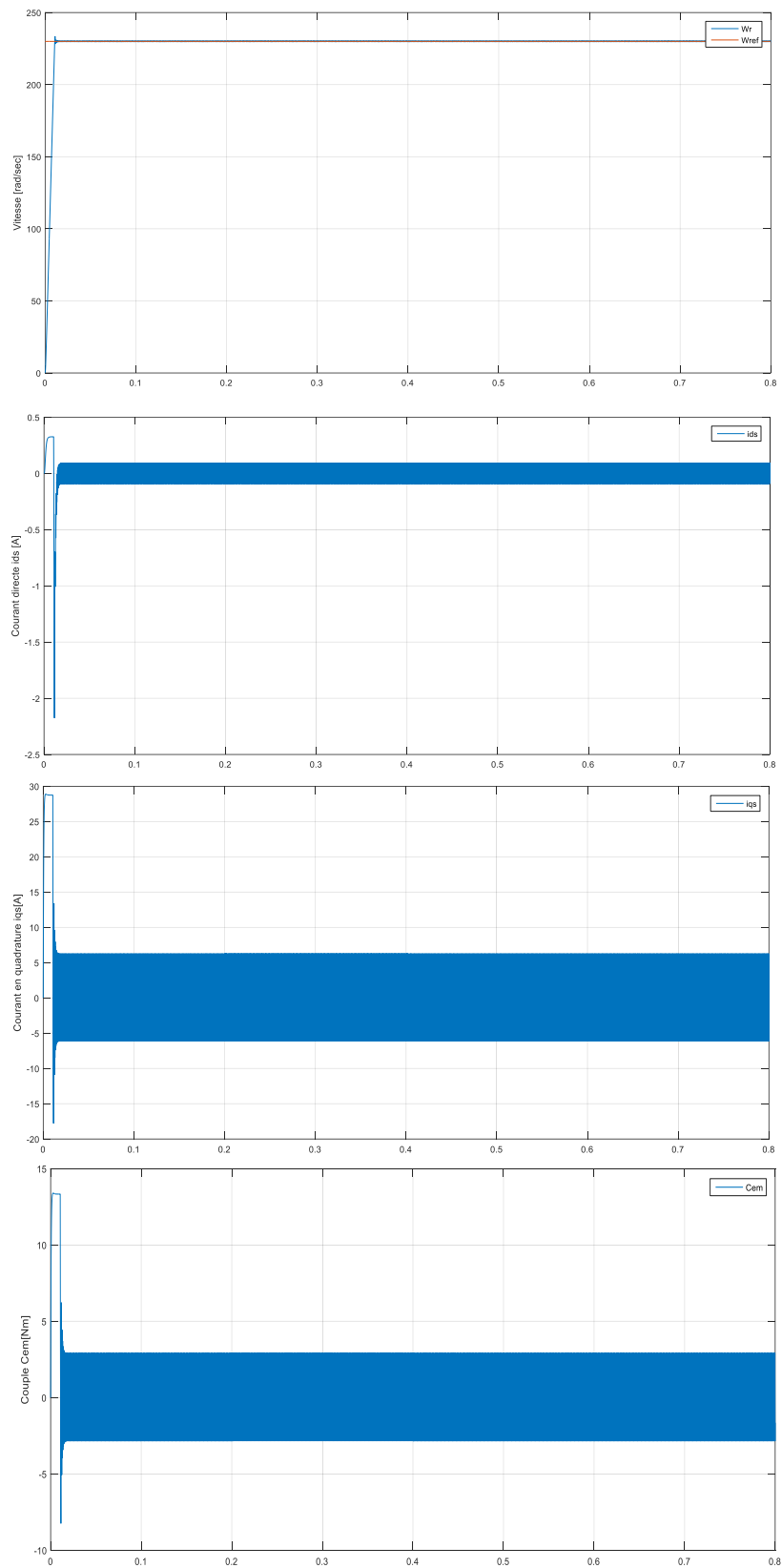


**Figure II.25:** Schéma global de réglage de la position par mode de glissement d'une MSAP.

### II.7 Résultats de simulation

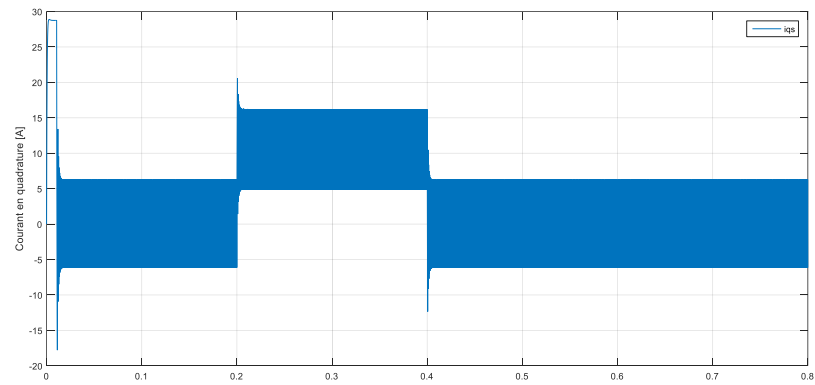
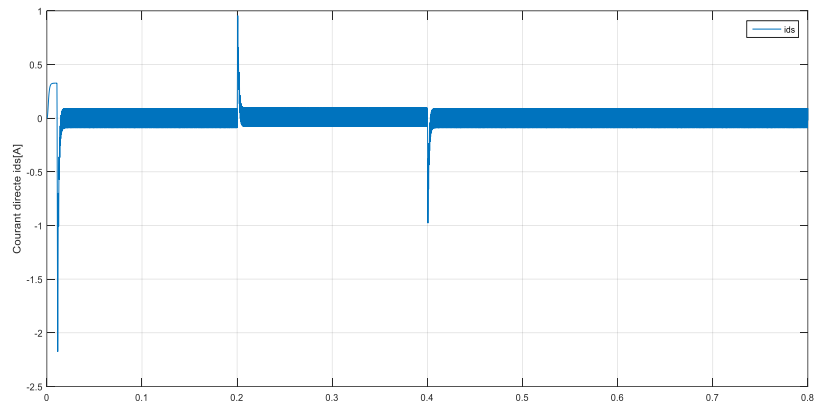
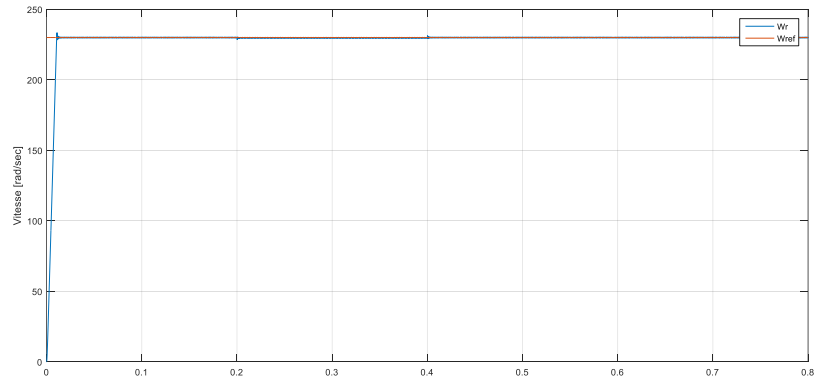
Nous allons tester en simulation (logiciel MTLAB - Simulink) la loi de commande par mode de glissement de la vitesse de la MSAP, en maintenant les régulateurs PI de courants étudiés précédemment.

Dans l'essai de la **figure (II.26)**, nous avons simulé un démarrage à vide avec application d'une charge égale 5 Nm à  $t=0.2$  s pour une vitesse de référence de 230 rad/s.

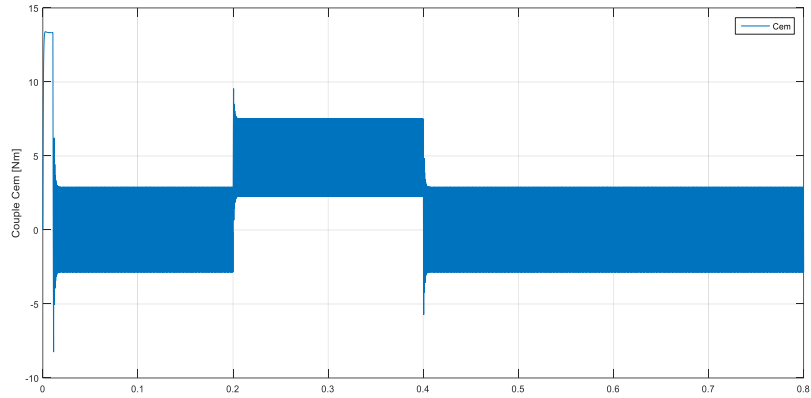


**Figure II.26:** Résultats de simulation lors d'un démarrage à vide pour une consigne de vitesse de 230rd/s.

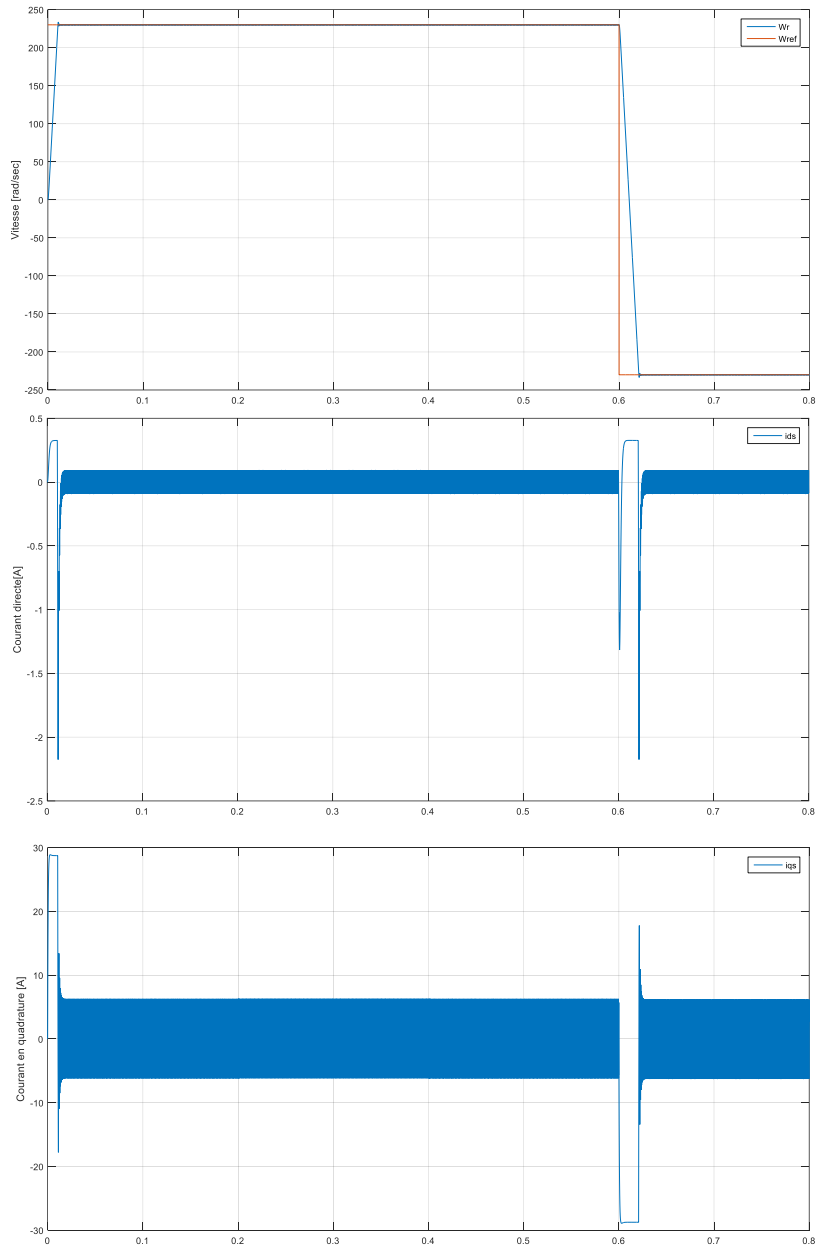
## Chapitre II : La commande par mode glissant

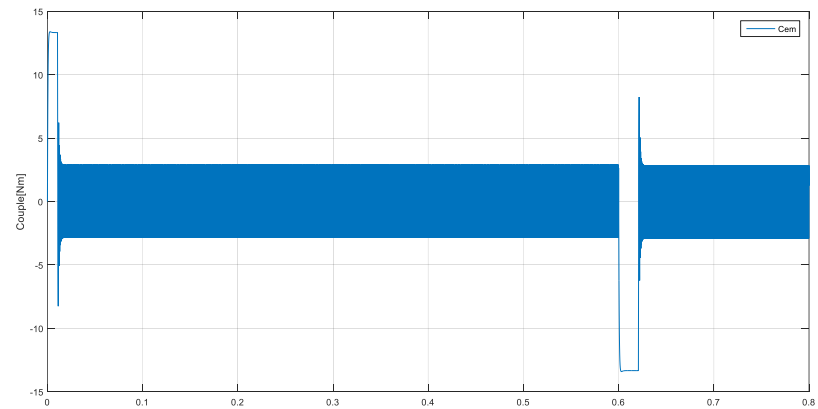




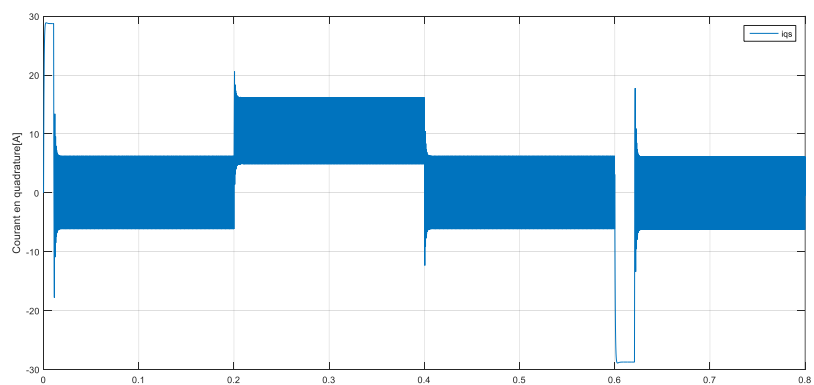
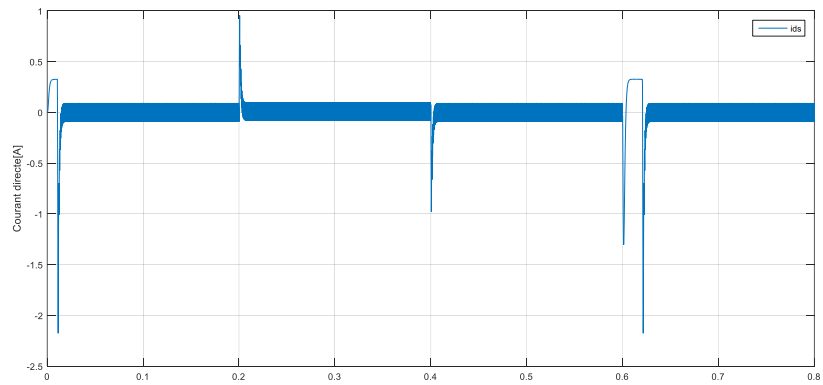
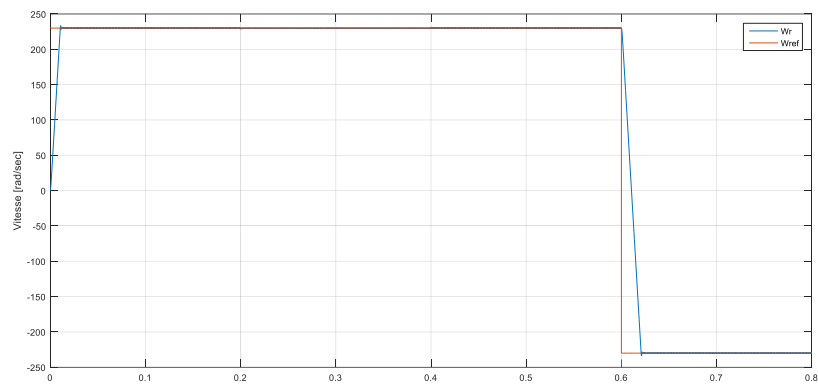


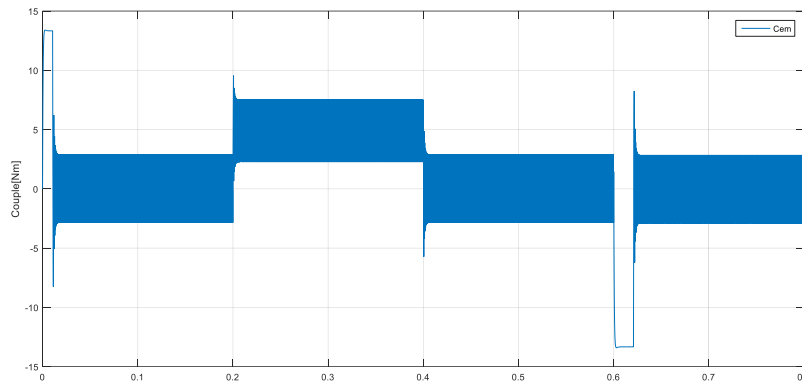
**Figure II.27:** Résultats de simulation lors d'un démarrage à vide suivie d'une perturbation du couple de charge à  $t=0.2$ s pour une consigne de vitesse de 230 rad/s





**Figure II.28:** Résultats de simulation lors d'un démarrage à vide pour une consigne de vitesse de 230rd/s avec l'inversion de la consigne (-230 rd/s)





**Figure II.29:** Résultats de simulation lors d'une variation de consigne et de couple de charge

Nous avons appliqué les mêmes tests ainsi que le même intervalle du temps que précédemment en vu de comparer entre la commande Mode Glissant et la commande vectorielle.

Les résultats de simulation montrent que la réponse en vitesse est rapide et précise. L'erreur provoquée par la perturbation de la charge est compensée instantanément. Le comportement de la vitesse de rotation démontre la robustesse de la commande non linéaire.

Le courant  $I_q$  est l'image du couple. Les seules oscillations résiduelles observables sur le couple correspondent à une oscillation autour de la variété de glissement qui est très rapidement atténuée.

### Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté les deux types de commande : la commande vectorielle et la commande à structure variable (CSV) fonctionnant en mode de glissement appliquée à la machine synchrone à aimants permanents.

D'après les résultats obtenus on constate que la commande vectorielle dans le plan de Park de la MSAP alimentée en tension donne des performances et des robustesses remarquables, caractérisées par un temps de réponse court, un rejet de perturbation rapide, une erreur statique presque nulle en régime permanent et un petit dépassement ou oscillations transitoires.

Le point fort de la technique de régulation utilisant la commande par mode glissant est la simplicité de la mise en œuvre et sa robustesse.

Les résultats de simulation montrent que les réponses avec la CSV sont rapides et robustes. La charge n'a pas d'influence sur la vitesse. Finalement, on comparant la commande vectorielle à régulateur PI avec la CSV de la MSAP. La commande par mode glissant présente par rapport à la commande vectorielle, plusieurs avantages tel que, robustesse, précision importante, stabilité et simplicité, temps de réponse très faible.

# CHAPITRE

## III

### Introduction

Les systèmes de commande conventionnels sont généralement conçus sans tenir compte de la possibilité d'occurrence de défauts. Dans le but de surmonter cette contrainte, les systèmes complexes modernes utilisent des régulateurs sophistiqués développés avec la capacité de s'accommoder aux défauts et ainsi d'être tolérant aux défauts, afin d'assurer à la fois des performances désirées et la sûreté de fonctionnement de ce dernier.

Le système de commande tolérant aux défauts a pour but de maintenir des performances proches de celles désirées tout en préservant la stabilité, non seulement en l'absence de défauts (dérives) mais également en présence de composants défectueux (pannes). Si les performances initiales ne peuvent plus être garanties, un système de commande tolérant aux défauts doit assurer au moins des performances dégradées acceptables ou arrêter le système [38].

Ce chapitre a pour objet de présenter une synthèse des principales stratégies de commande tolérante aux défauts. Ce tour d'horizon est nécessaire afin de poser clairement le décor et de permettre au lecteur d'aborder les développements méthodologiques du chapitre suivant. Les thématiques liées à la commande tolérante ont connu un essor important durant ces deux dernières décennies et ont fait l'objet d'un nombre important de publications [39], [40]. Dans ce chapitre, nous nous efforçons de présenter les principaux courants.

### III.1 Définition et Concept

#### III.1.1 Commande tolérante aux défauts

La commande tolérante aux défauts a pour but de s'accommoder automatiquement de l'effet des défauts tout en étant capable de maintenir la stabilité et au mieux les performances nominales du système. Elle a pour but aussi d'éviter l'arrêt immédiat du système et de permettre son fonctionnement en mode dégradé [41].

#### III.1.2 Défaillance (Failure)

La cessation de la capacité d'un système physique ou d'un dispositif à accomplir ses fonctions. Interruption permanente de la capacité d'un système à assurer une fonction requise dans des conditions opérationnelles spécifiées. Par exemple, une machine électrique peut produire un bruit anormal tout en entraînant correctement une charge, en supposant que telle soit sa fonction. Le bruit anormal est un défaut qui peut permettre de présager d'une défaillance à venir [41].

#### III.1.3 Défaut (Fault)

N'importe quel état indésirable d'un composant ou d'un système. Un défaut n'implique pas nécessairement une défaillance. Déviation non permise d'au moins une propriété ou un paramètre caractéristique du système des conditions acceptables ou (et) standards [7]. La notion de défaut est

donc voisine de celle de défaillance mais comme le souligne le dictionnaire IEEE (première définition), un défaut n'implique pas nécessairement une défaillance. Défaut, lié au comportement, est plus général que défaillance liée aux fonctions, puisqu'elles sont une abstraction du comportement tel qu'il est conçu téléologiquement. La description comportementale est plus détaillée que la description fonctionnelle et l'inclut donc. De la même manière, la notion de défaut inclut celle de défaillance ; un défaut n'altère pas nécessairement le fonctionnement d'un système physique mais peut présager d'une défaillance à venir.

### **III.1.4 Panne**

C'est l'inaptitude d'un dispositif à accomplir une fonction vitale. Dès l'apparition d'une défaillance, caractérisée par la cessation du dispositif à accomplir sa fonction, le dispositif sera déclaré en panne. Par conséquent, une panne résulte toujours d'une défaillance.

### **III.1.5 Dégradation**

Une dégradation représente une perte de performances d'une des fonctions assurées par un équipement.

### **III.1.6 Symptôme**

Un symptôme est défini comme un caractère distinctif d'un état fonctionnel anormal.

### **III.1.7 Signe**

Un signe est défini comme un caractère distinctif d'un état comportemental anormal.

### **III.1.8 Perturbation**

On peut définir une perturbation comme une entrée inconnue du système et qui n'est pas une commande, c'est une entrée non contrôlée.

### **III.1.9 Résidu**

Un résidu est souvent appelé indicateur de défaut ou variable d'écart, parce qu'il résulte d'une comparaison entre un comportement réel et un comportement de référence.

### **III.1.10 Détection**

La détection permet de caractériser le fonctionnement du système de normal ou d'anormal, c'est-à-dire, la détermination de la présence de défauts.

### **III.1.11 Localisation**

La localisation permet de déterminer le sous-ensemble fonctionnel défaillant.

### **III.1.12 Isolation**

L'isolation c'est la détermination des caractéristiques des défauts qui se produisent en précisant le type, l'emplacement et l'instant de défaut.

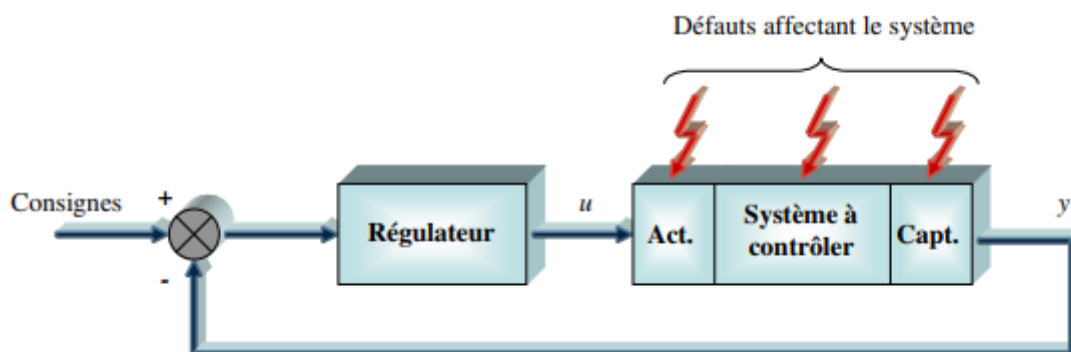
### III.1.13 Reconfiguration

Une fonction consistant à changer la commande envoyée au système ou la disposition matérielle du système pour éviter (ou faire face à) une panne.

### III.2 Position du problème

Les stratégies de commande tolérante aux défauts ont pour but de conserver la maîtrise du comportement dynamique du système commandé en dépit de la présence d'un dysfonctionnement. Différentes causes peuvent être à l'origine de ces dysfonctionnements. Les défaillances internes résultent de différents facteurs plus ou moins maîtrisés : vieillissement, fatigue, maintenance mal adaptée. Elles produisent des dysfonctionnements des matériels, comme par exemple une défaillance de la structure physique (composants internes), du système de perception (capteurs matériels ou informationnels), ou défaillance du système d'action (actionneurs, régulateurs, réseaux de transmission, organes de traitement). Les défaillances externes résultent de l'action de l'environnement dans lequel le système évolue (perturbations, erreurs des opérateurs humains).

Dans le cadre de ce travail, on s'intéresse au cas des défaillances internes qui affectent directement le système à contrôler. Les défauts correspondent alors à des événements qui peuvent survenir dans différentes composantes d'un système comme les présentes la **Figure III.1** [42]. Ils peuvent être classifiés selon une échelle de sévérité allant de la détérioration complète d'un composant (valve d'un propulseur restant complètement fermée, ...), au dysfonctionnement partiel (fuite hydraulique ou pneumatique, ...). Les défauts peuvent ainsi être modélisés en utilisant soit une forme additive, soit une forme multiplicative. Généralement, les défauts additifs correspondent aux changements constatés indépendamment des entrées connues. Les défauts multiplicatifs, quant à eux, correspondent à des changements de paramètres (abrupts ou gradués) qui causent l'évolution des sorties et dont l'amplitude dépend des entrées connues



**Figure III.1** : Défauts affectant un système commandé

Tout au long de ce manuscrit, le terme « défaut » ou « faute » est utilisé pour désigner une anomalie de comportement au sein d'un système physique. Cela correspond à une déviation non permise d'au moins une propriété ou d'un paramètre caractéristique du système surveillé [43]. Le terme « défaillance » désigne habituellement une anomalie fonctionnelle entraînant une interruption permanente de la capacité du système à assurer une fonction requise, dans des conditions opérationnelles spécifiques ([Blanke et.al. 2001], [44]). Par abus de langage, le terme « défaillance » sera parfois employé pour désigner une anomalie de comportement. Le vocable générique « commande » correspond au processus de modification du comportement d'un système afin d'obtenir un comportement désiré, d'après un cahier des charges spécifié. Le comportement désiré du système est alors assuré par une loi de commande conventionnelle qui, en présence d'un défaut, peut conduire à des comportements inacceptables, voir à l'instabilité du système commandé. Ainsi, la tâche principale qui incombe à la commande tolérante aux défauts est de synthétiser des lois de commande qui permettent de maintenir (ou retrouver) un niveau de performances pour une situation défaillante, proche de celui obtenu en régime normal de fonctionnement.

### III.3 Les Différentes Type des défauts

#### III.3.1 Selon leurs types

Les défauts sont des événements qui apparaissent à différents endroits du système. Dans la littérature, les défauts sont classés en fonction de leur localisation (emplacement), définissant alors des types de défauts [45].

##### III.3.1.1 Les défauts actionneurs

Ils représentent la perte partielle ou totale (complète) de l'action de commande. Un exemple d'actionneur complètement perdu est une machine qui ne produit aucune action malgré les entrées qu'on lui applique. La raison d'un tel défaut peut être, par exemple un câblage coupé, actionneur partiellement défaillant produit seulement une partie de l'action normale (c.-à-d. dans des conditions de fonctionnement nominales). Il peut résulter, par exemple, d'une fuite hydraulique ou pneumatique, résistance accrue ou chute dans la tension d'alimentation. Multiplier les actionneurs dans le système afin d'assurer la tolérance aux défauts n'est souvent pas une bonne solution à cause de leurs prix élevés et du volume qu'ils occupent.

##### III.3.1.2 Les défauts capteurs

Peuvent être subdivisés en partiel et total. Un défaut total dans le capteur produit une mesure qui n'est pas liée à la valeur du paramètre physique mesuré. Il peut être dû à une coupure de fils, capteur produit une mesure liée au signal mesuré de telle manière que l'information utile puisse en être extraite. Ceci peut être dû à une réduction de gain qui engendre un offset dans la lecture de



mesure, ou aux bruits du capteur. En raison de leurs petites tailles, les capteurs peuvent être multipliés dans le système pour assurer la tolérance aux défauts. Cette approche implique habituellement l'augmentation significative en coûts relatifs.

### III.3.1.3 Les défauts composants ou systèmes

Ce type de défaut provient du système lui-même ; bien souvent les défauts n'appartenant pas à un défaut capteur ou actionneur sont classés de manière arbitraire dans cette catégorie. Néanmoins, un défaut composant résulte de la casse ou de l'altération d'un composant du système réduisant les capacités de celui-ci à effectuer une tâche

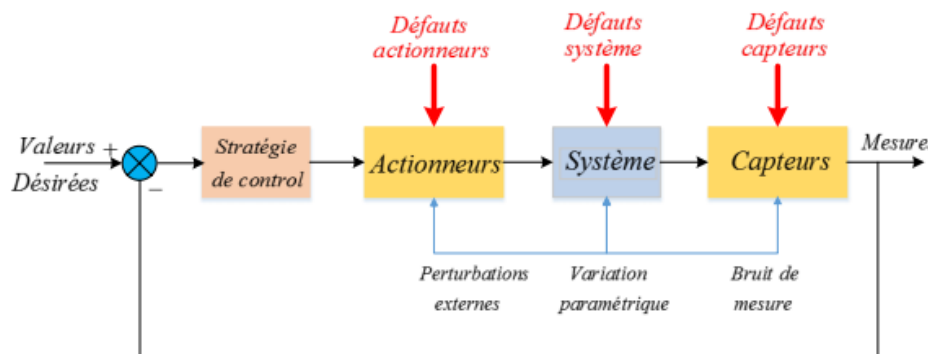


Figure III.2 : Types de défauts systèmes.

### III.3.2 Selon leurs Caractéristiques temporelles

Par ailleurs, une classification des défauts à partir de leurs évolutions temporelles les définit comme :

#### III.3.2.1 Abrupts (biais)

La caractéristique principale de ce type de défauts est la discontinuité dans l'évolution temporelle de la variable. Cette évolution, si elle ne correspond pas aux évolutions dynamiques normales attendues par la variable, est caractéristique d'une panne brutale de l'élément en question (arrêt total ou partiel ou déconnexion).

#### III.3.2.2 Intermittentes (valeurs aberrantes)

Il s'agit d'un type de défauts caractéristiques de faux contacts (câblage partiellement endommagé). C'est un cas particulier de défauts abrupts avec la propriété d'un signal qui revient de façon aléatoire aux valeurs normales. [46]

#### III.3.2.3 Graduels (dérives)

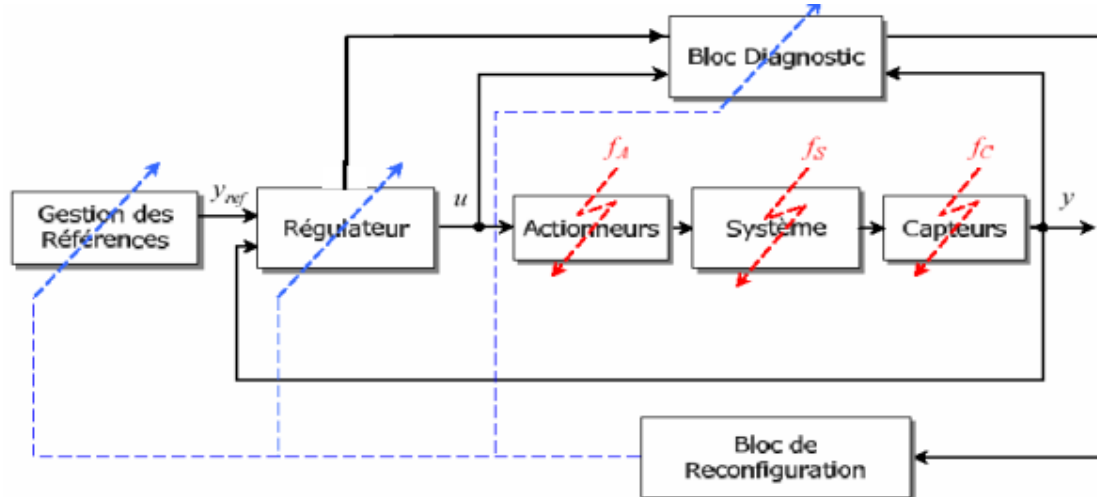
Ce type de défaut est essentiellement caractéristique d'un encrassement ou d'une usure de pièce. Il s'agit de défauts très difficiles à détecter, car leurs évolutions temporelles sont les mêmes que celles d'une modification paramétrique lente représentant une non-stationnarité du procédé.

### III.4 Structure des systèmes tolérants aux défauts

En général, un système tolérant aux défauts est constitué de quatre blocs essentiels comme illustrées à la **Figure (III.3)**:

1) un bloc diagnostic, 2) un bloc reconfiguration 3) un régulateur reconfigurable et 4) un bloc de gestion des références

La fonction principale du bloc diagnostic est de détecter et d'estimer le défaut en ligne, ainsi que les variables d'état du système. Une fois que le défaut est apparu le bloc diagnostic active le mécanisme de reconfiguration et fournit en ligne les informations concernant le défaut et l'état du système. En se basant sur ces informations le bloc reconfiguration s'occupe de la déconnexion des parties défectueuses (sous-systèmes  $f_S$ , actionneurs  $f_A$  et capteurs  $f_C$ ), la synthèse de la nouvelle loi de commande (régulateur reconfigurable) et l'ajustement des références afin d'assurer les objectifs en poursuite de consigne. Notons que peu de chercheurs ont intégré le bloc de gestion des références dans leurs travaux tel que le propose les articles [40] et [39].



**Figure III.3 :** Structure générale des systèmes tolérants aux défauts.

Pour synthétiser le régulateur, plusieurs méthodes existent, nous citons ici les plus utilisées, à titre d'exemple :

- ✓ La méthode LQR présentée par [Hua90], [Sau02].
- ✓ La méthode du pseudo-inverse [Gao91], [Gao92], [Bac01], [Sta05a], [Sta05b], [Ciu06] ;
- ✓ Le placement de structure propre [Kon96], [Tsu99], [Wan00] ;
- ✓ La commande prédictive à base de modèle [Mac97] ; [Ker99] ; [Mac03] ;

- ✓ La commande par gain séquencé [Rug92] ; [Sha92];[Nie99] ;
- ✓ L'approche par modèle de référence [Huz97], [Bod97], [Zha02], [Sta05a], [Sta05b], [Ciu06]

### III.5 Classification des Approches de la commande tolérante

#### III.5.1 Approches passives de la commande FTC

De façon générale, les approches passives de la FTC sont basées sur les techniques de conception d'une loi de commande robuste. L'objectif est de synthétiser une loi de commande FTC qui assure un niveau de performance acceptable pour un fonctionnement normal et, de surcroît, pour un ensemble prédéfini de modes défaillants. L'inconvénient majeur de ces approches réside dans le fait que la robustesse accrue vis-à-vis de certains défauts est obtenue ou dépend d'un niveau de performance dégradé en régime normal de fonctionnement.

Pratiquement, ces techniques présentent donc un inconvénient majeur : si l'on considère que les défauts sont des événements qui ne se produisent que rarement (hypothèse raisonnable), il n'est pas souhaitable de dégrader de manière significative et permanente les performances du système afin d'être insensible envers une classe restreinte de défauts qui ne se produirait qu'occasionnellement lors d'un cycle de fonctionnement. De plus, il apparaît évident que plus l'ensemble des défauts prédéfini sera grand et/ou plus l'impact de ces défauts est jugé important sur le niveau de performances pouvant être atteints, plus le comportement en situation normale sera dégradé.

Ainsi, les systèmes FTC passifs garantissent de manière générale un faible niveau de performances. Cependant, dans certaines applications où la classe de défauts est connue et restreinte, ces techniques pourraient s'avérer suffisantes [47].

#### III.5.2 Approches actives de la commande FTC

Grâce à leurs meilleures performances et leur capacité de traiter une large classe de défauts, les méthodes FTC actives sont plus développées dans la littérature que les méthodes passives. L'architecture générale d'une commande FTC active est décrite dans **la Figure (III.4)**, les deux blocs FDD (Fault Detection and Diagnostic FDD) et FTC, constituent les deux étapes importantes de la commande. Le bloc FTC se base sur les informations délivrées par le bloc FDD. En fonction du mécanisme utilisé et du type du défaut survenu, il accommode ou reconfigure en ligne la loi de commande en vu de maintenir la stabilité, la dynamique du système Ainsi que ses performances initiales.

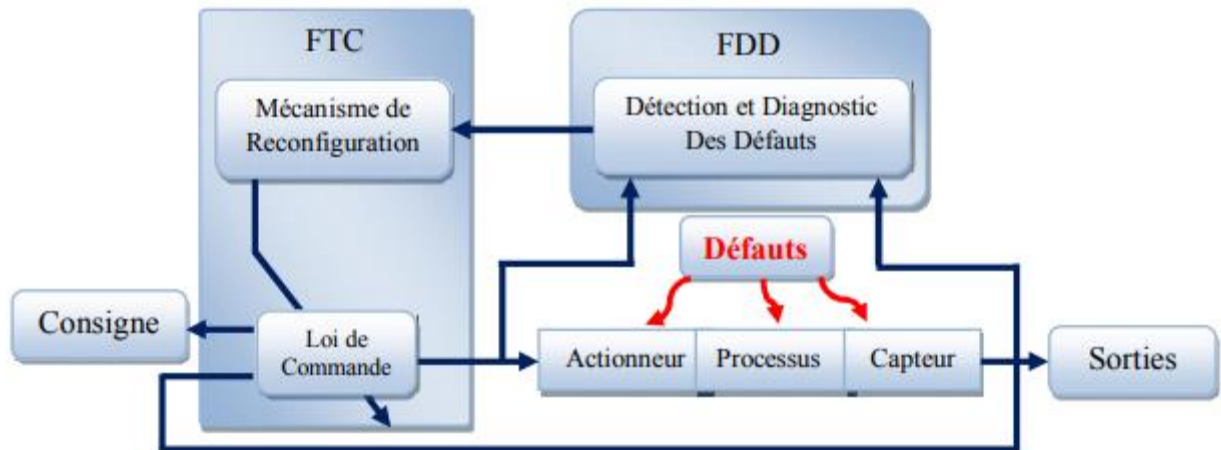


Figure III.4 : Schéma de principe d'une loi de commande FTC active.

### III.6 Le Diagnostic des Défauts

De façon générale, les défauts dans les processus automatisés causent des réactions indésirables et même l'arrêt du système commandé, et les conséquences pourraient causer des dégâts aux parties techniques du système, au personnel ou à l'environnement. Pour cela, il faut diagnostiquer le système c'est-à-dire, trouver les composants défectueux. Le mot diagnostic possède de nombreuses significations dans la littérature. En effet, étymologiquement, ce mot vient du grecque et signifie (Dia : par, Gnosis : connaissance).

Une autre définition considère le diagnostic comme un problème de reconnaissance de formes. L'ensemble des états est homologue à un ensemble de classes et le vecteur forme est le vecteur composé par les paramètres observés du système. Cette définition s'applique à de nombreuses applications de diagnostic dans lesquelles le diagnostic est réalisé par des méthodes de reconnaissance de formes [48].

Nous intéressons à la définition technique, c'est-à-dire le diagnostic industriel. Suivant la norme AFNOR, le diagnostic est l'identification de la cause probable de la (ou des) défaillance(s) à l'aide d'un raisonnement logique fondé sur un ensemble d'informations provenant d'une inspection, d'un contrôle ou d'un test [49].

Cette définition dernière résume deux tâches principales : observer les symptômes de la défaillance et identifier la cause à l'aide d'un raisonnement logique fondé sur des observations [50].

L'objectif de la fonction diagnostic est de rechercher les causes et de localiser les organes qui ont entraîné une observation particulière. Dans d'autre terme, le diagnostic est une procédure qui consiste à détecter et localiser un composant ou un élément défectueux selon le principe de comparaison d'informations caractéristiques de l'état courant du système à celles établies en

l'absence de défauts. Dans ce qui suit, nous allons expliquer en détails les différentes étapes de cette procédure.

### III.6.1 Les Différentes Etapes de Diagnostic

La procédure de détection et d'isolation des défauts passe par trois étapes essentielles : La détection, la localisation et l'identification. Ces étapes sont résumées sur la figure suivante comme suit :

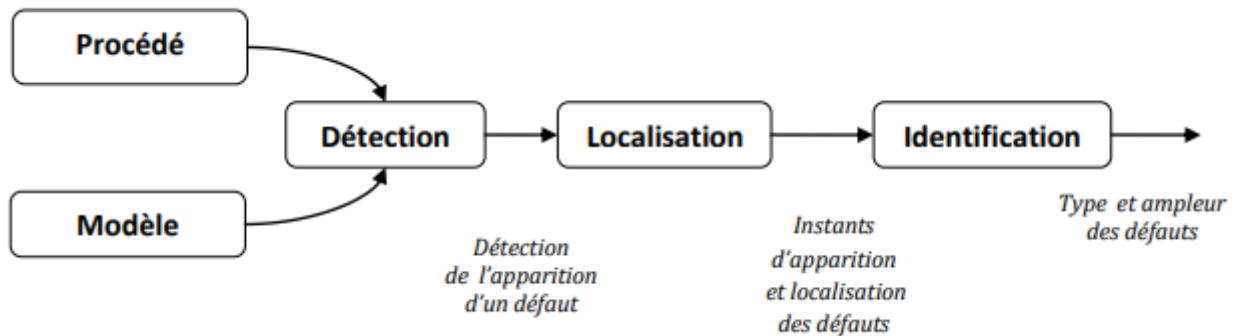


Figure III.5 : Procédure de détection et d'isolation des défauts.

#### • Détection

L'objectif de la procédure de détection est de déterminer l'apparition et l'instant d'occurrence d'un défaut. Le principe est de comparer le comportement du modèle nominal du système avec celui du système réel, c'est-à-dire déterminer si l'état de fonctionnement du système est normal ou anormal, ce qui permet de générer des résidus

#### • Localisation

Après avoir détecté la présence d'un défaut, une procédure de localisation est utilisée pour déterminer le composant ou l'élément défectueux. Cette opération porte le nom de localisation ou d'isolation de défauts. On parle de localisation quand on est, de plus, capable de préciser la nature du/des défaut(s) occurrence(s).

#### • Identification

L'objectif de la procédure est d'identifier la valeur réelle de paramètre en défaut et d'estimer l'instant de l'apparition et l'instant d'occurrence d'un défaut. De plus, l'identification peut comprendre une procédure visant à déterminer la cause du défaut, c'est-à-dire son origine

### **III.7 Modélisation des Défauts**

Comme mentionné dans la section précédente, les défauts peuvent être représentés soit additivement soit multiplicativement. Dans cette section nous intéressons à la représentation mathématique des défauts

Supposons que l'on dispose d'un modèle linéaire d'un procédé sous la forme d'une représentation d'état telle que :

$$\begin{cases} \dot{x} = A.x + B.u \\ y = C.x + D.u \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

Où  $x$ ,  $u$  et  $y$  représentant les vecteurs d'état, de commande et de sortie de système respectivement, tel que:

$$x \in R^n, u \in R^m, y \in R^p.$$

$A$ ,  $B$ ,  $C$  et  $D$  sont des matrices de dimensions respectives  $n \times n$ ,  $n \times m$ ,  $p \times n$  et  $p \times m$ .

#### **III.7.1 Défauts multiplicatifs**

Le modèle multiplicatif est souvent utilisé pour représenter un dysfonctionnement dans les actionneurs ou les capteurs du système .

##### **III.7.1.1 Les défauts actionneurs**

Sont modélisés comme des signaux additifs aux signaux d'entrée un dysfonctionnement dans l'actionneur est un changement brusque dans la commande nominale qui prend la forme :

$$u_f = u + (I - \sum A). (\bar{u} - u) \quad (\text{III.2})$$

Avec :  $\bar{u} \in R^m$  est un vecteur qu'on ne peut pas manipuler.

$$\sum A = \text{diag}(\sigma_1^a, \sigma_2^a, \dots, \dots, \dots, \sigma_m^a) \text{ ou } \sigma_i^a \in R \text{ et } \sigma_i^a = (1 \text{ ou } 0)$$

$\sigma_i^a=0$  représente un défaut total du  $i^{\text{ième}}$  actionneur du système de manière à ce que le signal de commande provenant de cet actionneur devienne égal au  $i^{\text{ième}}$  élément du vecteur incontrôlable  $\bar{u}$

$\sigma_i^a=1$  Implique que le remplacement de la commande nominale  $u$  par sa forme en cas de défaut le  $i^{\text{ième}}$  actionneur -à-dire  $u_f(i) = u(i)$

Le remplacement de la commande nominale  $u$  par sa forme en cas défaut nous donne le modèle d'état (à défauts multiplicatifs) suivant:

$$\begin{cases} \dot{x} = A.x + B.\sum A.u + B.(I - \sum A)\bar{u} \\ y = C.x + D.\sum A.u + D.(I - \sum A)\bar{u} \end{cases} \quad (\text{III.3})$$

Bien que les défauts multiplicatifs n'affectent pas directement la dynamique du système commandé lui-même; ils peuvent affecter d'une manière très significative la dynamique du système en boucle fermée et peuvent affecter même la commandabilité du système.

**III.7.1.1 Les défauts capteurs**

Ils sont modélisés par des signaux additifs aux signaux de sortie. D'une manière similaire, les défauts de capteurs représentent des mesures différentes des valeurs réelles des variables de sortie. Ils peuvent être représentés comme suit :

$$y_f = u + (I - \sum A). (\bar{y} - y) \tag{III.4}$$

$$\sum s = \text{diag}(\sigma_1^s, \sigma_2^s, \dots, \sigma_m^s) \text{ ou } \sigma_j^s \in R \text{ et } \sigma_j^s = (1 \text{ ou } 0)$$

Si  $\sigma_j^s = 0$ , il s'agit d'un défaut total du  $j^{\text{ième}}$  capteur fonctionne correctement.

En cas de défauts de capteurs, le système (III.1) devient :

$$\begin{cases} \dot{x} = A.x + B.u \\ y = \sum s . C.x + \sum s . D.u + (I - \sum s) \bar{y} \end{cases} \tag{III.5}$$

(III.5)

La combinaison des deux types de défauts multiplicatifs (actionneur et capteur) change le modèle (III.1) en :

$$\begin{cases} \dot{x} = A.x + B.\sum A.u + B.(I - \sum A) \bar{u} \\ y = \sum s . C.x + \sum s . D.u + \sum s . D(I - \sum A). \bar{u} + (I - \sum s) \bar{y} \end{cases} \tag{III.6}$$

Le modèle multiplicatif est utilisé pour représenter la majorité des défauts de capteurs et d'actionneurs mais ce n'est pas autant pour les défauts des composants du système.

**III.7.2 Défauts additifs**

$$\begin{cases} \dot{x} = A.x + B.u + F.f_f \\ y = C.x + D.u + E.f_f \end{cases} \tag{III.7}$$

Où  $f_f \in R$  est un signal décrivant les défauts. Cette représentation peut en principe être utilisée pour représenter une large classe de défauts y compris les capteurs, actionneurs et composants système. Cependant, l'utilisation du modèle (III.7) induit un n signal  $f_f$  dépendant de u, y et x. Par exemple, si on veut représenter additivement un défaut total dans tous les actionneurs, (mettre  $\sum A=0$  et  $\bar{u} = 0$  dans (III.2)) alors, pour avoir (III.7) équivalent à (III.3) le signal  $f_f$  doit vérifier

$$\begin{bmatrix} F \\ E \end{bmatrix} . f_f = - \begin{bmatrix} B \\ D \end{bmatrix} . \sum A . U \tag{III.8}$$

Ce qui rend dépendant de u et complique par conséquent la conception du régulateur.

**III.7.2.1 Les défauts capteurs et actionneurs**

En effet, supposons que le modèle :

$$\begin{cases} \dot{x} = A.x + B.u + f_f^a \\ y = C.x + D.u + f_f^s \end{cases} \tag{III.9}$$

Soit utilisé pour représenter les défauts dans les capteurs et les actionneurs. La fonction de transfert correspondante s'écrit :

$$Y = C.(SI - A)^{-1}.B.D).u(s) + C.(SI - A)^{-1}.f_f^a + f_f^s$$

A partir de cette fonction on remarque que l'effet d'un défaut d'actionneur sur la sortie peut être représenté par  $f_f^a$  mais aussi par  $f_f^s$ .

Un avantage des modèles additifs est que les défauts sont représentés par des signaux et non pas par des changements dans les matrices d'état du système, comme c'est le cas pour la représentation multiplicative. C'est pour cela que la majorité des méthodes FDD se basent sur la représentation additive [51].

### III.7.2.2 Les défauts des composants du système

Les défauts des composants du système sont les plus rencontrés car ils incluent pratiquement tout changement dans quelque que ce soit l'élément du système. Ils ont été définis dans la section (III.4) comme la classe de tous les défauts qu'on ne peut pas qualifier par défauts de capteurs ou d'actionneurs. Ces défauts provoquent des changements dans toutes les matrices de la représentation d'état du système car celles-ci dépendent pratiquement des mêmes paramètres physiques subissant un changement. Les défauts de composants système sont en général modélisés sous la forme d'un système à paramètres variables.

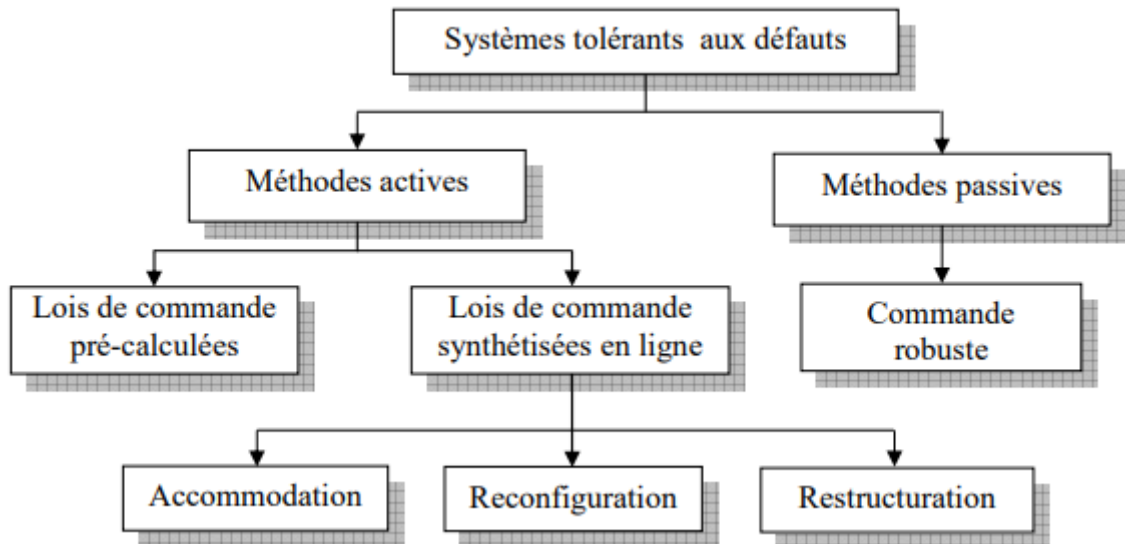
$$\begin{cases} \dot{x} = A(f).x + B(f).u \\ y = C(f).x + D(f).u \end{cases} \quad (\text{III.10})$$

Où  $f \in R^{nf}$  est un vecteur décrivant le défaut

## III.8 Les systèmes tolérants aux défauts

Un système tolérant aux défauts permet de maintenir des objectifs proches de ceux désirés non seulement en l'absence de défauts mais également en présence de composants défectueux. Il est très important de préciser que les objectifs à atteindre durant ces deux modes de fonctionnement sont différents. Dans le mode nominal, des objectifs de qualité sont à assurer, en revanche en présence de défauts, des objectifs dégradés peuvent être acceptés [40]. Les systèmes tolérants aux défauts sont généralement classés en deux grandes approches comme illustrées à **la Figure (III.6)** : l'approche passive (Passive Fault-Tolerant Control Systèmes PFTCS) et l'approche active (Active Fault-Tolerant Control Systems AFTCS) [52].





**Figure III.6 :** Classification des approches FTC

### III.8.1 Méthodes passives

Dans l'approche passive, la loi de commande est conçue pour être robuste à un ensemble prédéfini de défauts et elle ne sera pas changée lors de l'occurrence de défaut. Elle est basée sur l'idée que les défauts représentent des perturbations sur le système et exploite les techniques de la commande robuste à ces perturbations.

Ce type d'approche ne requiert pas la présence d'un module de diagnostic (Fault Detection and Diagnostic FDD) pour détecter la présence des défauts ainsi qu'un bloc de reconfiguration de la structure et/ou des paramètres du système. On trouve dans la littérature, une vaste panoplie d'outils de synthèse de loi de commande robuste. De nombreuses études utilisant les techniques de synthèse de loi de commande robuste basées sur la minimisation d'un critère, ont été menées pour la conception de stratégies passives de la commande FTC [39]

### III.8.2 Méthodes actives

Les systèmes tolérants "actifs" réagissent d'une manière "active" selon deux approches distinctes : la sélection d'une loi de commande pré-calculée ou la synthèse d'une nouvelle loi de commande en ligne. Les deux approches requièrent la présence d'un bloc diagnostic pour fournir des informations concernant l'état du système.

#### a) Loi de commande pré-calculée

Cette première approche est basée sur l'idée qu'il existe un banc de régulateurs précalculés pour chaque mode de fonctionnement. Un régulateur pour le mode de fonctionnement nominal et un régulateur pour chaque mode défaillant. La sélection du régulateur associé au mode de

fonctionnement actif (présent) est effectuée par le coordinateur, qui est constitué d'un ensemble d'estimateurs permettant la reconstruction des sorties du système pour chaque mode de fonctionnement. Après avoir évalué les performances de chaque mode. Cette approche était le sujet de plusieurs travaux notamment [53],

### b) Loi de commande synthétisée en ligne

Suivant le défaut, en fonction de sa sévérité et les informations qui peuvent être fournies par le bloc diagnostic, trois cas peuvent être considérés : l'accommodation, la reconfiguration ou la restructuration du système. Des définitions fondamentales de ces aspects ont été proposées par [54].

Nous reprenons les définitions suivantes qui serviront de référence pour notre travail.

#### **Accommodation**

L'accommodation permet de résoudre le problème de commande  $\langle O_n, \widehat{S}_f, \widehat{\theta}_f, \widehat{U} \rangle$  ou  $\widehat{S}_f, \widehat{\theta}_f$  . sont les estimations de la structure et des paramètres du système avec défauts respectivement, fournies par le bloc diagnostic. Dans ce cas nous supposons que le bloc diagnostic est capable de détecter, de localiser et d'estimer l'amplitude des défauts. Par hypothèse, uniquement des défauts de faibles amplitudes sont pris en compte par l'accommodation. Pour s'affranchir de la présence du défaut, la nouvelle loi de commande est générée soit par l'adaptation en ligne des paramètres du régulateur soit par la compensation d'une commande supplémentaire. Dans ce cas, la structure de la loi de commande n'est pas changée.

#### **Reconfiguration**

La reconfiguration de loi de commande est utilisée dans le cas où les parties défectueuses (actionneurs, capteurs ou système) ne peuvent pas être accommodées. Notons  $S_f = \dot{S}_n \cup \dot{S}_f$  la structure du système en présence de défaut incluant  $\dot{S}_f$  f la structure associée aux parties défectueuses et  $\dot{S}_n$  S la structure associée aux parties du système qui n'ont pas été affectées par le défaut. Après l'occurrence du défaut, par hypothèse, le bloc diagnostic a détecté le défaut et l'a localisé dans un sous-système (actionneurs et/ou capteurs) de  $S_f$  et il a déconnecté la partie  $\dot{S}_f$  donc la nouvelle structure est  $\dot{S}_n$  Dans la même logique, nous supposons que les paramètres sont donnés par  $\theta_f = \dot{\theta}_n \cup \dot{\theta}_f$  et l'ensemble de lois de commande admissibles est donné par  $U_f = \dot{U}_n \cup \dot{U}_f$  . Une nouvelle formulation du problème de commande est alors proposée sous la forme  $\langle O_n, \dot{S}_f, \dot{\theta}_f, \dot{U}_f \rangle$

#### **Restructuration**

Quand il n'existe pas de solution au problème de commande en utilisant l'accommodation et la reconfiguration, ceci signifie que les objectifs ne sont plus atteignables en présence de défaut. La

seule possibilité est alors de dégrader les objectifs en  $O_d$  et d'essayer de trouver une solution au nouveau problème de commande.. Cette stratégie est appelée dans [54]: reconfiguration des objectifs ou supervision.

La restructuration consiste à trouver une solution au problème  $\Gamma, S_p, \Theta, U$  où :

$\Gamma$  : Ensemble des objectifs possibles,

$S_p$  : Ensemble des structures possibles,

$\Theta$  : Ensemble des paramètres associés à  $S_p$ .

$U$  : Ensemble des lois de commande admissibles.

D'une autre manière, trouver  $u \in U$  permettant d'assurer des objectifs dégradés  $O_d, O_d \in \Gamma$  sous une structure  $S \in S_p$  pour des paramètres  $\theta \in \Theta$  .

### III.9 Résultats de simulation

Dans cette partie, on va inclure dans le système un défaut qui concerne le déséquilibre de l'alimentation de la machine, de telle sorte que les tensions ou courants de l'alimentation délivrés par l'onduleur soient déséquilibrés et on va essayer de détecter le défaut en utilisant l'analyse spectrale des courant et de vitesse. Avant de présenter les résultats de simulation, on va présenter en détaille ce type de défaut :

Les deux causes principales du déséquilibre de tension d'alimentation dans un réseau, dont le premier est le plus important, sont les suivants :

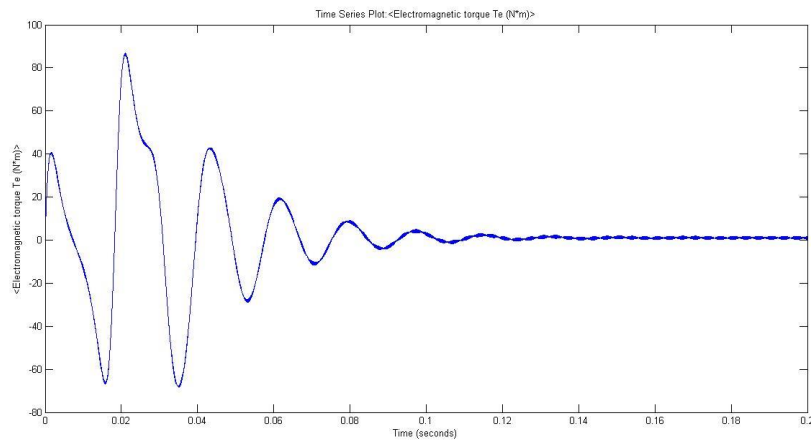
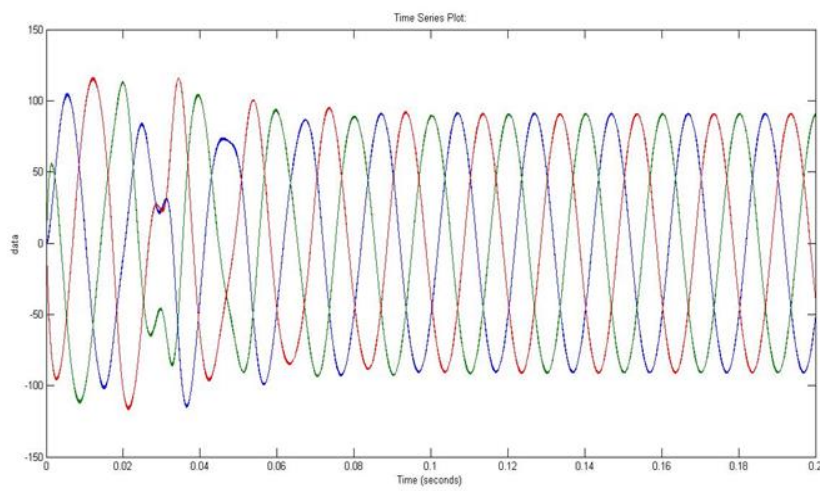
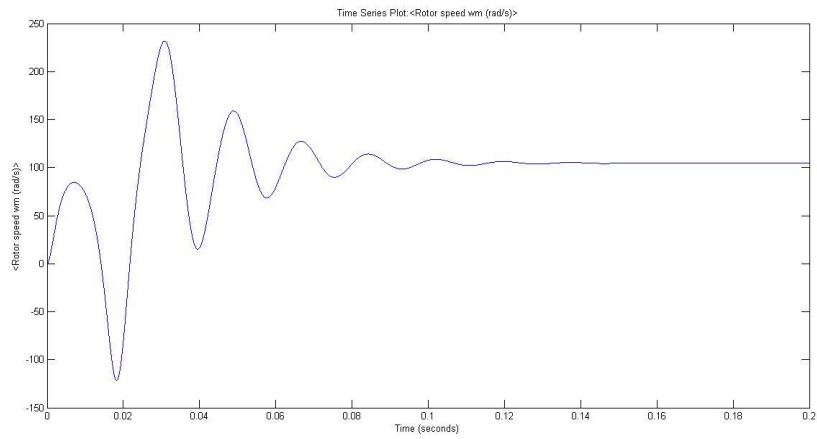
- La présence de charges fortement déséquilibrées alimentées par la même phase. Ceci provient des charges importantes monophasées qui dans certains cas peuvent également être intermittentes (par exemple : équipement de soudure de forte puissance monophasé). L'ampleur du phénomène peut être aggravée selon le degré de déséquilibre des charges et l'impédance de la ligne (longueur, section). Les utilisations les plus affectées sont celles proches ou situées en aval des charges déséquilibrées.

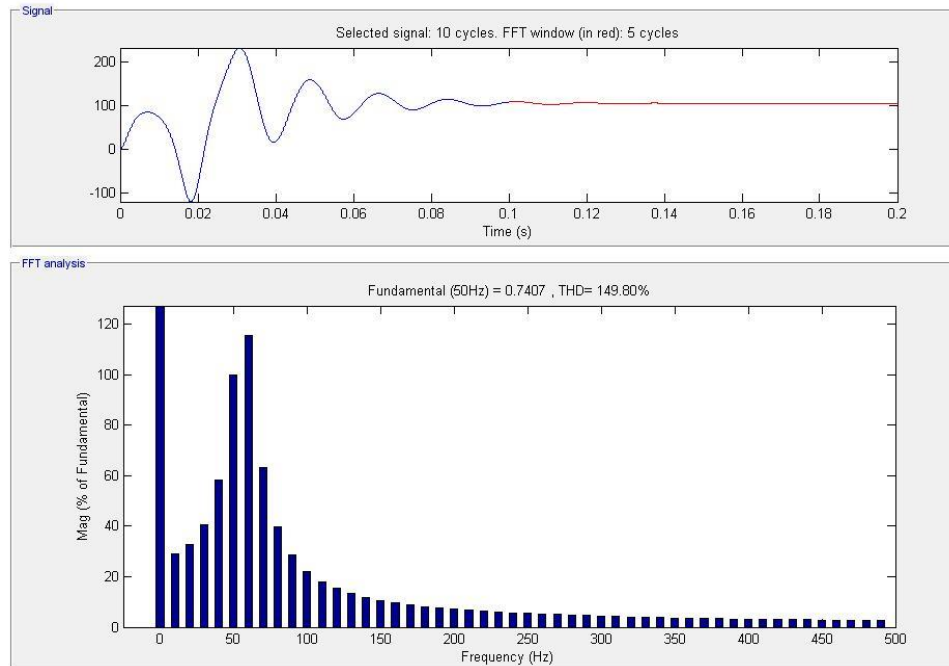
- Impédance asymétrique du réseau d'alimentation. Ce problème se retrouve dans les installations ayant de grandes longueurs de câbles et sans interversion de la position des conducteurs le long du parcours. Le déséquilibre de tension peut principalement créer des problèmes pour les machines tournantes synchrones ou asynchrones, par exemple, surchauffe des enroulements, réduction du couple de démarrage et vibrations.

Si le déséquilibre est important, la puissance nominale des transformateurs et le dimensionnement des câbles peuvent être réduits. En effet, les limites de fonctionnement de ces composants sont déterminées par la valeur effective du courant total qui, dans le cas d'un déséquilibre, se compose



## III.9.1 Fonctionnement sain de la machine :

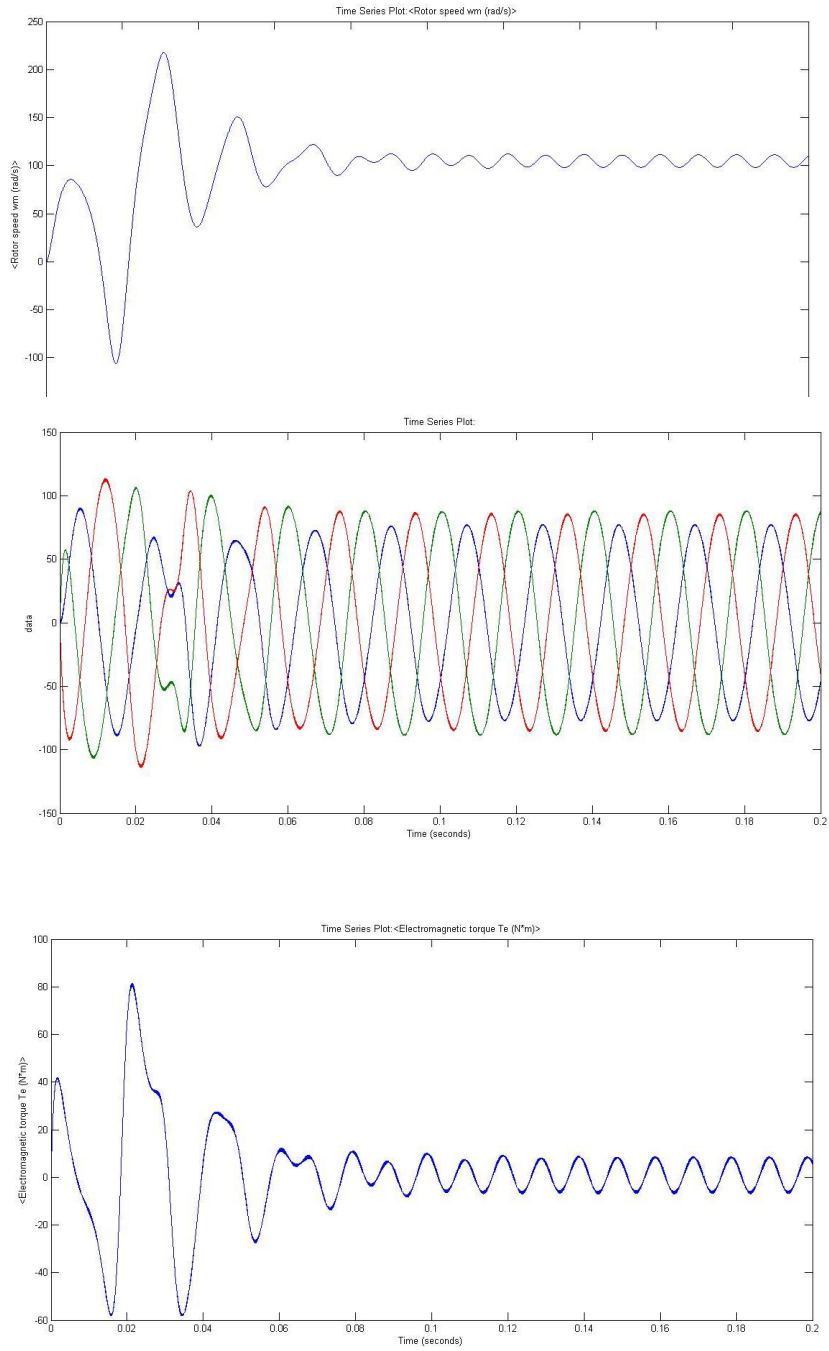


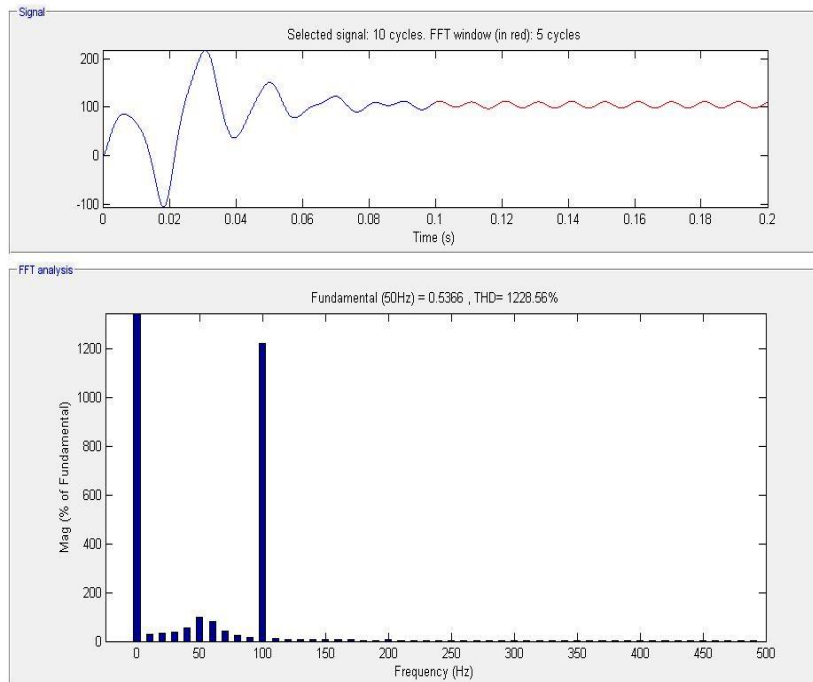


**Figure III.9:** Résultats de simulation du fonctionnement sain de la MSAP

Il s'agit ici d'un fonctionnement normal où la machine tourne à sa vitesse nominale, les courants de phases sont déphasés par  $120^\circ$  dans le mode nominale, Le couple oscille au démarrage, puis se stabilise à la valeur zéro, car la machine fonctionne à vide.

## III.9.2 Fonctionnement de la machine avec défaut dans l'alimentation





**Figure III.10:** Résultats de simulation du fonctionnement avec défaut de la MSAP.

Dans la **figure(III.10)**, on constate clairement que le déséquilibre des courants ou/et des tensions des trois phases conduit à une dégradation de la vitesse de rotation et du couple moteur. L'analyse spectrale de la vitesse de rotation, réalisée par la FFT du logiciel MATLAB, relève ses composantes supplémentaires qui apparaissent en situation de défaut. On peut affirmer que la manifestation des raies du spectre autour de la fréquence d'alimentation ainsi que le degré de sévérité des amplitudes de ces raies est un signe de l'existence de défaut

### CONCLUSION

Ce chapitre a porté sur l'étude bibliographique et la présentation d'une commande tolérante aux fautes et les différentes méthodes proposées dans ce domaine. Nous avons vu aussi dans ce chapitre les principaux concepts de synthèse de la commande tolérante aux défauts et la classification des méthodes résultantes en deux grandes catégories : les lois de commande tolérantes aux défauts passives d'une part, et actives d'autre part. L'accent est toutefois porté sur les commandes tolérantes actives exploitant des modules de diagnostic, ce qu'on appelle dans notre cas "reconfiguration des lois de commandes".

Il est à noter que dans le cadre de notre étude on prend en considération seulement, l'inclusion d'un défaut de déséquilibre au niveau de l'alimentation, et de le présenter en simulation, dont la détection de défaut par l'analyse spectrale de la vitesse est réalisée à l'aide de la technique FFT



(Fast Fourier Transform : la transformée rapide de Fourier) du logiciel MATLAB. Les résultats de simulation montrent l'efficacité de la technique utilisée pour ce type de défaillance.

**CONCLUSION**

**GENERALE**

### Conclusion générale

Le travail mené dans ce mémoire a été consacré à la commande et au diagnostic de défauts de la machine synchrone à aimants permanents par exploitation des signaux vibratoires d'origine électromagnétique.

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

On a présenté dans le premier chapitre la machine synchrone à aimants permanents, sa constitution fondamentale (partie induit et partie inducteur) et puisque nous pouvons distinguer les différents types de machines synchrones à aimants permanents par la structure de leur rotor, on a analysé ces structures en présence de pièce polaire et sans pièce polaire avec aimantation radiale et tangentielle. Ainsi on a mis en évidence les avantages, et les domaines d'application de la machine synchrone à aimants permanents. Dans ce chapitre, Nous avons modélisé les différents éléments du système (convertisseur, MSAP), par ce que cette partie est nécessaire pour l'intégration de la MSAP dans les systèmes de commandes Le modèle mathématique de la MSAP est obtenu dans le repère de Park moyennant des hypothèses simplificatrices pour avoir des équations considérablement simplifiés pour nous permettent d'aborder aisément la commande vectorielle qui fait l'objet d'étude du deuxième chapitre.

Dans ce dernier, on a présenté deux stratégies de commande, en vu de les comparer, la commande vectorielle et la commande non linéaire par mode glissant de la MSAP alimentée en tension, la première (commande vectorielle) permet le découplage entre le couple et le flux de la machine afin d'assurer une commande souple de sa vitesse, et donne des performances et des robustesses remarquables, caractérisées par des faibles temps de réponse, un rejet de perturbation rapide, une erreur statique presque nulle en régime permanent et un petit dépassement ou oscillations transitoires, alors que les performances de la commande par mode glissant sont meilleures car le point fort de cette technique de régulation est la simplicité de mise en œuvre et la robustesse même en présence des perturbations internes et externes avec un temps de réponse très faible, on peut conclure, aussi, que la caractéristique essentielle de cette technique est la capacité de robustesse dans tout le régime permanent, illustrée par la poursuite sans dépassement, sans erreur statique de la vitesse, la stabilité et la convergence vers l'équilibre. On ajoute aussi que la régulation proposée peut être appliquée dans des domaines exigeants de hautes performances telles que le domaine de la robotique et le domaine des machines outils.

Finalement, le diagnostic de défauts est le titre principal du dernier chapitre de ce projet consiste à détecter et isoler les défauts survenus dans un système. Une classification des méthodes de diagnostic a été donné, deux approches ont été distinguées : celles qui n'utilisent pas un modèle et celles basées sur un modèle, ces dernières sont les plus utilisées. Ainsi nous avons cité deux approches de la commande tolérante aux défauts : l'approche passive et l'approche active, cette dernière est plus adéquate pour contourner les défauts ; elle consiste en l'accommodation ou en la reconfiguration.

---

L'analyse vibratoire est un moyen prometteur qui permet de détecter tous les défauts susceptibles d'apparaître dans les machines tournantes dans le but de sa maintenance conditionnelle. La présence d'un défaut affecte le spectre en faisant apparaître des nouvelles raies spectrales.

L'impact du défaut du déséquilibre de l'alimentation a été analysé en second lieu dans les représentations temporelle et spatiale du signal vibratoire et leurs transformées de Fourier. Les résultats de simulation ont montré l'efficacité de la technique FFT utilisée pour ce type de défaut.

Cependant, il est à signaler qu'on n'a pas pu entamer tout les points visés par notre plan de travail initial à savoir : la commande tolérante aux défauts, en raison des circonstances actuelles de la pandémie COVID19.

Finalement comme perspective, on propose d'utiliser d'autres méthodes de détection comme la transformée en ondelettes et de compléter le travail en appliquant un système de commande robuste et tolérant aux défauts.

# BIBLIOGRAPHIE

## BIBLIOGRAPHIE

[1]	BENMANSOUR Khelifa, Réalisation d'un banc d'essai pour la commande et l'observation des convertisseurs multicellulaires, Thèse de doctorat, Université de Cergy Pontoise, FRANCE, année 2009.
[2]	LAHOUEL Dalila, Commande non linéaire adaptative d'une machine synchrone à aimants permanents, mémoire de magister, Université de Batna, Algérie, année 2009.
[3]	BENBRAHIM Amel, Commande prédictive généralisée d'une machine synchrone à aimants permanents, mémoire de magister, Université de Batna, Algérie, année 2009..
[4]	A.TITAOUINE, F. BENCHABANE, K. YAHIA, PR: A. MOUSSI, Commande d'une machine synchrone à aimants permanents et estimation de ces paramètres en utilisant le filtre de Kalman étendu, Courrier du Savoir – N°07, pp.37-43, Décembre 2006.
[5]	G. LACOMBE "Définition et Réalisation d'une Nouvelle Génération de Logiciels pour la Conception des Moteurs Futurs" ; Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, 2007.
[6]	Chabani Djamel, Etude Comparative par Simulation d'un DTC et d'une Commande Non Linéaire d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents, Thèse d'Ingénieur, Département d'Electrotechnique Batna, Faculté des Sciences de l'Ingénieur, Université de Batna ,2005.
[7]	J. PURANEN : " Induction Motor Versus Permanent Magnet Synchronous Motor in Motion Control Applications: a Comparative Study " ; Thesis for the degree of Doctor of Science, Lappeenranta University of Technology, Finland on the 5th of December, 2006
[8]	Y. BOUTORA : "Calcul d'une BDCM Excitée par des Aimants à Aimantation Parallèle" ; Mémoire de Magister, Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, 2001.
[9]	G. LACOMBE : "Définition et Réalisation d'une Nouvelle Génération de Logiciels pour la Conception des Moteurs Futurs " ; Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, 2007.
[10]	R. LATEB: "Modélisation des Machines Asynchrones et Synchrones à Aimants avec Prise en Compte des Harmoniques d'Espace et de Temps : Application à la Propulsion Marine par POD " ; Thèse de Doctorat de, Institut National Polytechnique de Lorraine, 2006.
[11]	M. KANT : " Actionneur à Collecteur à Aimants Permanents" ; Technique de l'Ingénieur, traité Génie électrique D3695, 1991
[12]	G. LACROUX : " Les Aimants Permanents "; TEC et DOC, Lavoisier, 1989.
[13]	B. MULTON : "Application des Aimants aux Machines Electriques"; Notes de Cours ; Ecole Normale Supérieure de Cachan, Antenne de Bretagne, 2005.
[14]	A. Benbrahim, "Commande prédictive généralisée d'une machine synchrone à aimants permanents", Thèse de Magister, Université de Batna, 2009
[15]	N. Choug , " Etude de la robustesse des contrôleurs flous d'une machine synchrone à aimants permanents avec pilotage vectoriel ", Thèse de Magister, Université de Batna, 2011
[16]	W. Perruquetti and J. P. Barbot, "Sliding mode control in engineering ", Marcel Dekker, Inc, New York, 2002..
[17]	M. CHERKAOUI "Contribution à la modélisation, à l'étude et à la commande des machines alternatives: application à une machine asynchrone à double alimentation" Thèse de Docteur sciences, ENSEM INPL 1990
[18]	M. LAJOIE-MAZENC, P. VIAROUGE "Alimentation des machines synchrones" Techniques de l'ingénieur.
[19]	Z. Lagoune, "Commande par hysteresis d'une machine synchrone a aimants permanents en utilisant maxwell-simplorer", These de Master, Université de Setif-1, 2011.
[20]	Eric Poirier, "Optimisation Energétique et Entraînement Sans Capteur de Position des Machines à Courant Alternatif", Thèse pour l'Obtention de la Maîtrise des Sciences Appliquées, Département de Génie Electrique Faculté d'Ingénierie Université de Moncton, Septembre, 2001.
[21]	L. Moussaoui. Contribution à la Commande des Machines Synchrones à Aimants Permanents, Utilisation des Réseaux de Neurones et de la Logique Floue, mémoire de magister, Université de Annaba, 2007
[22]	M.I. Hemmami. Commande sans capteur de Vitesse d'un Moteur Synchrone à Aimants Permanents (MSAP) par l'utilisation de la Commande directe du couple et d'un observateur de vitesse à Mode Glissant, mémoire de magister, Université de Biskra.
[23]	R. Abdessemed, "Modélisation et simulation des machines électriques", Presse de Université de Batna,

## BIBLIOGRAPHIE

	2011
[24]	R.Abdessemmed, M.Kadjoudj, " Modélisation des Machines Electriques ", Presses de L'Université de Batna ,1997
[25]	Leila Parsa, " Performance Improvement Of Permanent Magnet AC Motors". Thèse Is of Doctoral, University of Science and Technology, Tehran, Iran, May2005
[26]	H.Aid, W.Aina. Synthèse De Lois de Commande Non-Linéaires Pour Un Entraînement Electrique A Vitesse Variable Basé Sur Un Moteur Synchrone A Aimants Permanents, Mémoire de Master, Université abou bekr belkaid, Tlemcen, 2013
[27]	H. Tamrabet, "Robustesse d'un contrôle vectoriel de structure minimale d'une machine asynchrone ", These de Magister, Université de Batna, 2006.
[28]	M. Keita, "Techniques de commande des convertisseurs", Maitrise en Technologie des Systèmes, Ecole de Technologie Supérieure, Montréal, Canada, Aout 1999.
[29]	Leonhard,W,30 Years Space Vectors, 20Years Field Orientation ,10Years Digital Signal Processing With Controlled AC-Drives, a Review (Part 1), EPE,Journal, Vol.1,n0 1,pp.13-20,July, 1991.
[30]	Leonhard,W,30Years Space Vector, 20 Years Field Orientation, 10 Digital Signal Processing With AC-Drives, a Review (Part 2) Voll, n02, pp.89-102, October, 1991
[31]	Babak Nahid Mobarakeh, Commande Vectorielle Sans Capteur Mécanique Des Machines Synchrones à Aimants Permanents Méthodes, Convergence, Robustesse, Identification En Ligne Des Paramètres, Thèse de Doctorat de l'INPL, Département Génie Electrique l'Institut National Polytechnique de Lorraine, Décembre 2001
[32]	F.-M. Sargos, Machine synchrone à pôles saillants, Cours d'Electrotechnique Analytique à l'ENSEM, Nancy.
[33]	K. Nabti, "Stratégies de commande et techniques intelligentes appliquées aux machines de type synchrone", Thèse de Doctorat, Université de Constantine, 2010
[34]	G. Grellet, and G. Clerc, " Actionneur electriques, principes, modèles, commande " Eyrolles, 1997
[35]	H. Amrous, " Commandes adaptatives d'une machine synchrone a aimants permanents", Thèse de Magister, Ecole Nationale Polytechnique, 2009.
[36]	F.Benchabane "Commande en position et en vitesse par mode de glissement d'un moteur synchrone triphasé à aimants permanents avec minimisation du chattering", Mémoire de magister, Université Mohamed khider de Biskra, 2005.Algérie,
[37]	F. Benchabane, "Commande en position et en vitesse par mode de glissement d'un moteur synchrone triphasé à aimants permanents avec minimisation du chattring", Thèse de Magister, Université de Biskra, 2005
[38]	Wu. N. E (2001). Reliability of fault tolerant control systems : Part I and II. In : Proceedings of the 40th IEEE Conference. On Decision and Control, Orlando, Florida, USA, pages 1460-1471.
[39]	Zhang, Y. et Jiang, J. (2001). Integrated active fault tolerant control using IMM approach. IEEE Transactions On Aerospace and Electronic Systems. Vol. 37, N°4, pages1221–1235.
[40]	- Zhang, Y., Jiang, J., Yang, Z., et Akbar Hussain, D. M. (2005). Managing performance degradation in fault tolerant control systems. Proceedings of the 16th IFAC World Congress, Prague, Czech Republic.
[41]	MEKKI, Hamza, " commande tolérante aux défauts application à la MAS ", Mémoire de magister, ENP, 2009.
[42]	Frank P.M., Alcorta-Garcia E. et Köppen-Seliger, 2001. Modelling for fault detection and isolation versus modelling for control. Mathematical and Computer Modelling of Dynamical Systems, vol. 7, no. 1, pp. 1-46.
[43]	Isermann R., Ballé P., 1996. Trends in the application of model based fault detection and diagnosis of technical process", Proc. of the IFAC, 13th Triennial World Congress, San Francisco, USA. Volume 7, pages 1-12.
[44]	Staroswiecki M., 2003. Fault Tolerant Control. Séminaire Aalborg.
[45]	Bacon, B.J., Ostroff, A.J., Joshi, S.M. "Reconfigurable NDI controller using inertial Sensor failure detection and isolation". IEEE Transaction Aerospace and Electronic Systems, 37(4), 1373-1383., 2001
[46]	Kanev, S. "Robuste Fault-Tolerant Control". Phd Thesis, University of Twente, The Netherlands, 2004.

## BIBLIOGRAPHIE

---

[47]	Jerome C., 2007. Analyse et synthèse d'une architecture coopérative pour la commande tolérante aux défauts application à un système aéronautique, Thèse de doctorat, université Bordeaux .
[48]	Dubuisson B., 2001. Diagnostic, intelligence artificielle et reconnaissance des formes. Paris, Hermès sciences.- ISBN 2-7462-0249-2.
[49]	AFNOR. 1994. Maintenance - Concepts et définitions des activités de maintenance. Norme NF X 60-010, Association Française de Normalisation, 28 pages.
[50]	Zwingelstein G., 1995. Diagnostic des défaillances - Théorie et pratique pour les systèmes industriels. Traité des Nouvelles Technologies, série Diagnostic et Maintenance, Hermès, Paris
[51]	Konstantopoulos, I., Antsaklis, P. "An Eigen structure assignment approach to control reconfiguration", In: Proceedings of 4th IEEE Mediterranean Symposium on Control and Automation. Greece., 1996
[52]	Patton, R. (1997). Fault-tolerant control : in 1997 situation. Proceedings of Safeprocess'97, (Hull - England), IFAC, Vol.2, pages 1033–1055.
[53]	Moerder, D., Halyo, N., Broussard, J., et Caglayan, A. (1989). Application of precomputed control laws in a reconfigurable aircraft flight control system. Journal of Guidance, Control and Dynamics, Vol.12, N°.3, pages 325–333.
[54]	Staroswiecki.M (2002). On reconfigurability with respect to actuator failures. In Proceedings. of the 15th Triennial World Congress of IFAC, Barcelona, Spain, pages 775-780.



## RESUME

Le but de ce mémoire est de proposer une méthode de contrôle tolérant aux défauts pour une machine synchrone à aimants permanents. En premier lieu nous avons fait une étude globale sur cette machine, qui est suivi par une modélisation avec des équations mathématiques basée sur des hypothèses simplificatrices. La commande vectorielle de la MSAP utilisant des régulateurs PI présente certains inconvénients tels que la sensibilité aux variations de la charge mécanique. Pour améliorer les performances du système à commander, nous avons appliqué une technique de réglage robuste par le mode glissant, cette dernière est caractérisée par une précision dans le cas de la poursuite de la vitesse. Dans la dernière partie : on va faire un tour d'horizon sur les méthodes et les approches utilisées dans le domaine du diagnostic et de la commande tolérante aux défauts. Les résultats de simulation obtenus ont montré l'impact du défaut sur le comportement de la machine.

**Les mots clés :** Machine synchrone à aimant permanent, Commande vectorielle, Réglage par mode de glissement, diagnostic, la commande tolérante aux défauts.

### ملخص

الهدف من هذه الأطروحة هو اقتراح طريقة تحكم تتسامح مع الأعطال لألة متزامنة ذات مغناطيس دائم. أولاً، قمنا بإجراء دراسة عامة على هذه الألة ، والتي أعقبها نمذجة مع المعادلات الرياضية القائمة على افتراضات مبسطة. التحكم الشعاعي باستخدام منظمات PI له بعض العيوب مثل الحساسية للتغيرات في الحمل الميكانيكي. لتحسين أداء النظام المراد التحكم فيه. طبقنا تقنية تعديل قوية من خلال وضع الانزلاق، ويتميز هذا الأخير بالدقة في حالة استمرار السرعة، أخيراً: نقدم لمحة عامة عن الأساليب المستخدمة في مجال التشخيص والتحكم في تحمل الأعطال. أظهرت نتائج المحاكاة التي تم الحصول عليها تأثير العطل على سلوك الألة.

**الكلمات المفتاحية:** محرك تزامني ذا مغناطيس دائم . التحكم الشعاعي . التحكم الإنزلاقي . التشخيص . السيطرة على العطل

### Abstract

The aim of this work is to propose a fault tolerant control method for a permanent magnet synchronous machine. First of all, we made a global study on this machine, which is followed by a modeling with mathematical equations based on simplifying assumptions. Vector control of MSAP using PI regulators has some drawbacks such as sensitivity to changes in mechanical load. To improve the performance of the system to be controlled, we have applied a robust tuning technique using the sliding mode. The latter is characterized by precision in the case of speed tracking. Lastly: we will give an overview of the methods and approaches used in the field of diagnostics and fault tolerant control. The simulation results obtained showed

**The key words:** Permanent magnet synchronous machine, Vector control, Adjustment by slip mode, diagnostics, fault tolerant control