



Université ABBES LAGHROUR Khenchela  
Faculté des Sciences et de la Technologie  
Département de Génie Industriel  
جامعة عباس لغرور خنشلة  
كلية العلوم والتكنولوجيا  
قسم الهندسة الصناعية



N° Série : .....

## Mémoire de fin d'étude

*Pour l'obtention du diplôme de Master*

Filière : Electrotechnique

Spécialité : Commandes Electriques

Présenté par

*Bouziane Wided*

&

*Bernouk Imen*

**THEME**

*Commande DTC d'un système Bi-Machine  
Synchrone à Aimant Permanent Mono Onduleur  
Multi Niveaux*

*Soutenu le :*

*devant la commission d'examen composée de :*

*Dr. Benhadda Nabil*

*Grade*

*à L'Université Abbes Laghrou de Khenchela*

*Président*

*Dr. Beddiaf Yassine*

*Grade*

*à L'Université Abbes Laghrou de Khenchela*

*Encadrant*

*Dr. Laabdani Rafik*

*Grade*

*à L'Université Abbes Laghrou de Khenchela*

*Co-encadrant*

*M. Saïdi Abd Alkader*

*Grade*

*à L'Université Abbes Laghrou de Khenchela*

*Examineur*

***Promotion 2021/2022***

---

# Résumé

---

Le travail présenté dans ce mémoire est consacré à la modélisation de la machine synchrone à aimants permanents alimentée par un onduleur multi-niveau de tension contrôlée par la commande DTC (Direct Torque Control). Dans cette commande, l'objectif est de réguler le flux statorique et le couple électromagnétique sans disposer de mesures de flux ou de couple. Les seules mesures utilisées sont les tensions et les courants statoriques de la machine. Le flux et le couple sont entièrement estimés à partir de ces mesures et les vecteurs de tension sont générés à partir de la table de commutation. Les résultats de simulation sont présentés à l'aide du logiciel MATLAB, ces résultats montrent la faisabilité de la technique de commande DTC avec mono-onduleur bi-machines synchrones à aimants permanents. Et afin d'améliorer la robustesse de cette commande vis-à-vis l'application de la charge ; on a proposé une alimentation par un onduleur multi niveaux (trois et cinq niveaux).

---

## Mots-clefs

- **Modalisation de la MSAP**
- **DTC**
- **Système Bi-Machine**
- **Onduleur multi niveaux**

---

# Abstract

---

The work presented in this thesis is devoted to the modeling of permanent magnet synchronous machine fed by multilevel voltage inverter controlled by the DTC (Direct Torque Control) Order. In this command, the objective is to regulate the stator flux and the electromagnetic torque without having] flux measurements or couple. The only measures used are the stator voltages and currents of the machine. The flux and torque are entirely estimated from these measurements and voltage vectors are generated from the switching table. The simulation results are presented using MATLAB software, these results show the feasibility of the DTC control technique with mono-inverter bi-synchronous machines with permanent magnets. And in order to improve the robustness of this command vis-à-vis the application of the load; supply by a multi-level inverter (three and five levels) has been proposed.

---

## **Keywords**

- **Modeling of the MSAP**
- **The DTC command**
- **Bi-Machine System**
- **Multi-level inverter**

# Remerciement



*Et surtout, nous remercions Dieu  
de nous avoir donné courage, volonté,  
patience et santé tout au long de ces années  
d'études, grâce auxquelles ce travail peut  
être réalisé.*

*Tout d'abord,*

*Nous remercions chaleureusement  
et surtout nos modérateurs*

*« **Beddiaf Yassine** » et « **Laabdani Rafik** »*

*pour leur aide précieuse, leur gentillesse, leurs conseils,  
leur soutien et leurs précieux conseils.*

**ABBES LAGHROR-KHENCHELA**

*Enfin, nous remercions toute personne  
qui a participé, de près ou de loin à  
réaliser ce travail.*

# Dédicace

*Je dédie ce travail à...*

*Mes parents,*

*qui peut être fier et qui trouve ici grâce à de nombreuses années de sacrifices et de difficultés pour m'aider à avancer dans la vie. Dieu produit ce travail qui est le fruit de tes sacrifices que tu as consentis pour mon éducation et ma formation. Merci pour vos valeurs nobles, votre éducation et votre soutien continu de votre part.*

*Mes sœurs et frères, Je vous dédie ce travail avec tous vœux de bonheur, de santé et de réussite.*

*Mes professeurs,*

*qui doivent voir dans ce travail la fierté de connaissances bien acquises.*

*A toute mes amis et collègues de promotion.*

*A tous qui aime IMEN et tous que IMEN aime.*

**BERNOUK IMEN**

# *Dédicace*

*Je dédie ce mémoire*

*Mes chers parents*

*qui ont consacré leur vie à me soutenir et à m'encourager  
à réaliser mes rêves, et ce mémoire est une étape simple sur  
le chemin pour leur rendre la pareille et les satisfaire et les  
remercier pour tout l'amour, le soutien et les sacrifices  
qu'ils ont faits.*

*Mes frères et mes sœurs pour leur soutien et  
leurs encouragements.*

*Mes professeurs,*

*Pour leurs efforts, leur soutien et leurs encouragements*

*A tous mes collègues de la promotion  
2021/2022*

*BOUZIANE WIDED*

---

# Table des matières

---

Résumé .....	i
Abstract .....	ii
Remercîment .....	iii
Dédicace .....	iv
Table des figures .....	vi
Liste des tableaux .....	ix
Liste des symboles .....	x
Acronymes .....	xii

## Introduction générale

### Chapitre 01 : Modélisation et Simulation de l'ensemble Onduleur – Machine Synchrone à Aimants Permanents

I. Généralités sur la machine synchrone à aimants permanents (MSAP) .....	01
I.1. Introduction .....	01
I.2. Définition .....	01
I.3. Constitution de la machine synchrone à aimant permanent .....	02
I.4. Aimants permanents utilisés pour la MSAP .....	03
I.5. Structures de machines synchrones à aimants permanents .....	04
I.5.1. Structures à flux axial (AFPM) .....	04
I.5.2. Structures à flux radial (RFPM) .....	05
I.5.2.1. Les différents types de rotor de machines à flux radial .....	06
I.6. Avantages et les Inconvénients .....	08
I.7. Domaines d'application .....	09
I.8. Principe et modes de fonctionnement de la MSAP .....	09

I.9. Modélisation de la machine synchrone à aimant permanent .....	11
I.9.1. Hypothèses simplificatrices .....	11
I.9.2. Représentation de la machine dans l'espace électrique .....	12
I.10. Transformation de Park .....	16
I.11. Modélisation de la MSAP dans le repère de PARK .....	17
I.11.1. Choix du référentiel .....	17
I.12. Transformation de Concordia .....	20
I.13. Mise sous forme d'équation d'état .....	21
I.14. Modélisation de l'association convertisseur- MSAP .....	22
I.14.1. Définition de l'onduleur .....	22
I.14.2. Modélisation de l'onduleur de tension .....	22
I.14.3. Commande par modulation sinus-triangle .....	24
I.14.4. Modélisation et simulation de l'association MSAP-Onduleur de tension .....	26
I.14.5. Résultats de simulation .....	27
I.16. Conclusion .....	30

## **Chapitre 02 : Commande d'un moteur synchrone à aimant permanent par la DTC**

II. La Commande (DTC) de la Machine synchrone a aimant permanent .....	31
II.1. Introduction .....	31
II.2. Principe générale de la Commande DTC .....	31
II.2.1. Stratégie de Commande Directe de Couple et de Flux .....	31
II.2.2. Contrôle du vecteur de flux statorique .....	32
I.2.3. Contrôle du couple électromagnétique .....	34
II.3. Sélection des vecteurs des tensions .....	35
II.4. Estimateurs .....	37
II.4.1. Estimation du flux statorique .....	37
II.4.2. Estimation du couple électromagnétique .....	38
II.5. Elaboration du vecteur de commande pour la DTC .....	38
II.5.1. Le correcteur du flux .....	38
II.5.2. Correcteur du couple .....	39
II.5.2.1. Correcteur à deux niveaux .....	40
II.5.2.2. Correcteur à hystérésis à trois niveaux .....	40

II.6. Élaboration de la table de commutation .....	41
II.6.1. Élaboration de table de commutation avec séquences nulles .....	42
II.6.2. Elaboration de la table de commutation sans séquences nulles .....	43
II.7. Régulateur utilisé dans la commande directe du couple .....	43
II.8. Résultats de simulation .....	45
II.9. Conclusion .....	55

### **Chapitre 03 : Commande DTC d'un système mono onduleur bi-machines**

III. Commandé DTC d'un système mono onduleur bi-machine.....	56
III.1. Introduction .....	56
III.2. Étude de topologie et structures de systèmes multi machines .....	56
III.2.1. La structure générale .....	57
III.2.2. Présentation de structures mutualisées .....	58
III.2.2.1. La cellule minimale .....	58
III.2.2.2. La structure à bras communs : n machines et 2n bras .....	59
III.2.2.3. La structure à point milieu commun : n machines et 2n bras .....	61
III.2.3. La structure parallèle : 3 bras pour n machines .....	62
III.2.4. Comparaison de ces différentes structures .....	63
III.3. Association d'un onduleur bi-machine synchrone a aimant permanent .....	64
III.3.1. Résultat de simulation .....	64
III.4. Application de la commande DTC sur un système Bi-machine à structure parallèle .....	66
III.4.1. Résultat de simulation .....	67
III.5. Interprétation des résultats .....	68
III.6. Conclusion .....	68

### **Chapitre 04 : Commande DTC d'un système Bi-Machines (MSAP) alimentée par un Onduleur Multi Niveaux**

IV. Commande DTC d'un système Bi-Machines (MSAP) alimentée par un Onduleur Multi Niveaux.....	69
IV.1. Introduction.....	69

<b>IV.2. Onduleur Multi Niveaux.....</b>	<b>69</b>
<b>IV.2.1. Onduleur de tension a trois niveaux de type NPC.....</b>	<b>69</b>
<b>IV.2.2. Configurations et fonctionnement d'un bras de l'onduleur à trois niveaux...</b>	<b>70</b>
<b>IV.2.3. Vecteur tension de sortie.....</b>	<b>71</b>
<b>IV.2.4. Table de commutation de commande DTC pour l'onduleur à trois niveaux...</b>	<b>72</b>
<b>IV.2.5. Structure générale du contrôle direct du couple de la MSAP alimentation par un onduleur à trois niveaux [UNIT].....</b>	<b>73</b>
<b>IV.3. Onduleur NPC à cinq niveaux .....</b>	<b>73</b>
<b>IV.3.1. Vecteur tension de sortie.....</b>	<b>76</b>
<b>IV.3.2. Diagramme vectoriel.....</b>	<b>75</b>
<b>IV.3.3. Table de commutation de commande DTC pour l'onduleur à cinq niveaux...</b>	<b>75</b>
<b>IV.4. Résultats de simulation .....</b>	<b>77</b>
<b>IV.5. Conclusion .....</b>	<b>79</b>

## **Conclusion générale**

### **Annex**

### **Bibliographie**

## Table des figures

### *Chapitre 01 : Modélisation et Simulation de l'ensemble Onduleur – Machine Synchrones à Aimants Permanents*

<b>Figure</b>		<b>Page</b>
<b>Figure I.1</b>	Machine a aimant permanant	<b>02</b>
<b>Figure I.2</b>	Vue réelle d'un stator d'une MSAP	<b>02</b>
<b>Figure I.3</b>	Rotor à pôles saillants	<b>03</b>
<b>Figure I.4</b>	Rotor à pôles lisses	<b>03</b>
<b>Figure I.5</b>	Le cycle d'hystérésis	<b>03</b>
<b>Figure I.6</b>	Machine à flux axial	<b>05</b>
<b>Figure I.7</b>	Machine à flux radial	<b>05</b>
<b>Figure I.8</b>	Structure à aimants déposés en surface (rotor interne)	<b>06</b>
<b>Figure I.9</b>	Structure à aimants encastrés	<b>07</b>
<b>Figure I.10</b>	Structure à aimants enterrés	<b>07</b>
<b>Figure I.11</b>	Structure à aimants à concentration de flux	<b>08</b>
<b>Figure I.12</b>	Symbole d'une machine synchrone	<b>10</b>
<b>Figure I.13</b>	Principe de fonctionnement du moteur à aimants permanents.	<b>10</b>
<b>Figure I.14</b>	Représentation classique de la MSAP dans le repère électrique	<b>12</b>
<b>Figure I.15</b>	Différents couples qui agissent sur le rotor	<b>15</b>
<b>Figure I.16</b>	Passage triphasé - biphasé de la MSAP dans l'espace électrique	<b>16</b>
<b>Figure I.17</b>	Schéma bloc d'une MSAP alimentée en tension	<b>19</b>
<b>Figure I.18</b>	Représentation de la MSAP dans le repère $(\alpha - \beta)$	<b>20</b>
<b>Figure I.19</b>	Schéma bloc d'un Onduleur	<b>22</b>
<b>Figure I.20</b>	Schéma d'un onduleur de tension triphasé avec sa charge	<b>23</b>
<b>Figure I.21</b>	Schéma de principe de MLI sinus-triangle	<b>25</b>
<b>Figure I.22</b>	Principe de la commande par M.L.I sinus triangle	<b>26</b>
<b>Figure I.23</b>	Schéma de l'association MSAP – Onduleur triphasé de tension à deux niveaux	<b>27</b>
<b>Figure I.24</b>	Résultats de simulation de la MSAP alimentée par onduleur MLI à vide.	<b>28</b>
<b>Figure I.25</b>	Résultats de simulation de la MSAP alimentée par onduleur MLI en charge	<b>29</b>

## *Chapitre 02 : Commande d'un moteur synchrone à aimant permanent par la DTC*

<b>Figure II.1</b>	Évolution du vecteur de flux statorique dans le plan ( $\alpha, \beta$ ).	<b>33</b>
<b>Figure II.2</b>	Comparateur à hystérésis utilisé pour contrôler le flux statorique.	<b>33</b>
<b>Figure II.3</b>	Comparateur à hystérésis à trois niveaux utilisés pour le réglage du couple électromagnétique	<b>35</b>
<b>Figure II.4</b>	Choix du vecteur tension	<b>36</b>
<b>Figure II.5</b>	Correcteur du flux à hystérésis et sélection des vecteurs tensions	<b>39</b>
<b>Figure II.6</b>	Correcteur de couple à trois niveaux	<b>40</b>
<b>Figure II.7</b>	Boucle de régulation de vitesse avec régulateur PI.	<b>44</b>
<b>Figure II.8</b>	Schéma structurel d'une commande DTC appliquée à un MSAP.	<b>45</b>
<b>Figure II.9</b>	Schéma bloc de simulation de la commande DTC appliquée à la MSAP	<b>45</b>
<b>Figure II.10</b>	Les résultats de simulation de la MSAP commandée par DTC 2n2n et DTC 2n3n (à vide).	<b>47</b>
<b>Figure II.11</b>	Les résultats de simulation de la MSAP commandée par DTC 2n2n et DTC 2n3n (En charge $C_r=10N.m$ , $w=100$ rad/s).	<b>49</b>
<b>Figure II.12</b>	Les résultats de simulation de la MSAP commandée par DTC 2n2n et DTC 2n3n (avec couple de charge variable).	<b>50</b>
<b>Figure II.13</b>	Les résultats de simulation de la MSAP commandée par DTC 2n2n et DTC 2n3n (avec inversion de sens de rotation).	<b>52</b>
<b>Figures II.14</b>	La simulation de la MSAP commandée par DTC 2n2n et DTC 2n3n (avec faible vitesse de rotation).	<b>54</b>

## *Chapitre 03 : Commande DTC d'un système mono onduleur bi-machines*

<b>Figure III.1</b>	Système multi machines SM (m,n)	<b>56</b>
<b>Figure III.2</b>	Structure générale multi machine/multi onduleur SM(3n,n)	<b>57</b>
<b>Figure III.3</b>	Tensions appliquées aux machines pour une structure SM (3n, n)	<b>58</b>
<b>Figure III.4</b>	Structure à bras commun SM(4n/2,n)	<b>59</b>
<b>Figure III.5</b>	Représentation vectorielle des tensions pour la structure à bras communs SM(4n/2,n)	<b>59</b>
<b>Figure III.6</b>	Structure à point commun SM(2n,n)	<b>61</b>

<b>Figure III.7</b>	Représentation vectorielle des tensions pour la structure à point commun SM(2n, n)	<b>61</b>
<b>Figure III.8</b>	Structure parallèle SM(3, n)	<b>62</b>
<b>Figure III.9</b>	Schéma bloc de simulation de l'association d'un onduleur bi-machine (MSAP)	<b>64</b>
<b>Figure III.10</b>	La simulation de l'association d'un onduleur bi-machine (MSAP)	<b>65</b>
<b>Figure III.11</b>	Schéma structurel d'une commande DTC appliquée sur un système Bi- Machine à structure parallèle	<b>66</b>
<b>Figure III.12</b>	La simulation de la commande DTC (2n3n) appliquée sur un système Bi- Machine à structure parallèle	<b>67</b>

***Chapitre 04 : Commande DTC d'un système Bi-Machines (MSAP) alimentée par un Onduleur Multi Niveaux***

<b>Figure IV.1</b>	Onduleur triphasé à trois niveaux.....	<b>70</b>
<b>Figure IV.2</b>	Représentation vectorielle des tensions de l'onduleur à cinq niveaux.....	<b>71</b>
<b>Figure IV.3</b>	Schéma de la structure générale du commande DTC de la MSAP alimenté par un onduleur de trois niveaux.....	<b>73</b>
<b>Figure IV.4</b>	Schéma d'un onduleur NPC à cinq niveaux.....	<b>74</b>
<b>Figure IV.5</b>	Représentation vectorielle des tensions de l'onduleur à cinq niveaux.....	<b>75</b>
<b>Figure IV.6</b>	Résultats de Simulation de la commande DTC d'un structure Bi-Machine alimenté par un Onduleur Multi-Niveaux (3 niveaux et 5 niveaux)	<b>79</b>

## Liste des tableaux

<b>Tableau</b>		<b>Page</b>
<b>Tableau II.1</b>	Table de commutation	41
<b>Tableau II.2</b>	Table de commande du flux	41
<b>Tableau II.3</b>	Table de commande du couple	42
<b>Tableau II.4</b>	Table de commutation avec séquences nulles	42
<b>Tableau II.5</b>	Table de commutation sans séquences nulles	43
<b>Tableau III.1</b>	Tableau récapitulatif des différentes structures	63
<b>Tableau IV.1</b>	Table de vérité de l'onduleur à trois niveaux	72
<b>Tableau IV.2</b>	Table de vérité de l'onduleur à trois niveaux	76

## Liste des symboles

Symbole	Signification	Unité
<b>a, b, c</b>	Indices correspondants aux trois phases a, b, c.	
<b>d, q</b>	Axes correspondants au référentiel lié au champ tournant.	
<b><math>\alpha, \beta</math></b>	Axes correspondants au référentiel fixe par rapport au stator.	
<b><math>\theta</math></b>	Angles électriques statoriques et rotoriques.	
<b><math>\theta_p</math></b>	Le déplacement angulaire du rotor	
<b><math>L_S</math></b>	Inductances cycliques statorique.	<b>H</b>
<b><math>L_{ds}</math></b>	Inductance suivant l'axe « d »	<b>H</b>
<b><math>L_{qs}</math></b>	Inductance suivant l'axe « q »	<b>H</b>
<b>M</b>	Inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor.	<b>H</b>
<b><math>M_s</math></b>	Coefficient de mutuelle inductance entre deux phases du stator.	<b>H</b>
<b><math>M_r</math></b>	Coefficient de mutuelle inductance entre deux phases du rotor.	<b>H</b>
<b><math>M_{s0}</math></b>	Inductance mutuelle entre deux phases statoriques	<b>H</b>
<b><math>L_{s0}</math></b>	Inductance propre d'une phase statorique	<b>H</b>
<b><math>R_s</math></b>	Résistances d'enroulement statorique et rotorique par phase.	<b><math>\Omega</math></b>
<b><math>\vec{R}_d, \vec{R}_q</math></b>	Axes direct et quadratique du rotor	
<b><math>[R_s]</math></b>	Matrice résistances du stator.	
<b>P</b>	Nombre de pair de pôle	
<b>f</b>	La fréquence d'alimentation des bobinages statoriques.	<b>Hz</b>
<b>F</b>	Coefficient du frottement	
<b><math>C_{em}</math></b>	Couple électromagnétique.	<b>N.m</b>
<b><math>C^*_e</math></b>	Couple de référence.	<b>N.m</b>
<b><math>C_r</math></b>	Couple résistant.	<b>N.m</b>
<b><math>\hat{C}_e</math></b>	Couple d'estimation	<b>N.m</b>
<b><math>\omega</math></b>	Pulsations électriques statorique et rotorique.	<b>rd/s</b>
<b><math>\Omega</math></b>	Vitesse mécanique du rotor.	<b>Tr/min</b>
<b><math>\varphi_s / \Phi_s</math></b>	Flux statorique	<b>Wb</b>
<b><math>\varphi_f</math></b>	Flux des aimants permanents	<b>Wb</b>
<b><math>\varphi_{fa} ; \varphi_{fb} ; \varphi_{fc}</math></b>	Les valeurs constantes du flux créé par l'aimant.	<b>Wb</b>
<b><math>\bar{\varphi}_s(k)</math></b>	C'est le vecteur de flux statorique au pas d'échantillonnage actuel	<b>Wb</b>

$\overline{\varphi_r'}$	C'est le vecteur de flux rotorique ramené au stator	<b>Wb</b>
$\varphi_s^*$	Consigne de flux.	<b>Wb</b>
$\Delta\varphi_s$	Largeur d'hystérésis du correcteur	<b>Wb</b>
$V_{ao}, V_{bo}, V_{co}$	Tensions de branche.	<b>V</b>
$V_{an}, V_{bn}, V_{cn}$	Tensions de phase	<b>V</b>
$S_a, S_b, S_c$	Etats des interrupteurs de l'onduleur	
$T_e$	Période d'échantillonnage	<b>S</b>
$K_p$	Gain proportionnel	
$K_i$	Gain intégrateur	

## Acronymes

<b>MSAP</b>	Machine synchrone à aimants permanents.
<b>MCC</b>	Moteur à courant continue
<b>MLI</b>	Modulation de largeur d'impulsion
<b>AFPM</b>	Axial flux permanent magnet
<b>RFPM</b>	Parc Machines Rectification Cylindrique
<b>HF</b>	Haut fréquence
<b>DTC</b>	Commande directe du couple
<b>DSC</b>	Calorimétrie différentielle à balayage ( <i>Differential Scanning Calorimetry</i> )
<b>PI</b>	Régulateur Proportionnel Intégral.
<b>SMM</b>	Système multi machine multiniveaux
<b>SM</b>	Système multi machine
<b>SM(m,n)</b>	SMM avec m bras d'onduleur et n machines.
<b>DC</b>	Courant continu (Direct courant)
<b>bus DC</b>	Bus de tension continue
<b>f.e.m.</b>	Force électromotrice.
<b>NPC</b>	Neutral point clamped (Convertisseur clampé par le neutre)

---

# **Introduction générale**

---

## Introduction générale

Historiquement, le moteur à courant continu (MCC) est la solution la plus répondue pour les entraînements à vitesse et à position variables nécessitant des performances statique et dynamique élevés, grâce à sa simplicité de la commande du flux et du couple à partir du courant d'excitation et du courant d'induit. Mais la présence d'une commutation mécanique sous forme de système balais – collecteurs limite la puissance et la vitesse maximale a toujours été un grand inconvénient de ce type de machine [1][2], ont incité les chercheurs à le remplacer par un autre moteur plus robuste, plus fiable et de faible coût.

En raison d'une modernisation incessante des outils de production, les systèmes industriels deviennent de plus en plus complexes et sophistiqués. En parallèle, une demande accrue de fiabilité, de disponibilité et de sûreté de fonctionnement des systèmes sont devenus de véritables enjeux du troisième millénaire [3]. Où Ces contraintes ont dirigé les études vers les entraînements équipés des machines à courant alternatif. De nos jours, de nombreux actionneurs associant des machines à courant alternatif et des convertisseurs statiques manifestent de nouvelles perspectives dans le domaine des entraînements à vitesse variable.

La Machine Synchrone à Aimants Permanents (MSAP) est un actionneur électrique très robuste et présente de faible moment d'inertie, ce qui lui confère une dynamique caractérisée par de très faibles constantes de temps et permet de concevoir des commandes de vitesse, de couple ou de position avec une précision et des performances dynamiques très intéressantes [3]. En effet, les MSAP ne peuvent être commandées que si les enroulements statoriques sont alimentés en fonction de la position du rotor, cette position est nécessaire pour démarrer la MSAP. De plus, une des principales difficultés pour la commande de la MSAP est la détection de la position initiale du rotor afin de le piloter dans le sens de rotation imposé par la commande, sinon il y a un risque de perte de contrôle et de décrochage de la machine.

La commande DTC est l'une des stratégies de commande qui permet de calculer les grandeurs de contrôle qui sont le flux statorique et le couple électromagnétique à partir des grandeurs mesurables. De plus, cette structure ne nécessite pas l'application d'une commande à modulation de largeur d'impulsion (MLI) sur

l'onduleur, ce qui améliore, très nettement, les performances dynamiques des grandeurs contrôlées [4].

Les onduleurs multi-niveaux permettent de délivrer une tension élevée et de meilleure qualité. Leur champ d'application est dans le domaine des moyennes et hautes tensions à fréquences de pulsation élevées. Le travail envisagé porte sur la commande directe de couple (DTC) d'un système Bi-Machine Synchrone à Aimant Permanent Mono Onduleur Multi Niveaux. Notre mémoire s'articule principalement autour de quatre chapitres :

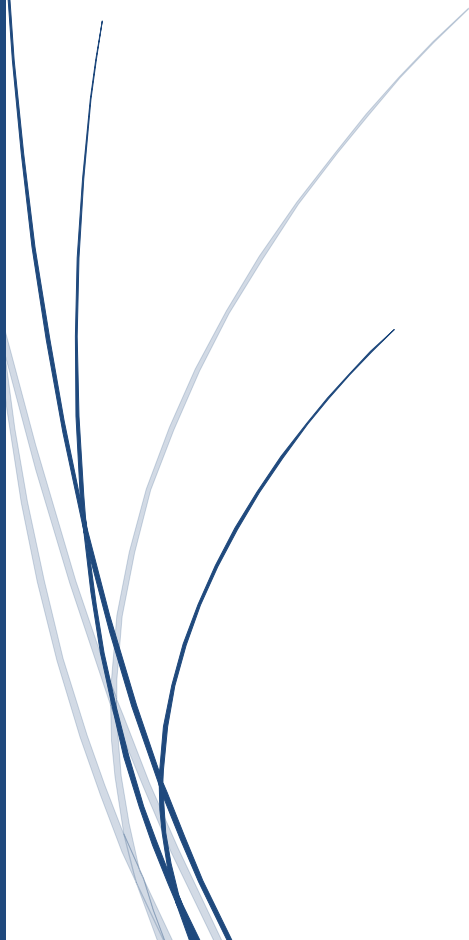
- Le premier chapitre présentera une généralité sur la machine synchrone à aimants permanents et leur modélisation dans les hypothèses simplificatrices de linéarité avec une étude de l'onduleur de tension et de sa commande MLI.
- Le second chapitre est consacré à la commande directe du couple des machines synchrones à aimants permanents alimentée d'un onduleur de tension à deux niveaux.
- Dans le troisième chapitre, on présente quelque généralité sur la topologie d'un système multi-machine et l'application de la commande DTC sur la structure bi-machine mono onduleur.
- Dans le quatrième chapitre, a permis d'améliorer de plus en plus les performances et la dynamique de la DTC utilisant un convertisseur, multi niveaux (trois niveaux et cinq niveaux).

Enfin on conclut sur une perspective basée sur les résultats obtenus.



# *Chapitre 01*

**Modélisation et Simulation de l'ensemble**  
**Onduleur – Machine Synchrone à**  
**Aimants Permanents**



# I. Généralités sur la machine synchrone à aimants permanents (MSAP)

## I.1. Introduction

Les moteurs synchrones à aimants permanents (MSAP), également appelés moteurs à courant continu sans collecteurs, sont toujours utilisés pour générer le champ magnétique du moteur, sans avoir besoin de bobines d'excitation ou de courant d'excitation. Par rapport aux moteurs électriques à excitation traditionnels, il présente de grands avantages tels qu'un rendement élevé et une structure simple, grâce à la mise au point d'aimants permanents de grandes qualités permettant d'obtenir un couple volumique élevé et une inertie très faible. De plus, ils ont des inductances relativement faibles, ce qui entraîne des réponses rapides des courants et donc du couple. Lorsque le nombre de pôles est élevé, les puissances peuvent atteindre quelque centaine de kilowatts [5].

Dans la première partie de ce chapitre, on s'intéressera essentiellement à la constitution de la machine synchrone à aimant permanent (MSAP), ses avantages et ses inconvénients, ses domaines d'applications et son principe de fonctionnement. La deuxième partie sera consacrée à la modélisation de la MSAP, et la simulation de l'ensemble machine et son système d'alimentation constitué par un onduleur de tension à deux niveaux et contrôlé par la stratégie MLI (sinus-triangle).

## I.2. Définition

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

Cette famille de machine regroupe en fait plusieurs sous familles :

- Les machines synchrones à rotor bobiné ;
- Les machines synchrones à réluctance ;
- Les machines synchrones à aimants permanents.

Nous porterons une attention particulière à cette dernière catégorie.

### I.3. Constitution de la machine synchrone à aimant permanent

La machine synchrone est constituée de deux parties, la partie mobile ou rotor constituant l'inducteur et une partie fixe ou stator portant les enroulements constituant l'induit, la mince zone entre les deux parties précédentes est appelée l'entrefer [6].



**Figure I.1 :** Machine a aimant permanent

- ✚ Le stator de la machine synchrone à aimant permanent est identique à celui d'une machine asynchrone, il est constitué d'un empilage de tôle magnétique qui contient des encoches dans lesquelles sont logés trois enroulements identiques décalés entre eux de  $2\pi/3$ .



**Figure I.2 :** Vue réelle d'un stator d'une MSAP

- ✚ Le rotor de la MSAP est généralement de deux types :
  - Rotor possédant des pièces polaires, servant à la concentration du flux d'induction dans lequel les aimants sont orientés soit parallèlement soit perpendiculairement à l'entrefer, soit de manière plus complexe. Dans ce type de machine, l'inducteur est à pôles saillants.
  - Rotor sans pièces polaires, donc à entrefer constante, dans lequel l'aimantation des aimants est généralement perpendiculaire à l'entrefer. [7]



Figure I.3 : Rotor à pôles saillants



Figure I.4 : Rotor à pôles lisses

#### I.4. Aimants permanents utilisés pour la MSAP

La propriété de l'aimant permanent et le choix des matériaux convenables sont cruciaux dans la conception de la machine à aimants permanents. Le choix des aimants permanents est essentiel puisqu'ils interviennent beaucoup dans le couple massique qu'on peut attendre de l'actionneur. Leurs performances vont souvent de pair avec leur prix de revient [8].

Les matériaux utilisés pour leurs propriétés magnétiques se classent en fonction de la largeur de leur cycle d'hystérésis et forment deux grandes familles [9] [10].

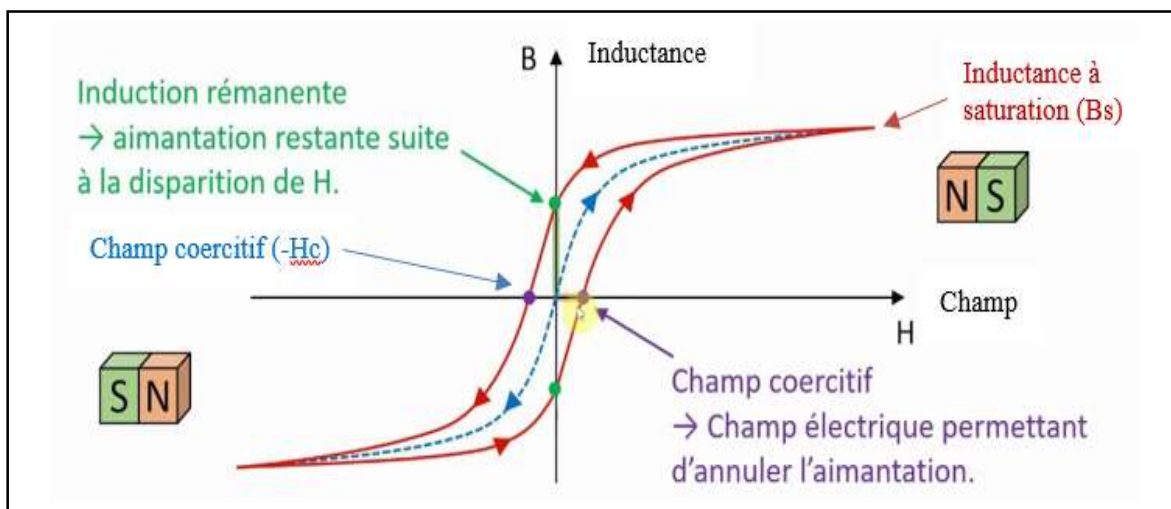


Figure I.5 : Le cycle d'hystérésis

- 1) La première est celle des matériaux magnétiques durs (à large cycle), appelés communément « aimants permanents » car leur aimantation ne varie pas sous l'effet d'un champ magnétique extérieur.
- 2) La seconde est celle des matériaux magnétiques dits « doux » qui ne manifestent de propriétés magnétiques qu'en présence d'une excitation externe.

### I.4.1. Les types d'aimants permanents

Quatre familles de matériaux pour aimants permanents conduisent à l'essentiel des applications sur le marché [11].

- 1. Aimants AlNiCo** : se caractérisent par une grande densité des lignes de force. Leur bonne stabilité magnétique à l'échauffement permet leur utilisation à des températures de travail atteignant 500°C. Leur structure macro cristalline est responsable de la dureté des aimants AINICO [11] ;
- 2. Les ferrites dures** : se caractérisent par leur haute résistance aux effets de démagnétisation. La densité des lignes de force est inférieure à celle des aimants AlNiCo. La stabilité magnétique à l'échauffement est bien inférieure, c'est pourquoi la température de travail maximale s'élève à 200°C. Les aimants ferrites sont durs et cassants et ils ne peuvent être usinés que par rectification [12].
- 3. Les samarium-cobalt** : par comparaison aux matières d'aimants permanents classiques, les aimants au samarium-cobalt offrent la densité de flux élevée des aimants AlNiCo, alliée à une intensité de champ coercitive très élevée. Ils peuvent en conséquence être utilisés sans difficulté dans les champs de démagnétisation sans perdre de force magnétique. Les aimants au samarium-cobalt sont mécaniquement durs et fragiles [12].
- 4. Les néodyme-fer-bore** : leur produit énergétique est d'environ 30% supérieur à celui des aimants au samarium-cobalt (SmCo), le poids spécifique est plus faible, et la résistance mécanique nettement supérieure. Ils sont fabriqués par compression et frittage de blocs bruts. Les aimants sont ensuite découpés dans ces blocs au moyen de meules à tronçonner diamantées, ce qui permet de respecter des tolérances serrées [12].

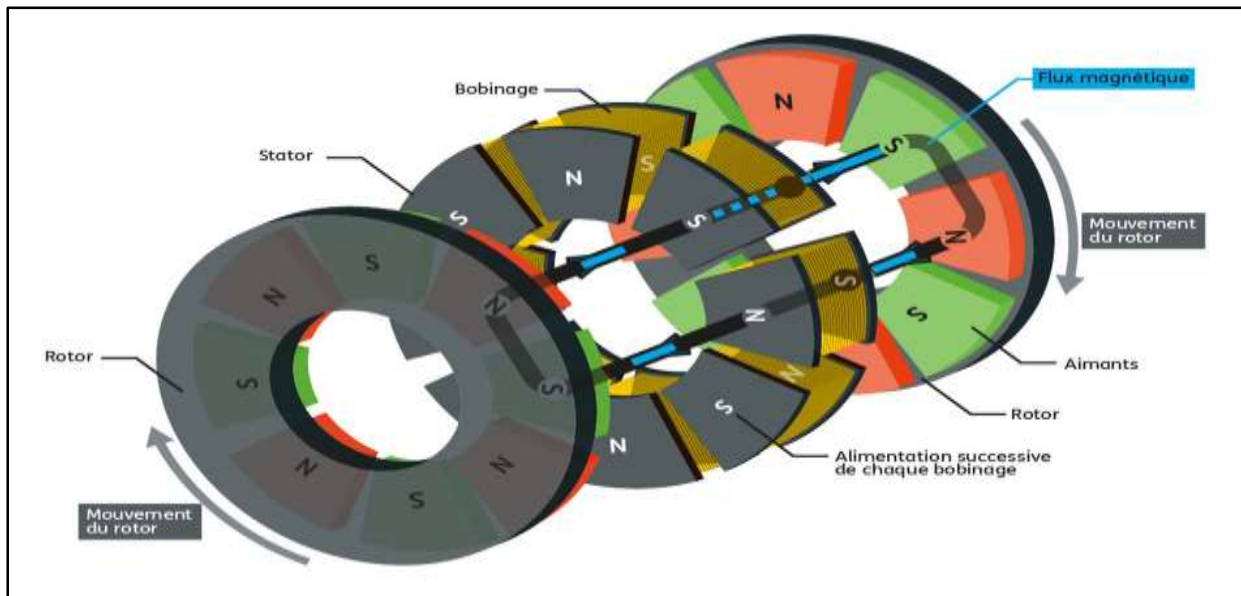
## I.5. Structures de machines synchrones à aimants permanents

### I.5.1. Structures à flux axial (AFPM)

Ces machines dites « discoïdales » ou AFPM représentent une autre solution possible pour les entraînements directs à basse vitesse. Elles comportent un ou plusieurs disques fixes bobinés et un ou plusieurs disques mobiles supportant les aimants permanents.

Leur principal avantage est l'optimisation de la surface utile de génération du couple, qui se traduit par une puissance volumique importante. Cependant, leur assemblage est très compliqué à cause des contraintes mécaniques liées aux poussées axiales. Comparées à la structure à flux

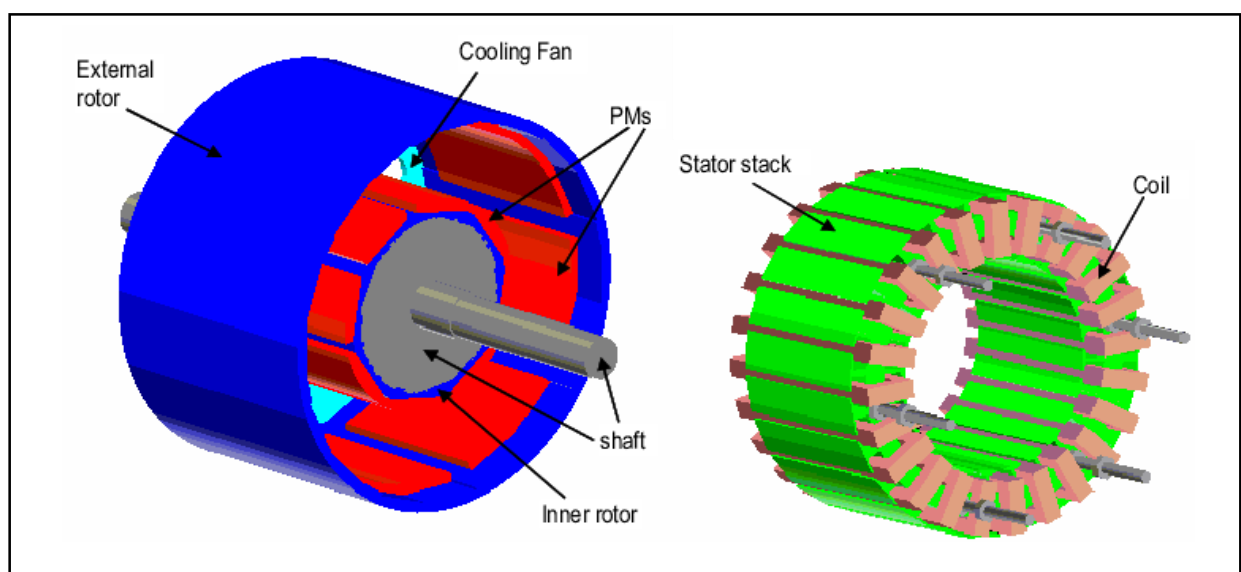
radial, ces machines se caractérisent par un plus grand diamètre et une longueur axiale relativement plus courte [13].



**Figure I.6:** Machine à flux axial

### I.5.2. Structures à flux radial (RFPM)

La machine synchrone à flux radial (RFPM) est la machine à aimant la plus conventionnelle. Elle est employée couramment pour l'entraînement direct. Son stator est identique à celui d'une machine d'induction classique. Ces structures peuvent se présenter, soit avec un rotor placé à l'intérieur ou à l'extérieur [13].



**Figure I.7 :** Machine à flux radial

### I.5.2.1. Les différents types de rotor de machines à flux radial

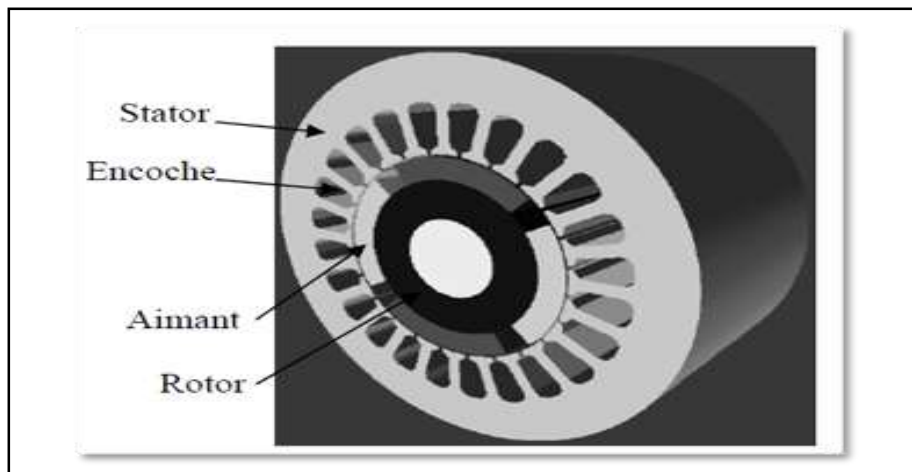
Les machines à aimants permanents peuvent être construites avec plusieurs configurations rotoriques [14]. Leur classification globale en termes de placement des aimants est la suivante :

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

#### 1) Machine Synchrone à aimant permanent en surface

Pour ces types de machines, les aimants sont placés sur le rotor, ils sont aimantés radialement, Cette configuration du rotor est la plus utilisée. Le principal avantage de la machine avec des aimants en surface est sa simplicité donc son faible cout de fabrication par rapport à d'autres machines à aimant.

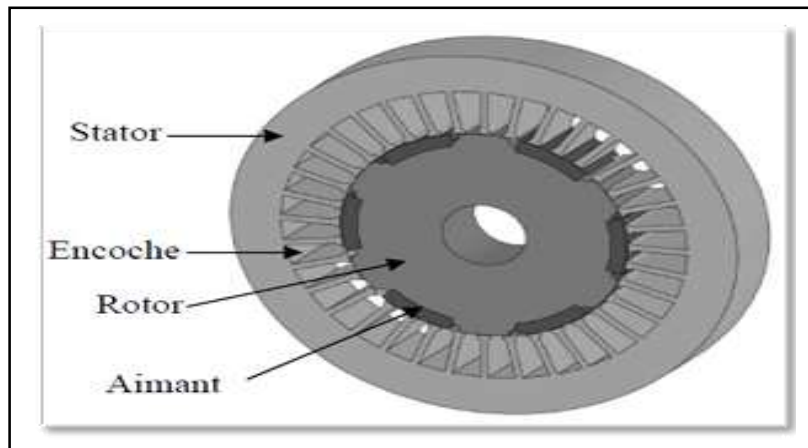
L'inconvénient est l'exposition des aimants permanents aux champs démagnétisant. De plus, les aimants sont soumis à des forces centrifuges qui peuvent causer leur détachement du rotor [14][15].



**Figure I.8:** Structure à aimants déposés en surface (rotor interne)

#### 2) Machine Synchrone à aimants permanents insérés

Comme les machines avec aimants en surface, les aimants du type insérés sont aussi montés sur la surface du rotor. Toutefois, les ouvertures entre les aimants sont partiellement remplies avec le fer. Le fer entre les aimants permanents crée une saillance et donne un couple relucant en plus du couple des aimants [14].

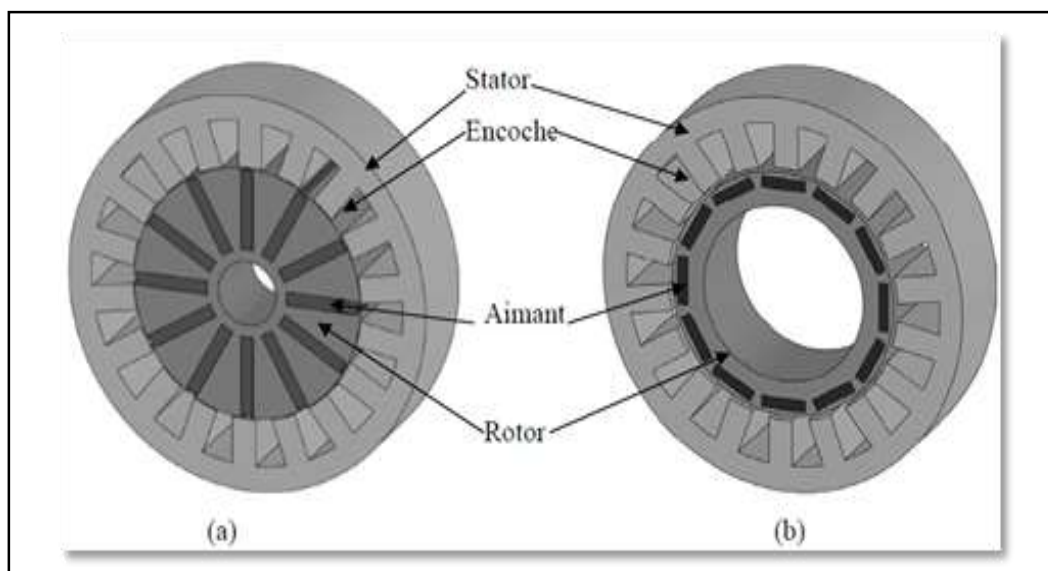


**Figure I.9 :** Structure à aimants encastrés

### 3) Machine Synchrone à aimants permanents enterrés

La structure des inducteurs de ce type de machine est à géométrie complexe. Les aimants sont enterrés à l'intérieur du rotor. La robustesse mécanique de ce type de rotor permet d'atteindre de très grandes vitesses pour des puissances importantes. Deux configurations du rotor peuvent être distinguées, l'une est à concentration de flux et l'autre à structure classique.

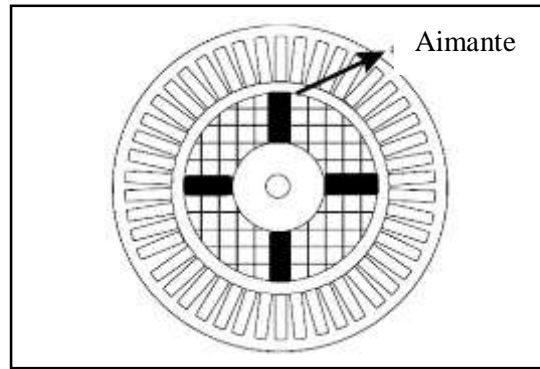
L'avantage de ces deux configurations réside dans la possibilité de concentrer le flux produit par ces aimants, permettant ainsi d'assurer des niveaux d'inductions élevées dans l'entrefer [14].



**Figure I.10 :** Structure à aimants enterrés : (a) avec concentration de flux, (b) structure classique

### 4) Machine Synchrone à aimants à concentration de flux

Une autre façon de placer les aimants permanents dans le rotor est de les enterrer profondément à l'intérieur du rotor. Ici, les aimants sont aimants dans le sens de la circonférence figure.



**Figure I.11** : Structure à aimants à concentration de flux

Les pôles magnétiques se forment alors au niveau des parties ferromagnétiques du rotor par concentration de flux provenant des aimants permanents. L'avantage de cette configuration par rapport aux autres est la possibilité de concentrer le flux généré par les aimants permanents dans le rotor et d'obtenir ainsi une induction plus forte dans l'entrefer [14].

## I.6. Avantages et les Inconvénients

La machine synchrone à aimants permanents possède plusieurs avantages et inconvénients par rapport aux autres machines à courant continu, asynchrone, synchrone à excitation électrique [7][16].

### A. Avantages

- ✓ L'absence d'enroulement rotorique annule les pertes joules au niveau du rotor.
- ✓ Le couple volumique et la puissance massique importante permettent une meilleure compacité.
- ✓ L'absence des collecteurs et des balais simplifie la construction et l'entretien.
- ✓ La densité de flux, relativement élevée dans l'entrefer, assure une très bonne performance dynamique.
- ✓ Possibilité de supporter des surcharges transitoires importantes et un bon comportement dynamique en accélération et en freinage.
- ✓ Très bon rendement et un facteur de puissance élevé (proche de l'unité).
- ✓ Grande fiabilité.
- ✓ Fonctionnement à très haute vitesses.

### B. Inconvénients

- ✓ Coût élevé à cause du prix des aimants.

- ✓ Risque de démagnétisation irréversible des aimants par la réaction d'induit.
- ✓ Problème de tenu en température des aimants permanents (250°C pour le samarium cobalt).
- ✓ Difficulté de dé fluxage et complexité de son électronique de commande (nécessité d'un capteur de position).
- ✓ Impossibilité de régler l'excitation.
- ✓ Pour atteindre des vitesses élevées, il est nécessaire d'augmenter le courant statorique.

## I.7. Domaines d'application

Le moteur synchrone à aimants permanents est utilisé dans une large gamme de puissance, allant de centaines de Watts (servomoteurs) à plusieurs méga Watts (systèmes de propulsion des navires) ainsi le moteur synchrone est plus utilisé dans plusieurs applications [16] ;

- ✓ Les automobiles.
- ✓ Les outils électriques, jouets, système de vision et ses équipements.
- ✓ Les équipements domestiques (machine à laver le linge).
- ✓ Les équipements de technologie de l'information (DVD driver).
- ✓ Les servomoteurs.
- ✓ Les applications robotiques.
- ✓ La production d'électricité.
- ✓ Les propulsions des véhicules électriques et la propulsion des sous-marins.
- ✓ Les machines-outils.

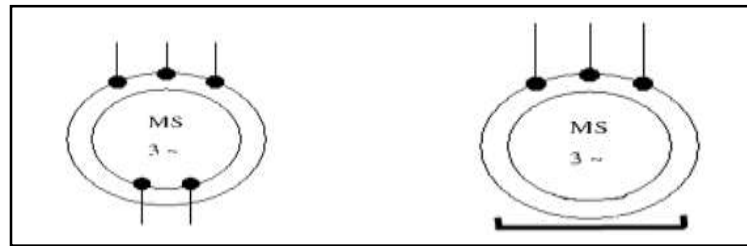
## I.8. Principe et modes de fonctionnement de la MSAP

Parmi les moteurs à courant alternatif utilisés dans les entraînements électriques, le moteur synchrone à aimants permanents reste un bon candidat. Son choix devient attractif et concurrent à celui de moteurs asynchrones grâce à l'évolution des aimants permanents et les progrès réalisés dans le domaine de l'électronique de puissance. Il permet donc une conversion électromécanique de l'énergie.

Autrefois, cette technologie ne permettait pas de réaliser des machines de très fortes dimensions (cout trop important) mais avec les progrès réalisés sur les aimants, on observe une montée en puissance de ces moteurs.

Les aimants utilisés sont généralement soit des ferrites (faible induction mais bon marché) ou du Samarium cobalt (forte induction mais couteux) [17].

## Symbole



**Figure I.12 :** Symbole d'une machine synchrone

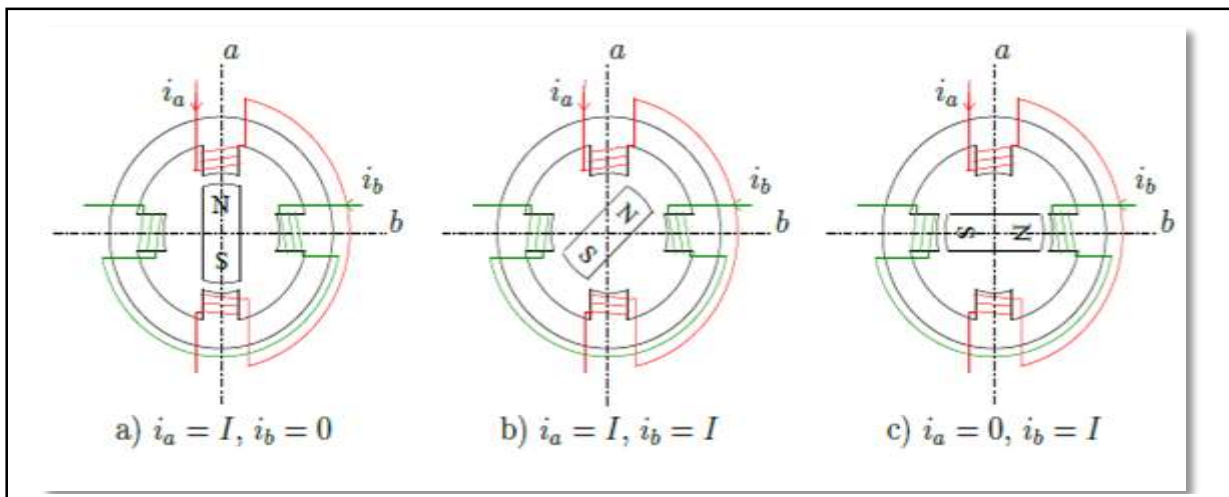
Le stator alimenté par un système de tensions triphasé crée un champ tournant dans l'entrefer. Ce champ magnétique tourne à la vitesse de  $\frac{f}{p}$  tours par secondes avec :

- $f$  : La fréquence d'alimentation des bobinages statoriques.
- $p$  : Le nombre de paires de pôles.

Le rotor composé de  $p$  aimants permanents va alors s'aligner avec le champ tournant. Le rotor tourne ainsi à la même que le champ tournant. La vitesse de rotation du rotor est donc [17] :

$$\Omega = \frac{\omega}{p}$$

La Figure (I.13) représente un moteur ayant un rotor bipolaire et un stator comportant une paire de pôles.



**Figure I.13 :** Principe de fonctionnement du moteur à aimants permanents.

Les phases (a) et (b) sont portées par des enroulements opposés. La présence de courants dans les phases oriente le rotor.

On définit un “pas” élémentaire  $\theta_p$  comme étant le déplacement angulaire du rotor lorsque l'alimentation est commutée d'une phase à la suivante.

Nous obtenons pour cette structure  $\theta_p = 90^\circ$

Ceci correspond au passage de la Figure (a) à la Figure (c). Les demi-pas sont obtenus en alimentant deux phases à la fois (Figure (b)). De nombreux moteurs sur le marché utilisent ce genre de structure [13].

Un moteur synchrone ne peut démarrer directement à pleine tension depuis le réseau de fréquence 50Hz (Car le rotor a une vitesse nulle au démarrage  $\Omega \neq \omega/p$ ). Pour une alimentation directe en 50 Hz, il faudrait donc au préalable amener la charge à la vitesse nominale par un moteur auxiliaire puis connecter l'alimentation [17].

Le problème de ce mode de fonctionnement de la machine synchrone est son instabilité. Les constantes de temps électrique étant beaucoup plus faibles que les constantes de temps mécaniques, le moindre changement rapide de courant statorique entraîne le décrochage du champ magnétique créé par le rotor [17].

Pour cette raison, le moteur synchrone, en pratique, ne peut fonctionner correctement qu'en étant asservi afin de maintenir en permanence les champs statoriques et rotoriques "en phase".

## **I.9. Modélisation de la machine synchrone à aimant permanent**

Avant toute synthèse de lois de commande, il est indispensable d'analyser le processus à contrôler, d'établir une modélisation adaptée, et d'interpréter ses dynamiques propres. La représentation des processus physiques par des modèles mathématiques est une étape très importante dans l'asservissement des systèmes. En effet, afin d'élaborer une structure de commande, il est important de disposer d'un modèle mathématique représentant fidèlement les caractéristiques du processus.

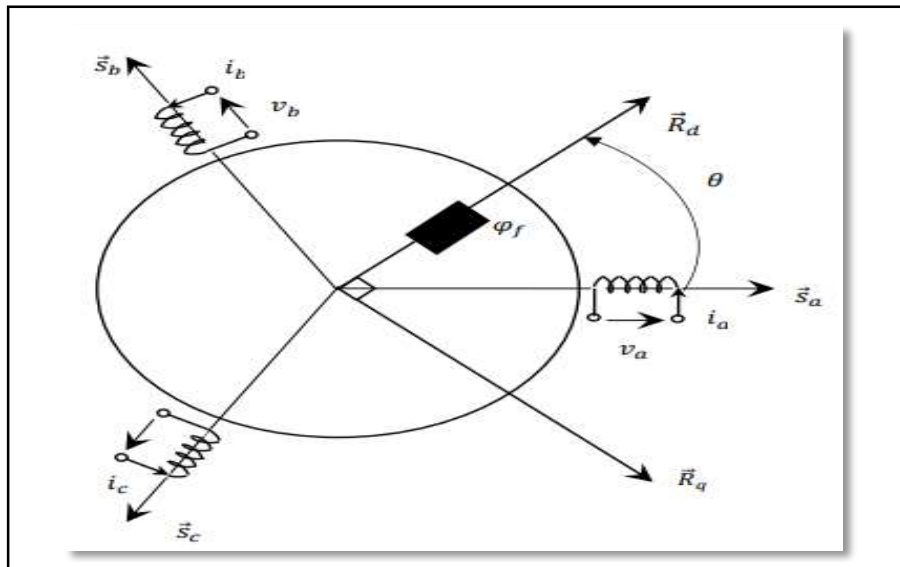
Avant d'établir le modèle mathématique nous devons nous imposer quelques hypothèses [6] ;

### **I.9.1. Hypothèses simplificatrices**

- Le circuit magnétique de la machine n'est pas saturé,
- Les f.é.m. sont à répartition sinusoïdale,
- L'effet de la température sur les résistances est négligeable,
- L'hystérésis et les courants de Foucault sont négligeables,
- L'effet de peau est négligeable,
- L'entrefer est d'épaisseur uniforme.

### I.9.2. Représentation de la machine dans l'espace électrique

Dans notre étude, la machine utilisée est un moteur sans amortisseurs, son inducteur est constitué d'aimants permanents, dont l'excitation est assurée par ce dernier.



**Figure I.14 :** Représentation classique de la MSAP dans le repère électrique.

$\vec{S}_a, \vec{S}_b, \vec{S}_c$ : Axes magnétiques des enroulements statoriques.

$\vec{R}_d, \vec{R}_q$ : Axes direct et quadratique du rotor.

$a, b, c$  : Indices des phases statoriques

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

- ✓ Équations électriques,
- ✓ Équations magnétiques,
- ✓ Équations mécaniques.

#### 1) Équations électriques

✚ Au stator

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

$$\begin{cases} V_a = R_s i_a + \frac{d}{dt} [\varphi_a] \\ V_b = R_s i_b + \frac{d}{dt} [\varphi_b] \\ V_c = R_s i_c + \frac{d}{dt} [\varphi_c] \end{cases} \quad (\text{I-1})$$

Sous la forme matricielle :

$$[V_{abc}] = [R_s][i_{abc}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{abc}] \quad (\text{I-2})$$

Avec :

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} : \text{Matrice résistances du stator.}$$

Où :

$$\Rightarrow [V_{abc}] = [V_a \ V_b \ V_c]^T \quad \text{Vecteur tensions statoriques,}$$

$$\Rightarrow [i_{abc}] = [i_a \ i_b \ i_c]^T \quad \text{Vecteur courants statoriques,}$$

$$\Rightarrow [\varphi_{abc}] = [\varphi_a \ \varphi_b \ \varphi_c]^T \quad \text{Vecteur flux statoriques.}$$

✚ **Au rotor:**

$$[V_f] = [R_f][i_f] + \frac{d}{dt} [\varphi_f] \quad (\text{I-3})$$

Tel que :

$$[V_f] = [V_f \ 0 \ 0]^T$$

Avec :

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_f & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Et :

$$[i_f] = [i_f \ 0 \ 0]^T \quad (\text{I-4})$$

## 2) Équations magnétiques

✚ **Le flux produit dans chaque enroulement statorique est la somme de quatre termes.**

Les flux dans les trois phases :

$$\begin{cases} \varphi_a = L_{ss}i_a + \varphi_{fa} \\ \varphi_b = L_{ss}i_b + \varphi_{fb} \\ \varphi_c = L_{ss}i_c + \varphi_{fc} \end{cases} \quad (\text{I-5})$$

Avec :

$$[L_{SS}] = \begin{bmatrix} L_S & M_S & M_S \\ M_S & R_S & M_S \\ M_S & M_S & L_S \end{bmatrix}$$

Et :

$$\begin{cases} \varphi_{fa} = \varphi_f \cos(\theta) \\ \varphi_{fb} = \varphi_f \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \varphi_{fc} = \varphi_f \cos(\theta - 4\pi/3) \end{cases} \quad (\text{I-6})$$

- $\{\varphi_{fa} ; \varphi_{fb} ; \varphi_{fc}\}$  Les valeurs constantes du flux créé par l'aimant.
- $\varphi_f$ : le flux induit par l'aimant permanent.
- $\theta$ : angle entre l'axe d et l'axe de référence dans le système triphasé définie par :

$$\theta = \int_0^T \Omega. dt$$

$$\text{Et : } \omega = p. \Omega$$

Avec :

- $\omega$  : La pulsation électrique.
- P : Le nombre de pair de pôles de la machine.
- $\Omega$  : La vitesse de rotation de la machine (rotor).

$[M_{sf}]$  : Matrice inductance qui correspond au couplage entre le rotor et le stator.

$$\begin{cases} M_{fa} = M_f \cos(\theta) \\ M_{fb} = M_f \cos(\theta - 2\pi/3) \\ M_{fc} = M_f \cos(\theta - 4\pi/3) \end{cases}$$

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 :

$$L_s = [L_{s0}] + [L_{s2}(\theta)] \quad (\text{I-7})$$

Avec :

$$[L_{s0}] = \begin{bmatrix} L_{s0} & M_{s0} & M_{s0} \\ M_{s0} & R_{s0} & M_{s0} \\ M_{s0} & M_{s0} & L_{s0} \end{bmatrix}$$

Et :

$$[L_{S2}(\theta)] = \begin{bmatrix} \cos(2\theta) & \cos 2(\theta - 2\pi/3) & \cos 2(\theta - 4\pi/3) \\ \cos 2(\theta - 2\pi/3) & \cos 2(\theta - 4\pi/3) & \cos(2\theta) \\ \cos 2(\theta - 4\pi/3) & \cos(2\theta) & \cos 2(\theta - 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (\text{I-8})$$

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.

✚ Le flux rotorique

$$[\varphi_f] = [L_f][I_f] + [\varphi_{sf}] \quad (\text{I-9})$$

$$[M_{sf}] = [M_{sf}]^T \quad (\text{I-10})$$

### 3) Equation mécanique :

La dernière équation importante qui complète le modèle de la machine synchrone à aimants permanents est l'équation fondamentale de la mécanique décrivant la dynamique du rotor de la machine :

$$J \frac{d\omega_r}{dt} = C_{em} - C_r - f_c \omega_r \quad (\text{I-11})$$

Avec :

- $\Omega = \omega_r/p$  : Vitesse de rotation de la machine ;
- $J$  : Moment d'inertie ;
- $C_{em}$  : Couple électromagnétique ;
- $C_r$  : Couple résistant ;
- $\omega_r$  : Vitesse électrique du rotor ;
- $f$  : Coefficient du frottement ;
- $P$  : Nombre de paires de pôles.

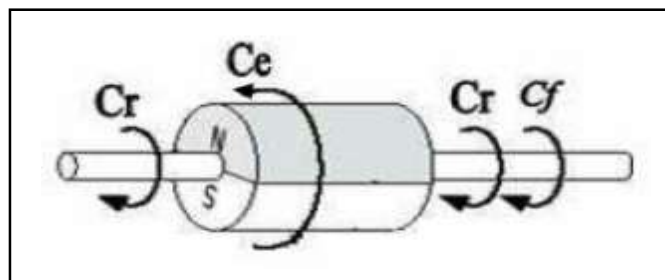
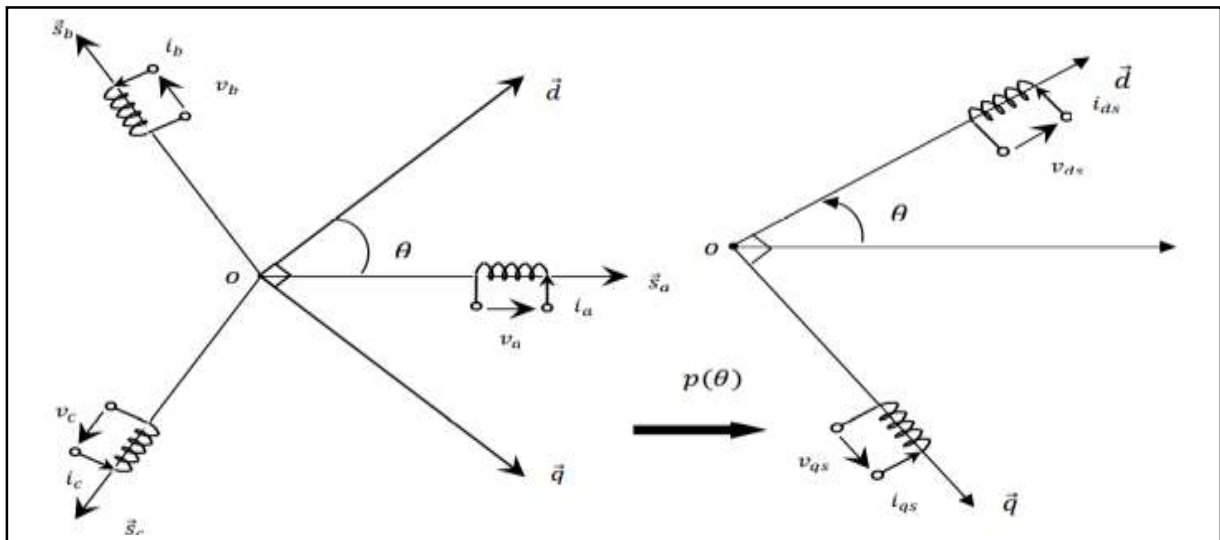


Figure I.15 : Différents couples qui agissent sur le rotor.

On remarque que le système d'équations est à coefficients variables en fonction de  $\theta$  (flux  $\varphi_{fa}$ ) qui contient des termes complexes. La résolution analytique de ce système est très difficile, ce qui nous conduira à l'usage de la transformation de Park qui permettra de rendre ces termes indépendants de la position et faciliter la résolution de ce système.

## I.10. Transformation de Park

Pour supprimer les non-linéarités du système d'équations différentielles on utilise la transformation de PARK qui est destinée à transformer le modèle de la machine triphasée en courant alternatif, en une machine où les variables électriques deviennent des grandeurs continues, donc elle fait correspondre aux variables réelles triphasées leurs composantes directes d'axe "d", transversale d'axe "q" et homopolaire « o », représentées par la figure (I.16). [18]



**Figure I.16 :** Passage triphasé - biphasé de la MSAP dans l'espace électrique

d, q : indices de composantes de PARK directe et en quadrature [22].

Ce passage doit conserver l'invariance de la f.é.m. et de la puissance instantanée qui est assurée par la matrice de passage  $[P(\theta)]$  dite la matrice de PARK.

### ✚ Passage triphasé au biphasé

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_0 \end{bmatrix} = [P(\theta)] \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (\text{I-12})$$

Avec:

$$[P(\theta)] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta - 4\pi/3) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 4\pi/3) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{I-13})$$

Le facteur  $2/3$  est choisi de façon à ce que la matrice  $[P(\theta)]$  soit orthogonale ce qui facilite le calcul de la matrice inverse.

### ✚ Passage biphasé au triphasé

$$\begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} = [P(\theta)]^{-1} \begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_0 \end{bmatrix} \quad (\text{I-14})$$

Puisque cette transformation est orthogonale, la matrice inverse est égale à la transposée.

$$[P(\theta)]^{-1} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 1 \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & 1 \\ \cos(\theta - 4\pi/3) & -\sin(\theta - 4\pi/3) & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{I-15})$$

Tel que la position sera définie par :

$$\theta(t) = \int_0^t \omega_\tau \cdot d\tau \quad (\text{I-16})$$

La variable « x » peut présenter, une tension, un courant ou un flux.

## I.11. Modélisation de la MSAP dans le repère de PARK

### I.11.1. Choix du référentiel

Il existe différentes possibilités concernant le choix du repère d'axe d, q qui dépendent des objectifs d'application :

1. Axes liés au stator.
2. Axes liés au champ tournant.

Dans notre cas, si on choisit le référentiel lié au rotor (champ tournant)  $(\vec{d}, \vec{q}) = (\vec{R}_d, \vec{R}_q)$

#### 1) Équations électriques

$$\begin{cases} v_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d}{dt} [\varphi_{ds}] - \omega \varphi_{qs} \\ v_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d}{dt} [\varphi_{qs}] + \omega \varphi_{ds} \end{cases} \quad (\text{I-17})$$

## 2) Relations entre flux et courants

La relation entre flux et courant est dans le repère  $(d, q)$  :

$$[\varphi_{dqs}] = [P(\theta)][\varphi_{abc,s}] \quad (\text{I-18})$$

Avec un calcul simple utilisant la matrice de PARK, conduit à :

$$\begin{cases} \varphi_{ds} = L_{ds}i_{ds} + \varphi_f \\ \varphi_{qs} = L_{qs}i_{qs} \end{cases} \quad (\text{I-19})$$

En remplaçant les expressions de  $\varphi_{ds}$  et  $\varphi_{qs}$  dans le système (I-17), on trouve :

$$\begin{cases} v_{ds} = R_s i_{ds} + L_{ds} \frac{di_{ds}}{dt} - L_{qs} \omega \cdot i_{qs} \\ v_{qs} = R_s i_{qs} + L_{qs} \frac{di_{qs}}{dt} + L_{ds} \omega \cdot i_{ds} + \omega \cdot \varphi_f \end{cases} \quad (\text{I-20})$$

Où :

- $L_{ds}$ : Inductance suivant l'axe «  $d$  »
- $L_{qs}$  : Inductance suivant l'axe «  $q$  »

## 3) Expression du couple électromagnétique

La puissance instantanée électrique aux bornes de la machine est :

$$P_e(t) = v_{as} \cdot i_{as} + v_{bs} \cdot i_{bs} + v_{cs} \cdot i_{cs} \quad (\text{I-21})$$

En utilisant les propriétés de la matrice de PARK, et après un calcul simple on trouve :

$$P_e(t) = v_{ds} \cdot i_{ds} + v_{qs} \cdot i_{qs} \quad (\text{I-22})$$

En remplaçant les expressions de  $v_{ds}$  et  $v_{qs}$  dans l'équation (I-22), il vient :

$$P_e(t) = [R_s(i_{ds}^2 + i_{qs}^2)] + \left[ (i_{ds} \frac{d\varphi_{ds}}{dt} + i_{qs} \frac{d\varphi_{qs}}{dt}) \right] + [(i_{qs}\varphi_{ds} - i_{ds}\varphi_{qs})\omega] \quad (\text{I-23})$$

- ✓ Le premier terme représente les pertes joules dans l'induit.
- ✓ Le deuxième terme représente la variation par unité de temps de l'énergie magnétique emmagasinée.
- ✓ Le troisième terme représente la puissance électrique transformée en puissance mécanique à l'intérieure de la machine, comme " $\omega$ " est la vitesse instantanée de rotation, on déduit l'expression du couple électromagnétique.

Sachant que :

$$P_e = C_e \cdot \Omega \quad (\text{I-24})$$

Et :

$$C_{em} = (\varphi_{ds}i_{qs} - \varphi_{qs}i_{ds}) \tag{I-25}$$

Puis en remplaçant  $\varphi_d$  et  $\varphi_q$

$$C_{em} = P((L_{ds} - L_{qs})i_{qs}i_{ds} + \varphi_f \cdot i_{qs}) \tag{I-26}$$

$\Rightarrow (L_{ds} - L_{qs})i_{qs}i_{ds}$  : Couple supplémentaire dû à la saillance des pôles.

$\Rightarrow \varphi_f \cdot i_{qs}$  : Couple obtenu avec une machine à pôles lisses.

D'où, l'équation mécanique générale de la machine est :

$$J \frac{d\Omega_r}{dt} + f\Omega_r = P((L_{ds} - L_{qs})i_{qs}i_{ds} + \varphi_f \cdot i_{qs}) \tag{I-27}$$

#### 4) Modèle en courant de la MSAP

D'après les équations (I.20), (I.25) et (I.26) et (I.27), on obtient le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} \frac{di_{ds}}{dt} = \frac{1}{L_{ds}}(v_{ds} - R_s i_{ds} + \omega \cdot L_{qs} i_{qs}) \\ \frac{di_{qs}}{dt} = \frac{1}{L_{qs}}(v_{qs} - R_s i_{qs} - \omega \cdot L_{ds} i_{ds} - \omega \varphi_f) \\ C_{em} = \frac{3}{2} P[(L_{ds} - L_{qs})i_{qs}i_{ds} + \varphi_f \cdot i_{qs}] \\ C_{em} - C_r - f\Omega = J \frac{d\Omega}{dt} \\ \Omega = \frac{\omega}{p} \end{cases} \tag{I-28}$$

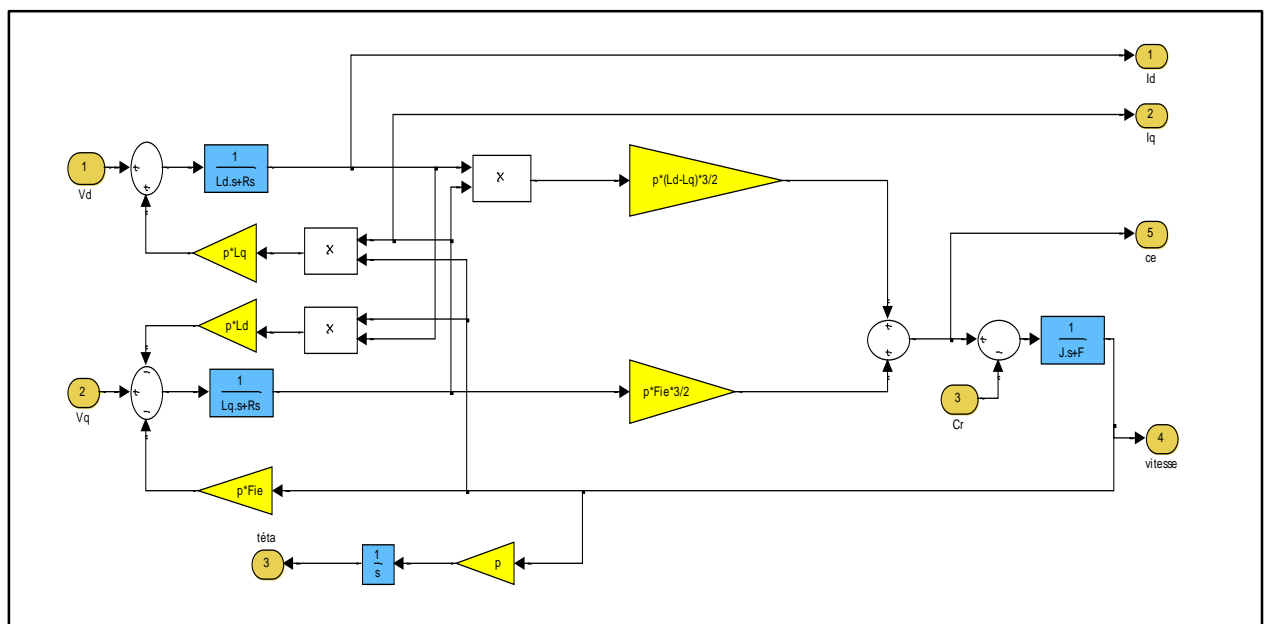


Figure I.17 : Schéma bloc d'une MSAP alimentée en tension

## I.12. Transformation de Concordia

Dans ce cas, on choisit le référentiel est lié au stator (référentiel stationnaire  $\theta = 0$ ) : axes désignés par  $(\alpha, \beta)$ . C'est le repère naturel ou stationnaire de la machine. Ce référentiel est très souvent utilisé dans l'étude des observateurs. Les équations électriques de la machine dans ce repère s'écrivent sous la forme suivante :

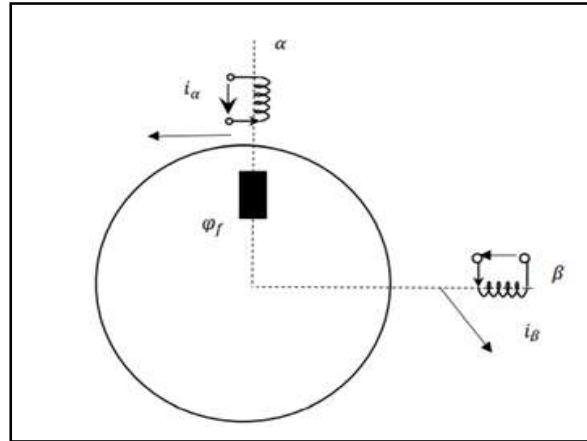


Figure I.18 : Représentation de la MSAP dans le repère  $(\alpha - \beta)$

### 1) Equations de tensions

$$\begin{cases} v_{s\alpha} = R_s \cdot i_{s\alpha} + L_s \frac{di_{s\alpha}}{dt} - \omega \cdot L_f \cdot \sin \theta \\ v_{s\beta} = R_s \cdot i_{s\beta} + L_s \frac{di_{s\beta}}{dt} + \omega \cdot L_f \cdot \cos \theta \end{cases} \quad (\text{I-29})$$

### 2) Equations de flux

$$\begin{cases} \varphi_{s\alpha} = L_s \cdot i_{s\alpha} + L_f \cos \theta \\ \varphi_{s\beta} = L_s \cdot i_{s\beta} + L_f \sin \theta \end{cases} \quad (\text{I-30})$$

### 3) Equations du couple électromagnétique

$$C_{em} = \frac{3}{2} P (\varphi_{s\alpha} \cdot i_{s\beta} - \varphi_{s\beta} \cdot i_{s\alpha}) \quad (\text{I-31})$$

Par conséquent les expressions des matrices, de Concordia et Concordia inverse, sont données respectivement par les relations suivantes :

$$[C] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & \frac{-1}{2} & \frac{-1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I-32})$$

$$[C]^{-1} = [C]^T = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \frac{-1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \frac{-1}{2} & \frac{-\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I-33})$$

La matrice de Concordia est normée par conséquent, son inverse est égal à sa transposée.

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

$$[X_{dq}] = [H][X_{\alpha\beta}] \quad (\text{I-34})$$

$$[H] = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \quad (\text{I-35})$$

Avec :

$[H]$ : matrice de passage  $(\alpha, \beta)$  au  $(d, q)$

### I.13. Mise sous forme d'équation d'état

Considérons les tensions  $(V_{ds}, V_{qs})$  et le flux d'excitation  $\varphi_f$  comme grandeurs de commande, les courants statoriques  $(i_{ds}, i_{qs})$  comme variable d'état et le couple résistant  $C_r$  comme perturbation. A partir des équations (I.18) on peut écrire le système d'équation suivant :

$$\begin{cases} [\dot{X}] = [A][X] + [B][U] \\ [\dot{Y}] = [C][X] + [D][U] \end{cases} \quad (\text{I-36})$$

- X : vecteur d'état ;
- U : vecteur de commande ;
- A : matrice fondamentale qui caractérise le système ;
- B : matrice d'application de la commande.

Sous forme matricielle on peut écrire le système d'équation (I.22) comme suit :

$$\frac{d}{dt} [X] = [A][X] + [B][U] \quad (\text{I-37})$$

Avec :

$$[X] = [i_{ds} \ i_{qs}]^T \quad (\text{I-38})$$

$$[v] = [v_{ds} \ v_{qs} \ \varphi_f]^T \quad (\text{I-39})$$

Et:

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_{ds} \\ \dot{I}_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-R_s}{L_{ds}} & \omega \frac{L_{qs}}{L_{ds}} \\ -\omega \frac{L_{ds}}{L_{qs}} & \frac{-R_s}{L_{qs}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_{ds}} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_{qs}} & \frac{-\omega}{L_{q.s}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \\ \varphi_f \end{bmatrix} \quad (\text{I-40})$$

## I.14. Modélisation de l'association convertisseur- MSAP

### I.14.1. Définition de l'onduleur

L'onduleur est un convertisseur statique assurant la conversion continu-alternatif. Si on dispose à l'entrée d'une tension continue, grâce à des semi-conducteurs, on relie chacune des bornes du récepteur une tension tantôt positive, tantôt négative [19] [20]. Par une séquence adéquate de commande des semi-conducteurs, il est donc possible de produire à la sortie de l'onduleur une tension alternative de valeur moyenne nulle. Cette tension peut comporter un ou plusieurs créneaux par alternance suivant qu'il s'agit d'une commande à un créneau par alternance ou d'une commande par Modulation de Largeur d'Impulsions (Pulse Width Modulation, en anglo-saxon).

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.14.2. Modélisation de l'onduleur de tension

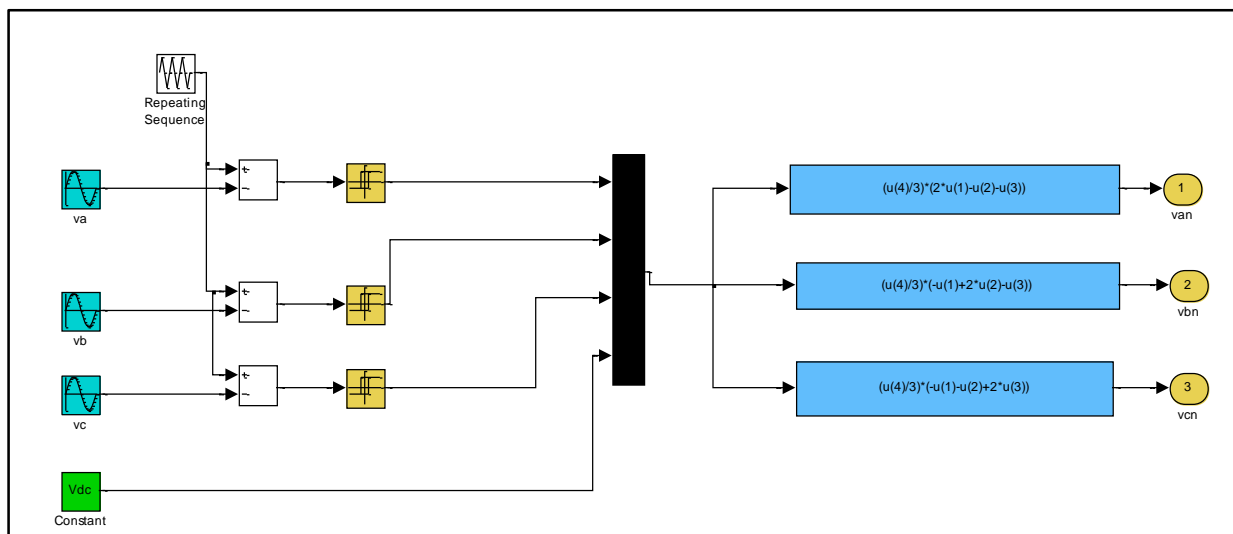
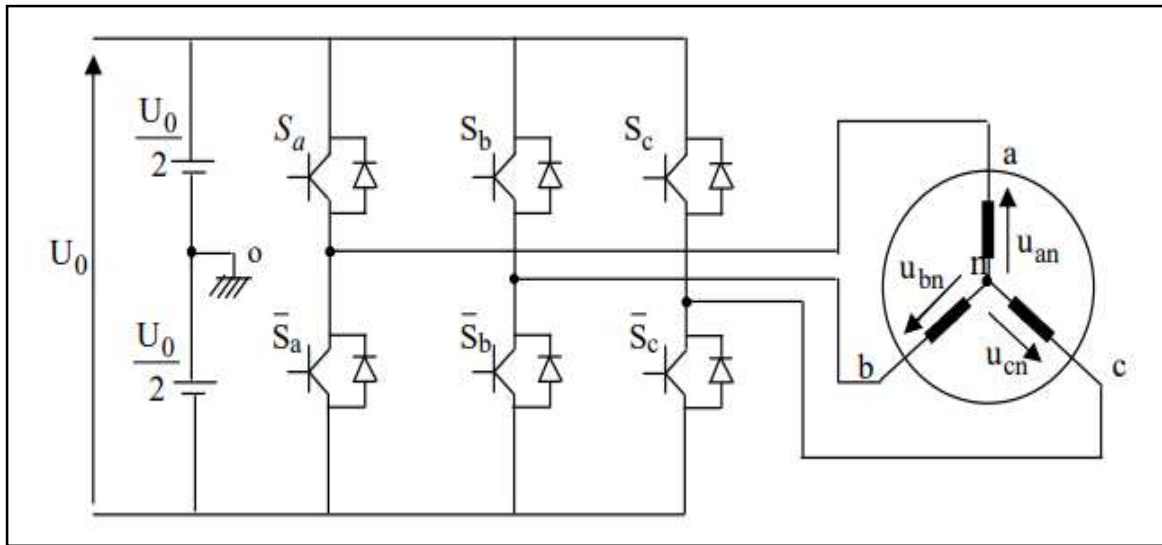


Figure I.19 : Schéma bloc d'un Onduleur

Pour un onduleur triphasé, les commandes des interrupteurs d'un bras sont complémentaires. Pour chaque bras, il y a donc deux états indépendants. Ces deux états peuvent être considérés comme une grandeur booléenne [21].

- $S_{1\ a,b,c}$  : Interrupteur du demi-bras haut (a,b ou c) fermé.
- $S_{0\ a,b,c}$  : Interrupteur du demi-bras bas (a,b ou c) fermé.

La figure (I.20) montre le schéma d'un onduleur triphasé avec sa charge :



**Figure I.20** : Schéma d'un onduleur de tension triphasé avec sa charge

Pour simplifier l'étude, on supposera que :

- La commutation des interrupteurs est instantanée ;
- La chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable ;
- La charge triphasée est équilibrée, couplée en étoile avec neutre isolé.

Pour les tensions composées  $u_{ab}$ ,  $u_{bc}$  et  $u_{ca}$ , on a :

$$\begin{cases} u_{ab} = u_{ao} + u_{ob} = u_{ao} - u_{bo} \\ u_{bc} = u_{bo} + u_{oc} = u_{bo} - u_{co} \\ u_{ca} = u_{co} + u_{oa} = u_{co} - u_{ao} \end{cases} \quad (\text{I-41})$$

$u_{ao}$ ,  $u_{bo}$  et  $u_{co}$ , peuvent être considérées comme des tensions d'entrée à l'onduleur (tensions continues).

Soit "n" l'indice du point neutre du côté alternatif, on a :

$$\begin{cases} u_{ao} = u_{an} + u_{no} \\ u_{bo} = u_{bn} + u_{no} \\ u_{co} = u_{cn} + u_{no} \end{cases} \quad (\text{I-42})$$

$u_{an}$ ,  $u_{bn}$  et  $u_{cn}$  sont les tensions simples de la machine et  $u_{no}$  est la tension fictive entre le neutre de la MSAP et le point fictif d'indice "o".

Sachant que la charge est équilibrée et le neutre isolé alors :

$$u_{an} + u_{bn} + u_{cn} = 0 \quad (\text{I-43})$$

La substitution de (I.42) dans (I.43) aboutit à :

$$u_{no} = \frac{1}{3}(u_{ao} + u_{bo} + u_{co}) \quad (\text{I-44})$$

En remplaçant (I-42) dans (I-44), on obtient :

$$\begin{cases} u_{an} = \frac{2}{3}u_{ao} - \frac{1}{3}u_{bo} - \frac{1}{3}u_{co} \\ u_{bn} = -\frac{1}{3}u_{ao} + \frac{2}{3}u_{bo} - \frac{1}{3}u_{co} \\ u_{cn} = -\frac{1}{3}u_{ao} - \frac{1}{3}u_{bo} + \frac{2}{3}u_{co} \end{cases} \quad (\text{I-45})$$

Alors :

$$\begin{cases} u_{an} = \frac{u_0}{3}(2S_a - S_b - S_c) \\ u_{bn} = \frac{u_0}{3}(-S_a + 2S_b - S_c) \\ u_{cn} = \frac{u_0}{3}(-S_a - S_b + 2S_c) \end{cases} \quad (\text{I-46})$$

### I.14.3. Commande par modulation sinus-triangle

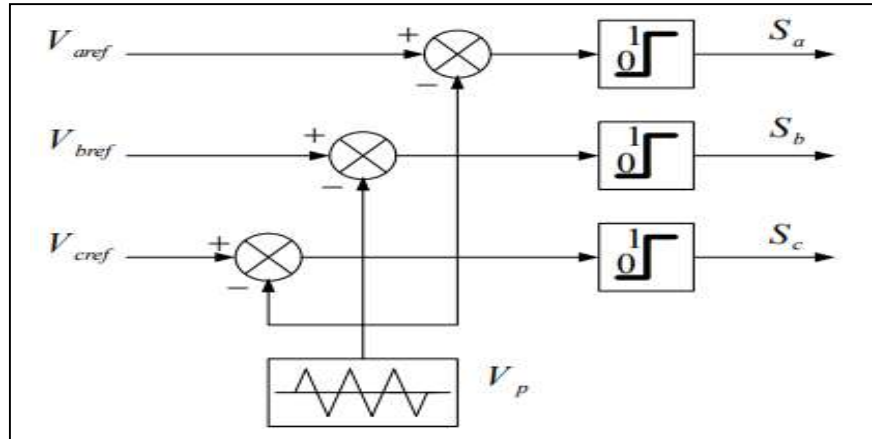
La technique de la MLI naturelle repose sur la comparaison entre deux signaux [22] :

- Le premier, qui est appelé signal de référence (Modulatrice) représente l'image de la sinusoïde qu'on désire à la sortie de l'onduleur. Ce signal est modulable en amplitude et en fréquence ;
- Le second, qui est appelé signal de la porteuse (Triangulaire), définit la cadence de la commutation des interrupteurs statiques de l'onduleur. C'est un signal de hautes fréquences (HF) par rapport au signal de référence.

L'onde en impulsion est meilleure que l'onde rectangulaire si [21] :

$$f_{porteuse} > 20.f_{ref}$$

Le schéma de principe de cette technique est donné par la figure (I.21).



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

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

$$\text{Si } V_{i.ref} \geq V_p \Rightarrow S_i = 1 \text{ sinon } S_i = 0, i = a, b, c$$

Les tensions de références sinusoïdales sont exprimées par :

$$\begin{cases} V_{a.ref} = V_m \sin(\omega t) \\ V_{b.ref} = V_m \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_{c.ref} = V_m \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (\text{I-47})$$

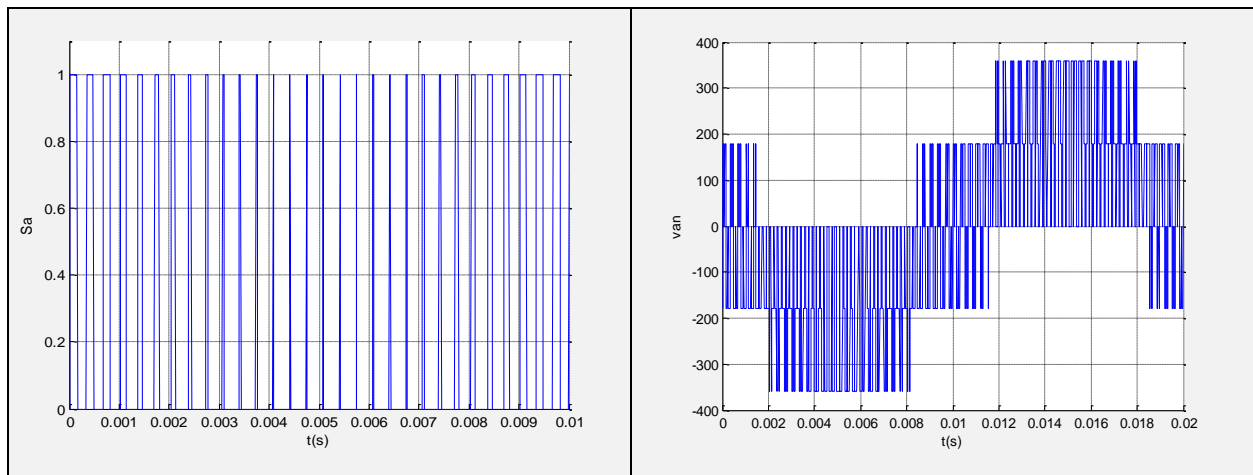
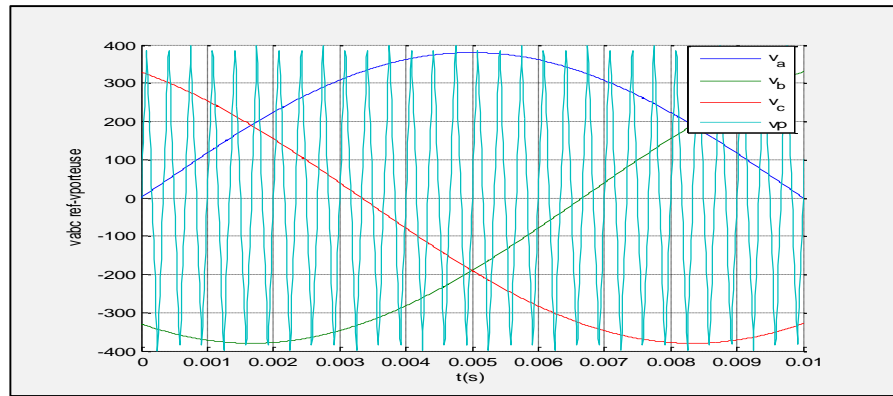
L'équation de la porteuse triangulaire est exprimée par :

$$\begin{cases} V_{pm} \left[4\left(\frac{t}{T_p}\right) - 1\right] & \text{si } 0 \leq t \leq \frac{T_p}{2} \\ V_{pm} \left[-4\left(\frac{t}{T_p}\right) + 3\right] & \text{si } \frac{T_p}{2} \leq t \leq T_p \end{cases} \quad (\text{I-48})$$

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

- 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  $V_{pm}$ , ( $r = V_m/V_{pm}$ ).

La figure (I.22) représente le principe de la commande par MLI sinus-triangle dont  $r = 0.95$  et  $m = 21$ .



**Figure I.22 :** Principe de la commande par MLI sinus triangle.

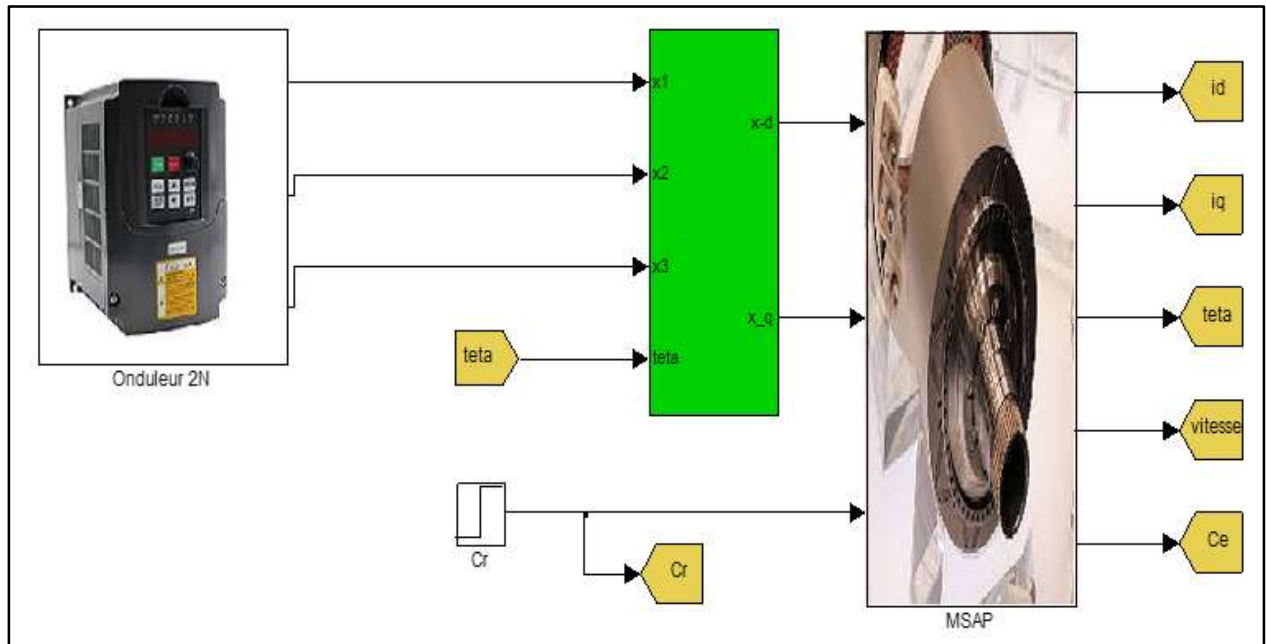
La modulation sinus-triangle présente l'inconvénient de générer des impulsions dissymétriques par rapport à une période de la porteuse. Ainsi, les instants de commutation peuvent être exprimés sous forme analytique simple ; ce qui rend délicate sa mise en œuvre dans les applications numériques [21].

L'avantage majeur de la technique de modulation sinus-triangle naturelle est de réduire la pollution (élimination d'harmoniques non désirés) ou de minimiser les oscillations sur la vitesse le couple et les courants ; ce qui permettra de réduire la pollution en harmoniques dans le réseau électrique avec minimisation des pertes dans le système et donc amélioration du rendement.

#### **I.14.4. Modélisation et simulation de l'association MSAP-Onduleur de tension**

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.

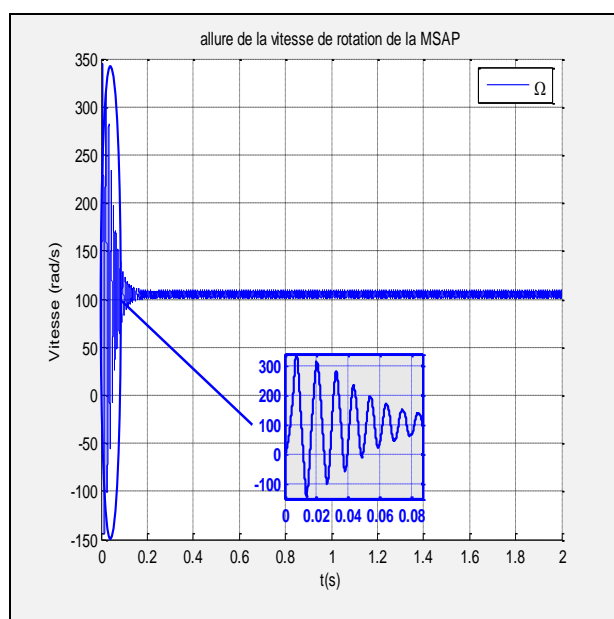
La figure (I.23) illustre le schéma bloc de la simulation de la MSAP, en première étape pour un démarrage à vide sous une alimentation de tension  $V=220(V)$  et de fréquence 50 Hz. En deuxième étape on applique un couple résistant de 10N.m à l'instant  $t = 1s$ .



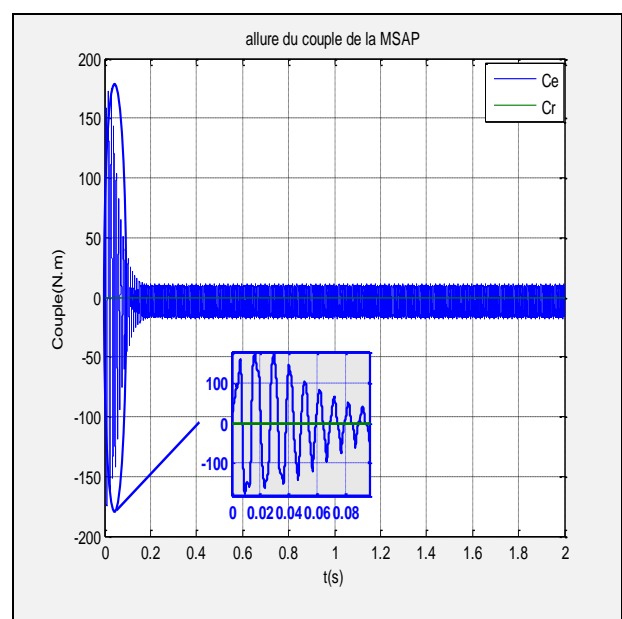
**Figure I.23 :** Schéma block de l'association MSAP – Onduleur triphasé de tension à deux niveaux.

### I.14.5. Résultats de simulation

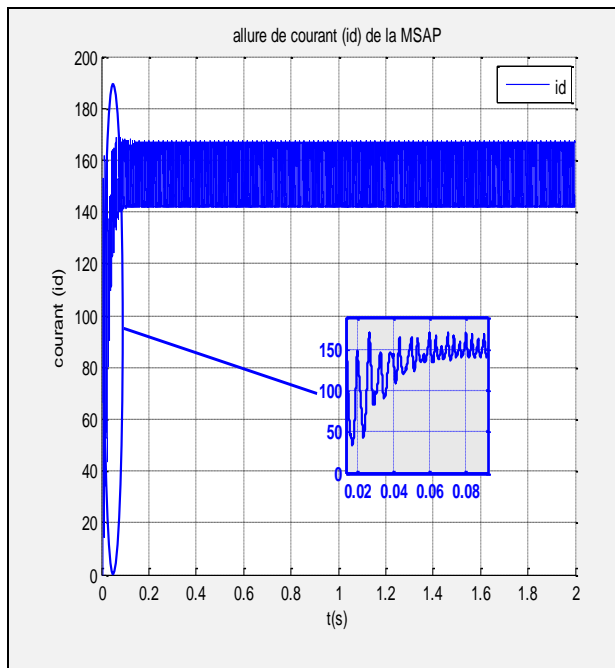
#### ✚ Test à vide



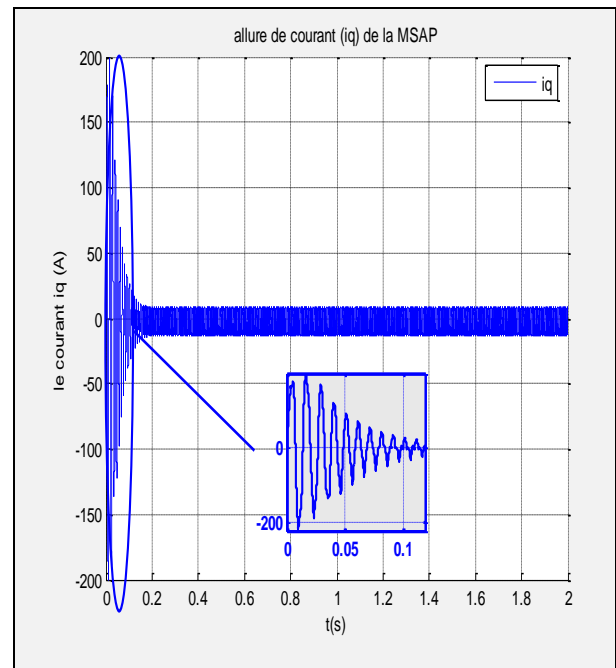
(a)



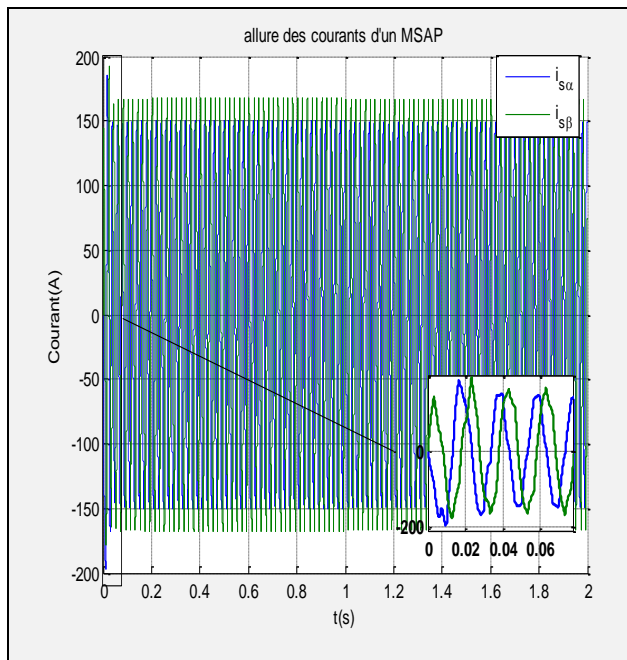
(b)



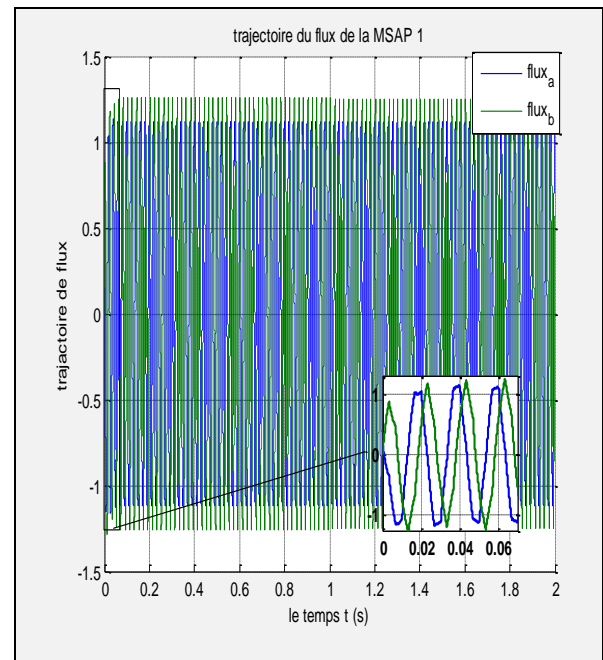
(c)



(d)



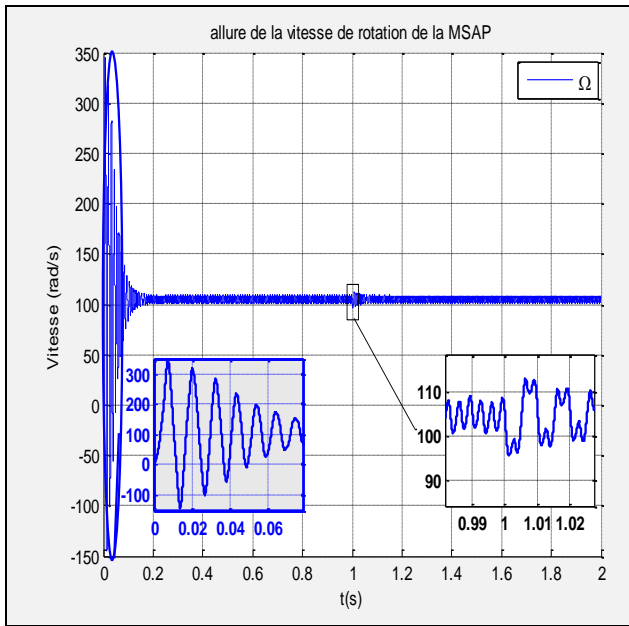
(e)



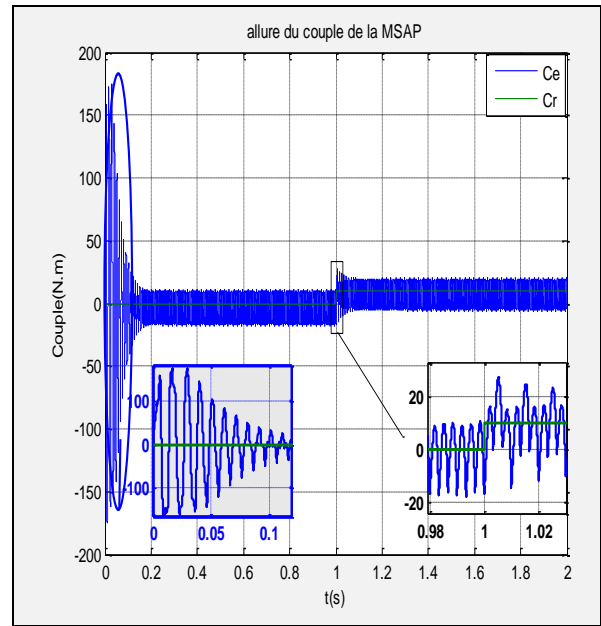
(f)

**Figure (I.24) :** Résultats de simulation de la MSAP alimentée par onduleur MLI à vide.

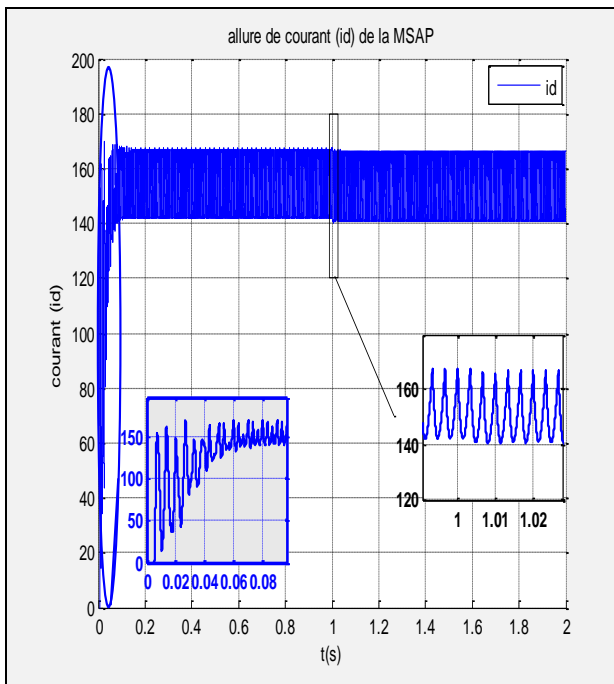
Teste en charge



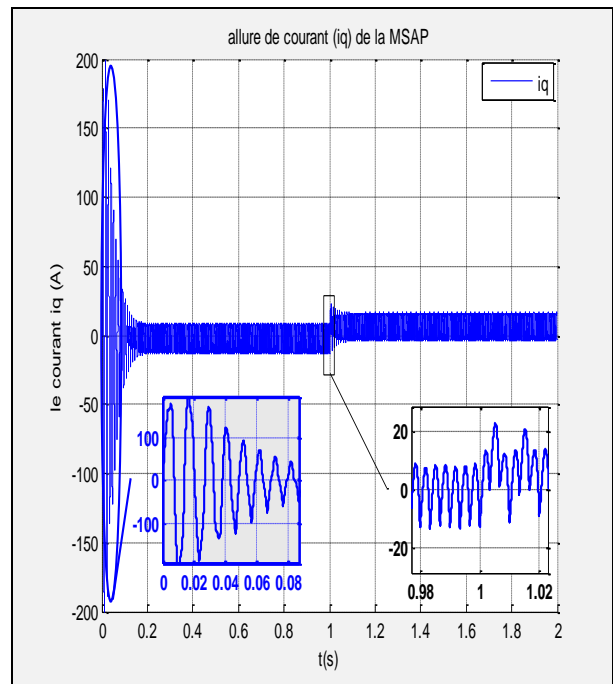
(a)



(b)



(c)



(d)

**Figure (I.25) :** Résultats de simulation de la MSAP alimentée par onduleur MLI en charge

La figure [I.24-(a)] illustre l'allure de la vitesse, on remarque qu'au démarrage il y'a un pic très important, ce qui représente une contradiction vis à vis la souplesse de la machine, car on sait que l'MSAP démarre avec un couple modéré. En outre le courant absorbé lors de démarrage direct comme le montre les figures [I.24-(e)] est très fort, théoriquement ceci peut endommager soit le

convertisseur soit la machine en elle-même, donc ces résultats confirment la non faisabilité pratique d'un démarrage sans control de l'MSAP.

La figure (I.24-(f)) montre la caractéristique du flux statorique, il s'installe d'une manière correcte et sinusoïdale.

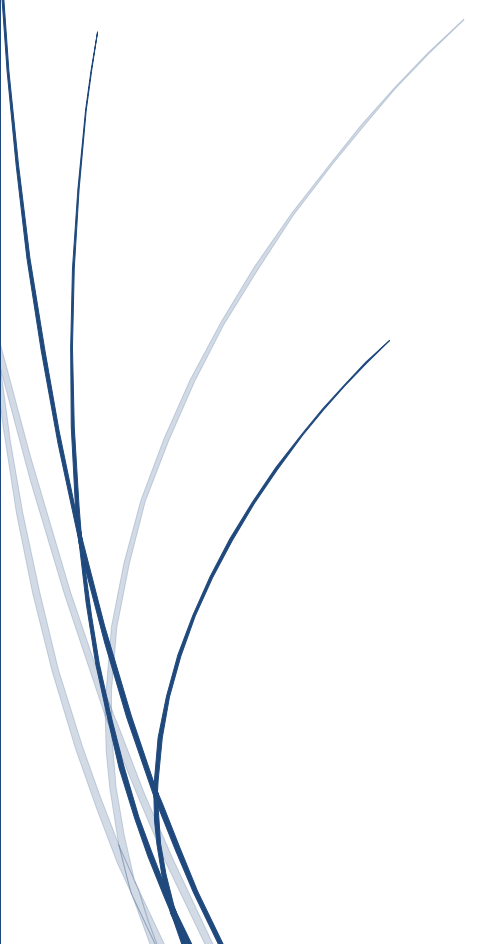
## **I.16. Conclusion**

Dans ce chapitre, on a présenté le principe de la machine synchrone a aiment permanent et son modèle mathématique. Les résultats obtenus de simulation confirment la faisabilité de ce modèle, en outre on a confirmé que la MSAP ne peut démarrer directement sur le réseau comme il est indiqué à l'étude théorique.



# *Chapitre 02*

**Commande d'un moteur synchrone  
à aimant permanent par la DTC**



## ***II. La Commande Directe du Couple (DTC) de la Machine synchrone a aimant permanent***

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

Pendant les dernières années, des nouvelles stratégies de contrôle direct sont apparues. Ces stratégies, que nous classifions de contrôle direct de deuxième génération sont aussi basées sur le même principe de régulation instantanée du couple et du flux statorique et la détermination directe des signaux de commande de l'onduleur [23]. Cependant, au contraire des lois classiques, les lois de contrôle direct deuxième génération exigent une implémentation numérique sur une plate-forme de commande hautes performances comportant, entre autres, des microprocesseurs ou microcontrôleurs numériques. Généralement, leur algorithme de commande prévoit l'utilisation d'un modèle mathématique valable pour l'optimisation des paramètres de la machine.

La commande directe du couple DTC (Direct Torque Control) a été introduite en 1985 par DEPENBROCK et TAKAHASHI elle a connue des développements à la fin de 1980 notamment par ABB également appelée Direct Self- Control (DSC), elle est surtout utilisée en traction de forte puissance. Elle permet de calculer les grandeurs de contrôle qui sont le flux statorique et le couple électromagnétique à partir des mesures de courants et tensions statoriques [24] [25].

### **II.2. Principe générale de la Commande DTC**

Le contrôle direct du couple d'une machine synchrone à aimants permanents repose sur la détermination de la séquence de commande à appliquer aux interrupteurs de l'onduleur pour délivrer la vecteur-tension statorique. Ces vecteurs sont choisis à partir d'une table de commutation qui remplace le générateur de MLI des structures classiques de contrôle des onduleurs de tension (commande vectorielle par exemple). Dans cette technique, on utilise des comparateurs à hystérésis dont la fonction est de contrôler l'état des variables de contrôle du système, à savoir l'amplitude du flux statorique et du couple électromagnétique [26] [27].

#### **II.2.1. Stratégie de Commande Directe de Couple et de Flux**

Takahashi a proposé une stratégie de commande de couple et de flux (DTC) [28] [29] [30] [31] [32] qui est basée sur l'algorithme suivant :

- Pour chaque coup d'horloge, on mesure les courants de ligne et les tensions par phase du MSAP ;

- Le domaine temporel est divisé en des périodes de durée  $T_e$  réduites ( $T_e \leq 50 \mu s$ );
- On reconstitue les composantes du vecteur de flux statorique, en utilisant les équations (II.13-15) ;
- On estime le couple électromagnétique du MSAP, en utilisant l'estimation du flux statorique et la mesure des courants de lignes, en utilisant l'équation (II.16) ;
- On détermine la séquence de fonctionnement de l'onduleur pour commander le flux et le couple suivant une logique qu'on va présenter dans ce que suit.

### II.2.2. Contrôle du vecteur de flux statorique

Le contrôle direct du couple est basé sur l'orientation du flux statorique ; De l'équation (2) on déduit l'expression du flux statorique dans le référentiel  $(\alpha, \beta)$  lié au stator de la MSAP, et est donnée par l'équation suivante [28] [33] [32] :

$$\bar{V}_s = r_s \bar{i}_s + \frac{d\bar{\varphi}_s}{dt} \quad (\text{II-1})$$

On obtient :

$$\bar{\varphi}_s = \bar{\varphi}_{s0} + \int_0^t (\bar{V}_s - r_s \bar{i}_s) dt \quad (\text{II-2})$$

La chute de tension due à la résistance du stator peut être négligée (pour les grandes vitesses), on trouve alors :

$$\bar{\varphi}_s \approx \bar{\varphi}_{s0} + \int_0^t \bar{V}_s dt \quad (\text{II-3})$$

Pendant une période d'échantillonnage, le vecteur de tension appliqué au MSAP reste constant, on peut écrire alors :

$$\bar{\varphi}_s(k+1) \approx \bar{\varphi}_s(k) + \bar{V}_s T_e \quad (\text{II-4})$$

Ou encore :

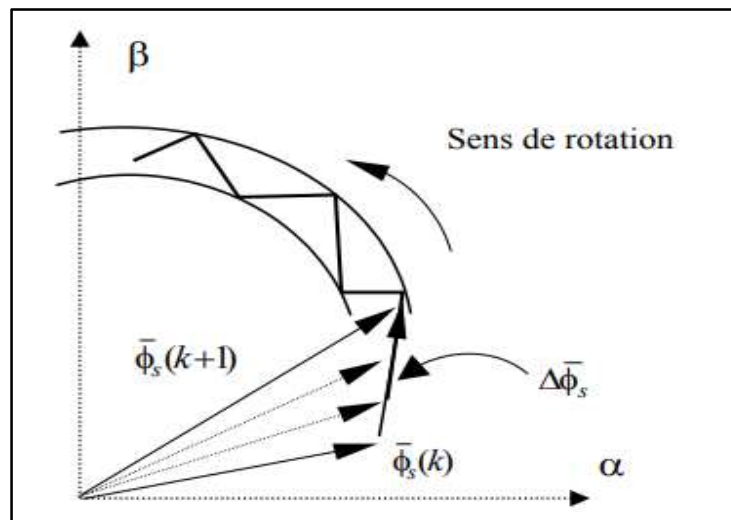
$$\Delta \bar{\varphi}_s \approx \bar{V}_s T_e \quad (\text{II-5})$$

Avec :

- $\bar{\varphi}_s(k)$  : c'est le vecteur de flux statorique au pas d'échantillonnage actuel ;
- $\bar{\varphi}_s(k+1)$  : c'est le vecteur du flux statorique au pas d'échantillonnage suivant ;
- $\Delta \bar{\varphi}_s$  : c'est la variation du vecteur flux statorique ( $\bar{\varphi}_s(k+1) - \bar{\varphi}_s(k)$ ) ;
- $T_e$  : c'est la période d'échantillonnage.

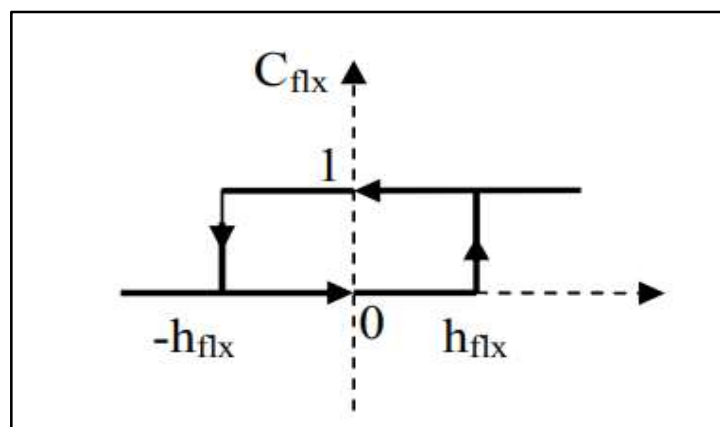
Dans le cas d'une machine synchrone à aimants permanents, le flux statorique changera même si on applique des vecteurs de tension nuls, puisque l'aimant tourne avec le rotor. Par conséquent, les vecteurs de tension nuls ne sont pas utilisés pour contrôler le flux statorique. En d'autres termes,  $\bar{\varphi}_s$  devrait être toujours en mouvement par rapport au flux rotorique [28] [31] [33].

La figure (II.1) montre que la sélection des tensions  $V_i$  correspondant au contrôle de l'amplitude de flux statorique  $\varphi_s$ , dans le plan  $(\alpha, \beta)$ . L'équation (II.5) montre que lors de l'application d'un vecteur tension constant, l'extrémité du vecteur flux statorique évolue dans le temps décrivant une droite parallèle à ce vecteur tension, et en se déplaçant dans la direction du vecteur tension statorique  $V_s$  à une vitesse égale à son amplitude [34].



**Figure II.1** : Évolution du vecteur de flux statorique dans le plan  $(\alpha, \beta)$ .

Donc pour augmenter le flux statorique, il suffit d'appliquer un vecteur de tension qui lui est colinéaire et dans sa direction, et vice versa.



**Figure II.2** : Comparateur à hystérésis utilisé pour contrôler le flux statorique.

Un comparateur à hystérésis à deux niveaux est utilisé pour la correction de flux, a pour but de maintenir l'extrémité du vecteur flux statorique  $\bar{\varphi}_s$  dans une couronne circulaire comme le montre la figure (II.2), la sortie de ce comparateur est une variable booléenne prenant la valeur (1) lorsque l'erreur du flux est positive et (0) lorsqu'elle est négative. La largeur de la bande d'hystérésis est choisie suivant l'intervalle de commande des interrupteurs, lui-même choisi en fonction de la fréquence de commutation des interrupteurs ainsi que du temps de calcul dans les applications pratiques [35].

On peut écrire ainsi :

$$\begin{cases} \text{si } \Delta\bar{\varphi}_s > h_{flx} & \Rightarrow C_{flx} = 1 \\ \text{si } 0 \leq \Delta\bar{\varphi}_s \leq h_{flx} & \text{et } \frac{d\Delta\bar{\varphi}_s}{dt} > 0 & \Rightarrow C_{flx} = 0 \\ \text{si } 0 \leq \Delta\bar{\varphi}_s \leq h_{flx} & \text{et } \frac{d\Delta\bar{\varphi}_s}{dt} < 0 & \Rightarrow C_{flx} = 1 \\ \text{si } \Delta\bar{\varphi}_s < h_{flx} & \Rightarrow C_{flx} = 0 \end{cases}$$

### II.2.3. Contrôle du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique est proportionnel au produit vectoriel des deux flux statorique et rotorique [34].

$$C_e = k(\bar{\varphi}_s \times \bar{\varphi}_r) = k|\bar{\varphi}_s||\bar{\varphi}_r| \sin \theta \quad (\text{II-6})$$

Tels que :  $k = p/l_q$

Avec :

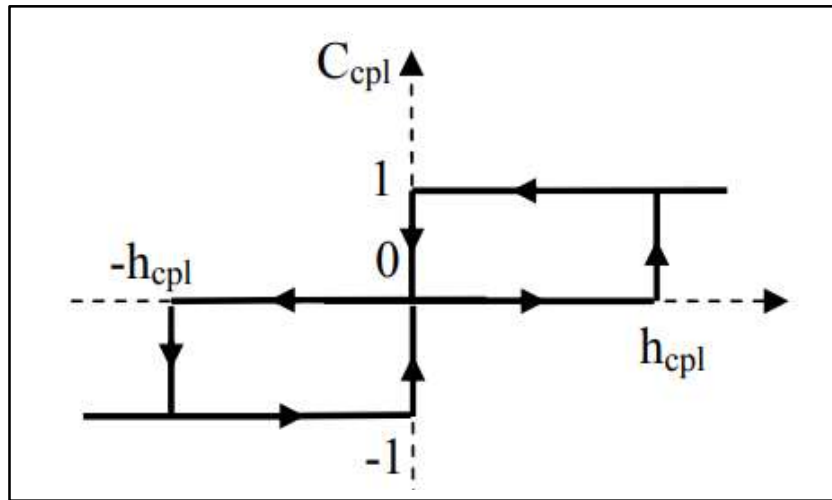
- $\bar{\varphi}_s$  : c'est le vecteur de flux statorique ;
- $\bar{\varphi}_r'$  : c'est le vecteur de flux rotorique ramené au stator ;
- $\theta$  : c'est le déphasage entre les deux flux. Le flux statorique est la somme du flux rotorique et de flux de fuites totales.

Les dynamiques de ces deux composantes ne sont pas les mêmes :

- Le flux de fuites a une dynamique rapide suite aux variations de la tension, car les inductances de fuites sont faibles
- Le flux rotorique, dépendant de l'inductance magnétisante, a une dynamique plus lente, environ dix fois plus lente en référence au coefficient de dispersion  $\sigma$  dont la valeur moyenne est d'environ (0,1).

Dans ces conditions, on peut supposer qu'entre deux commutations, le flux rotorique reste constant. Par contre, le flux statorique est directement affecté par les variations des flux de fuites. Donc le couple dépend uniquement du produit  $|\bar{\varphi}_s| \sin \theta$ . Comme l'amplitude du flux statorique varie assez peu, la variation du couple peut être réalisée par variation de l'angle  $\theta$  [34].

Le couple dépend donc de l'amplitude des deux vecteurs  $\bar{\varphi}_s$  et  $\bar{\varphi}_r'$  et de leur position relative. Si l'on parvient à contrôler parfaitement le flux  $\bar{\varphi}_s$  (à partir de  $\bar{V}_s$ ) en module et en position, on peut donc contrôler l'amplitude de  $\bar{\varphi}_s$ , et le couple électromagnétique de façon découplée.



**Figure II.3** : Comparateur à hystérésis à trois niveaux utilisés pour le réglage du couple électromagnétique

Pour la correction du couple en utilisant un comparateur à hystérésis à trois niveaux, donné par la figure (II.3) : Utilisé pour contrôler le moteur dans les deux sens de rotation. Ce comparateur est modélisé par l'algorithme de l'équation (II.6), tels que ' $C_{cpl}$ ' représente l'état de sortie du comparateur et ' $h_{cpl}$ ' la limite de la bande d'hystérésis [35].

### II.3. Sélection des vecteurs des tensions

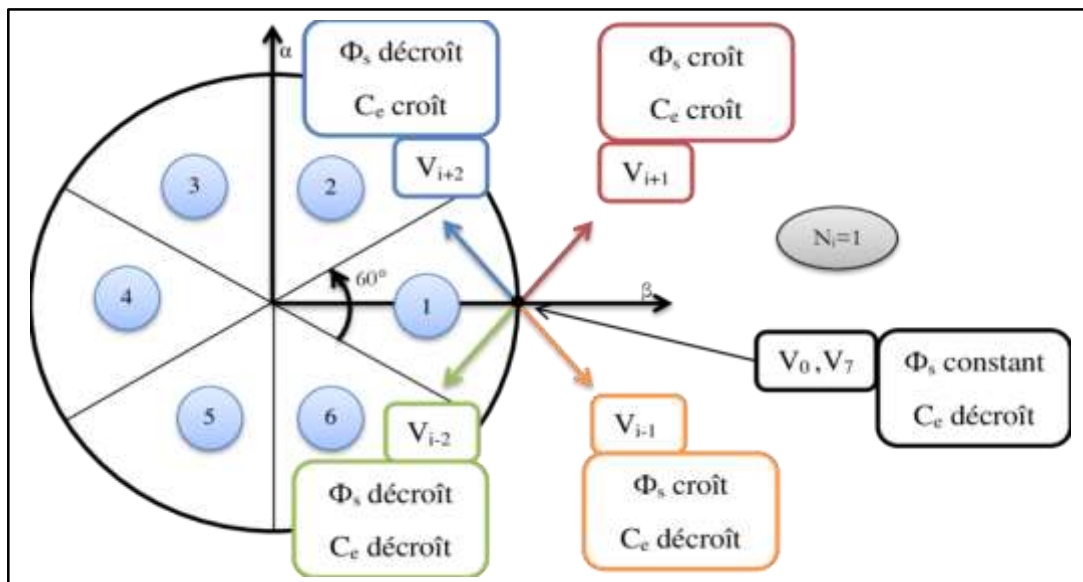
Le choix du vecteur  $\bar{V}_s$  dépend de la position du  $\bar{\varphi}_s$  dans le référentiel  $(\alpha, \beta)$ , de la variation souhaitée pour le module de  $\bar{\varphi}_s$ , de la variation souhaitée pour le couple, et du sens de rotation de  $\bar{\varphi}_s$  [36].

L'espace d'évolution de  $\varphi_s$  dans  $(\alpha, \beta)$  est décomposé en six zones  $i$ , Avec  $i = [1,6]$ , tel qu'il est représenté sur la figure (II.4).

Lorsque le flux  $\bar{\varphi}_s$  se trouve dans une zone  $i$ , le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnant l'un des huit vecteurs tensions suivants :

- ⇒ Si  $\bar{V}_{i+1}$  est sélectionné alors  $\bar{\varphi}_s$  croît et  $C_e$  croît ;
- ⇒ Si  $\bar{V}_{i-1}$  est sélectionné alors  $\bar{\varphi}_s$  croît et  $C_e$  décroît ;
- ⇒ Si  $\bar{V}_{i+2}$  est sélectionné alors  $\bar{\varphi}_s$  décroît et  $C_e$  croît ;
- ⇒ Si  $\bar{V}_{i-2}$  est sélectionné alors  $\bar{\varphi}_s$  décroît et  $C_e$  décroît ;
- ⇒ Si  $\bar{V}_0$  ou  $\bar{V}_7$  sont sélectionnées, alors la rotation du flux  $\bar{\varphi}_s$  est arrêtée, d'où une décroissance du couple alors que le module du flux  $\bar{\varphi}_s$  reste inchangée.

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



**Figure II.4** : Choix du vecteur tension.

- ❖ En effet, en début de zone, les vecteurs  $\bar{V}_{i+1}$  et  $\bar{V}_{i-2}$  sont perpendiculaires à  $\bar{\varphi}_s$  d'où une évolution rapide du couple mais une évolution lente de l'amplitude du flux  $\bar{\varphi}_s$ , alors qu'en fin de zone, l'évolution est inverse. Avec les vecteurs  $\bar{V}_{i-1}$  et  $\bar{V}_{i+2}$ , il correspond à une évolution lente du couple et rapide de l'amplitude de  $\bar{\varphi}_s$  en début de zone, alors qu'en fin de zone c'est le contraire.
- ❖ Quel que soit le sens d'évolution du couple ou du flux, dans la zone  $i$ , les deux vecteurs  $\bar{V}_{i1}$  et  $\bar{V}_{i+3}$  ne sont jamais utilisés. En effet, ceux-ci ont la "composante de flux" la plus forte (évolution très rapide de  $\bar{\varphi}_s$ ) mais l'effet sur le couple lui, dépend de la position de  $\bar{\varphi}_s$  dans la zone, avec un effet nul en milieu de zone.

- ❖ Le vecteur de tension à la sortie de l'onduleur est déduit des écarts de couple et de flux, estimés par rapport à leur référence, ainsi que de la position du vecteur  $\bar{\varphi}_s$ . Un estimateur de  $\bar{\varphi}_s$  en module et en position ainsi qu'un estimateur de couple sont donc nécessaires.

## II.4. Estimateurs

Les principes de la DTC ont été décrits dans leur ensemble. Cependant, les consignes d'entrée du système de contrôle sont le couple et l'amplitude du flux statorique. Les performances du système de contrôle dépendent de la précision dans l'estimation de ces valeurs [37] [32] [28].

### II.4.1. Estimation du flux statorique

L'amplitude du flux statorique est estimée à partir de ces composantes suivant les axes  $(\alpha, \beta)$  à partir de l'équation suivante [38] [38] :

$$\bar{V}_s = R_s \bar{i}_s + \frac{d}{dt} \bar{\varphi}_s \quad (\text{II-7})$$

L'expression du flux statorique s'écrit :

$$\bar{\varphi}_s = \int_0^t (\bar{V}_s - R_s \bar{i}_s) dt \quad (\text{II-8})$$

On obtient les tensions  $V_{s\alpha}$  et  $V_{s\beta}$ , composantes de  $\bar{V}_s$  à partir de la tension d'entrée mesurée de l'onduleur  $U_c$ , des états de commande  $(C_{k1}, C_{k2}, C_{k3})$  et en utilisant la transformation de Concordia :

$$\bar{V}_s = v_{s\alpha} + jv_{s\beta} \quad (\text{II-9})$$

$$\begin{cases} v_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_c \left( C_1 - \frac{1}{2} (C_2 + C_3) \right) \\ v_{s\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_c (C_2 - C_3) \end{cases} \quad (\text{II-10})$$

De même les courants  $i_{s\alpha}$  et  $i_{s\beta}$  sont obtenus à partir de la mesure des courants réels  $i_{s1}$ ,  $i_{s2}$  et  $i_{s3}$  ( $i_{s1} + i_{s2} + i_{s3} = 0$ ) et par application de la transformation de Concordia :

$$\bar{i}_s = i_{s\alpha} + ji_{s\beta} \quad (\text{II-11})$$

$$\begin{cases} i_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} i_{s1} \\ i_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} (i_{s2} - i_{s3}) \end{cases} \quad (\text{II-12})$$

Le calcul des flux statoriques se fait selon les expressions suivantes :

$$\begin{cases} \hat{\varphi}_{s\alpha} = \int_0^t (\bar{V}_{s\alpha} - R_s \bar{i}_{s\alpha}) dt \\ \hat{\varphi}_{s\beta} = \int_0^t (\bar{V}_{s\beta} - R_s \bar{i}_{s\beta}) dt \end{cases} \quad (\text{II-13})$$

Le module du flux statorique s'écrit :

$$|\varphi| = \sqrt{\varphi_{s\alpha}^2 + \varphi_{s\beta}^2} \quad (\text{II-14})$$

La zone ou bien le secteur dans lequel se situe le vecteur  $\bar{\varphi}_s$  est déterminé à partir des composantes  $\varphi_{s\alpha}$  et  $\varphi_{s\beta}$ . L'angle  $\theta_s$  entre le référentiel statorique et le vecteur est égal à :

$$\theta_s = \text{Arctg}\left(\frac{\hat{\varphi}_{s\beta}}{\hat{\varphi}_{s\alpha}}\right) \quad (\text{II-15})$$

#### II.4.2. Estimation du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique peut être estimé à partir de l'estimation du flux et de la mesure du courant en utilisant l'expression du couple en fonction du flux et du courant statorique donnée par l'équation :

$$\hat{C}_e = P[\hat{\varphi}_{s\alpha} i_{s\beta} - \hat{\varphi}_{s\beta} i_{s\alpha}] \quad (\text{II-16})$$

### II.5. Elaboration du vecteur de commande pour la DTC

#### II.5.1. Le correcteur du flux

Ce type de correcteur est de but de maintenir l'extrémité du vecteur dans une couronne circulaire comme le montre la figure (II.6). La sortie du correcteur est représentée par une variable booléenne ( $C_{flx}$ ), indique directement si l'amplitude du flux doit être augmenté ( $C_{flx} = 1$ ) ou diminuée ( $C_{flx} = 0$ ) de façon à maintenir :

$$|\varphi_s^* - \hat{\varphi}_s| \leq \Delta\varphi_s \quad (\text{II-17})$$

Avec :

$\Rightarrow \varphi_s^*$  : La consigne de flux.

$\Rightarrow \Delta\varphi_s$  : Largeur d'hystérésis du correcteur.

La sortie du correcteur doit indiquer le sens d'évolution du module du flux. Les deux seuils du comparateur sont choisis suivant l'ondulation tolérée par le flux statorique.

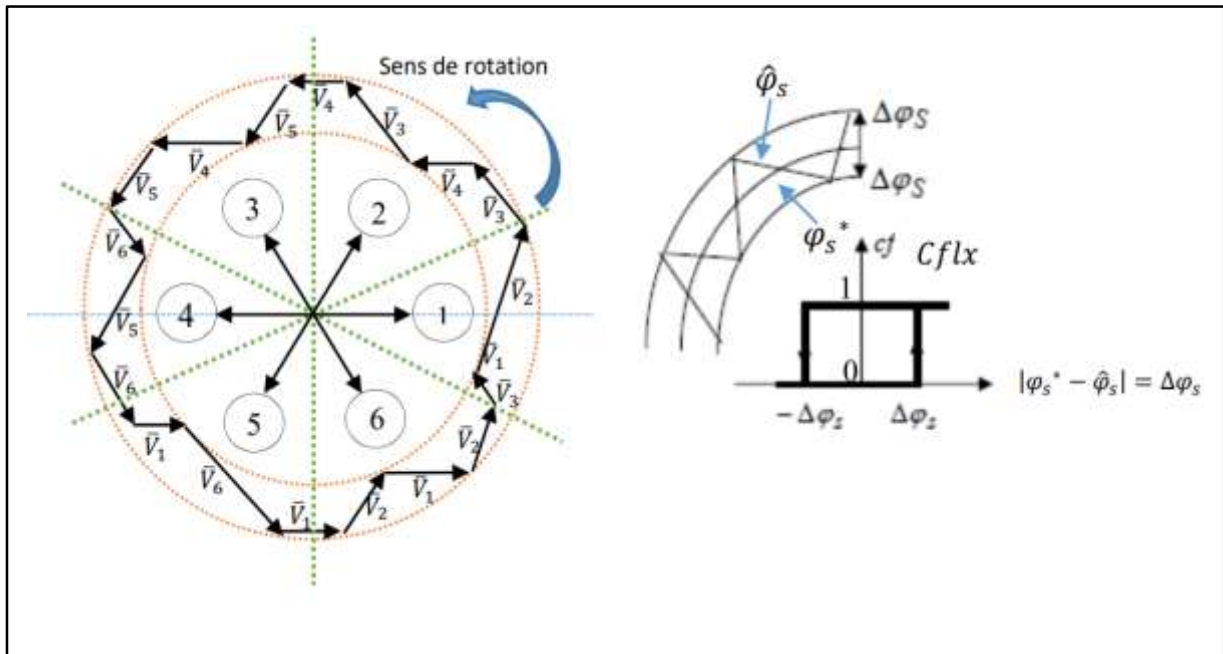
On peut écrire alors :

$$\begin{cases} \text{si } \Delta\bar{\varphi}_s > \varepsilon_\varphi & \Rightarrow k_\varphi = 1 \\ \text{si } 0 \leq \Delta\bar{\varphi}_s \leq \varepsilon_\varphi & \text{et } d\Delta\bar{\varphi}_s/dt > 0 & \Rightarrow k_\varphi = 0 \\ \text{si } 0 \leq \Delta\bar{\varphi}_s \leq \varepsilon_\varphi & \text{et } d\Delta\bar{\varphi}_s/dt < 0 & \Rightarrow k_\varphi = 1 \\ \text{si } \Delta\bar{\varphi}_s < -\varepsilon_\varphi & \Rightarrow k_\varphi = 0 \end{cases}$$

$\Rightarrow k_\varphi = 0$  : Signifier qu'il faut réduire le flux.

$\Rightarrow k_\varphi = 1$  : Signifier qu'il faut augmenter le flux.

Ce régulateur à hystérésis à deux niveaux convient parfaitement pour avoir des bonnes performances dynamiques.



**Figure II.5 :** Correcteur du flux à hystérésis et sélection des vecteurs tensions

### II.5.2. Correcteur du couple

Le correcteur de couple a pour but de maintenir le couple dans les limites admissibles définies comme suit :

$$|C_e^* - \hat{C}_e| \leq \Delta C_e \quad (\text{II-18})$$

Avec :

- $C_e^*$  : La consigne du couple.
- $\Delta C_e$  : La bande d'hystérésis du correcteur.

Cependant une différence avec le contrôle du flux est que le couple peut être positif ou négatif selon le sens de rotation de la machine. Deux solutions peuvent être envisagées [39] :

⇒ Un correcteur à hystérésis à deux niveaux.

⇒ Un correcteur à hystérésis à trois niveaux.

### II.5.2.1. Correcteur à deux niveaux

Ce correcteur est identique à celui utilisé pour le contrôle du module de  $\bar{\varphi}_s$ . N'autorise le contrôle du couple que dans un seul sens de rotation. Ainsi seuls les vecteurs  $V_{i+1}$  et  $V_{i+2}$ , peuvent être sélectionnés pour faire évoluer le flux  $\bar{\varphi}_s$ . Par conséquent, la diminution du couple est uniquement réalisée par la sélection des vecteurs nuls. Avec ce correcteur, pour inverser le sens de rotation de la machine il est nécessaire de croiser deux phases de la machine. Cependant ce correcteur est plus simple à implanter. De plus en sélectionnant correctement les vecteurs nuls suivant les zones, on s'aperçoit que pour chaque zone  $i$ , il y a un bras de l'onduleur qui ne commute jamais, et permet ainsi de diminuer la fréquence moyenne de commutation des interrupteurs, diminuant ainsi les pertes par commutation au niveau de l'onduleur [40].

### II.5.2.2. Correcteur à hystérésis à trois niveaux

Il permet de contrôler le moteur dans les deux sens de rotation, soit pour un couple positif ou négatif. La sortie du correcteur, représentée par la variable booléenne  $C_{cpl}$  indique directement si l'amplitude du couple doit être augmentée en valeur absolue ( $C_{cpl} = 1$ ) pour une consigne positive et ( $C_{cpl} = -1$ ) pour une consigne négative) ou diminuée ( $C_{cpl} = 0$ ) [41].

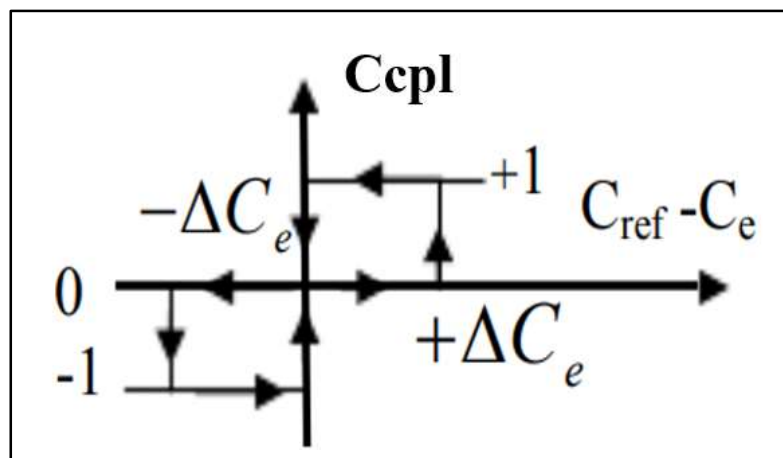


Figure II.6 : Correcteur de couple à trois niveaux.

Le correcteur à trois niveaux permet de fonctionner dans les quatre quadrants sans intervention sur la structure.

On peut écrire alors :

$$\left\{ \begin{array}{ll} \text{si } \Delta C_e > \varepsilon_{C_e} & \Rightarrow C_{cpl} = 1 \\ \text{si } 0 \leq \Delta C_e \leq \varepsilon_{C_e} & \text{et } d\Delta C_e/dt > 0 \Rightarrow C_{cpl} = 0 \\ \text{si } 0 \leq \Delta C_e \leq \varepsilon_{C_e} & \text{et } d\Delta C_e/dt < 0 \Rightarrow C_{cpl} = 1 \\ \text{si } \Delta C_e < -\varepsilon_{C_e} & \Rightarrow C_{cpl} = -1 \\ \text{si } -\varepsilon_{C_e} \leq \Delta C_e \leq 0 & \text{et } d\Delta C_e/dt > 0 \Rightarrow C_{cpl} = 0 \\ \text{si } -\varepsilon_{C_e} \leq \Delta C_e \leq 0 & \text{et } d\Delta C_e/dt < 0 \Rightarrow C_{cpl} = -1 \end{array} \right.$$

## II.6. Élaboration de la table de commutation

On élabore la table de vérité en se basant sur les erreurs du flux et du couple  $\Delta\bar{\varphi}_s$  et  $\Delta C_e$ , et selon la position du vecteur de flux statorique ( $N=1\dots,6$ ). Le partage du plan complexe en six secteurs angulaires selon la figure (II-6) permet de déterminer, pour chaque secteur donné, la séquence de commande des interrupteurs de l'onduleur qui correspond aux différents états des grandeurs de contrôle  $\Delta\bar{\varphi}_s$  et  $\Delta C_e$  suivant la logique du comportement de flux et de couple vis-à-vis de l'application d'un vecteur de tension statorique.

Le tableau (II.1) résume l'action combinée de chaque configuration sur le flux statorique et le couple électromagnétique [28].

**Tableau II .1** : Table de commutation.

<i>Variable</i>	<i>Augmentation</i>	<i>Diminution</i>
<i>Flux statorique</i>	$V_{i+1}, V_i \text{ et } V_{i-1}$	$V_{i+2}, V_{i-2}, V_{i+3}$
<i>Couple électromagnétique</i>	$V_{i+1}, V_{i+2}$	$V_{i-1}, V_{i-2}$

Les tableaux ci-dessous résument, de façon générale, les séquences de tension actives à appliquer pour augmenter ou diminuer le module du flux statorique et le couple électromagnétique en fonction du secteur.

**Tableau II.2** : Table de commande du flux.

	$N=1$	$N=2$	$N=3$	$N=4$	$N=5$	$N=6$
$\varphi_s \uparrow$	$V_6, V_1, V_2$	$V_1, V_2, V_3$	$V_2, V_3, V_4$	$V_3, V_4, V_5$	$V_4, V_5, V_6$	$V_5, V_6, V_1$
$\varphi_s \downarrow$	$V_3, V_4, V_5$	$V_4, V_5, V_6$	$V_5, V_6, V_1$	$V_6, V_1, V_2$	$V_1, V_2, V_3$	$V_2, V_3, V_4$

**Tableau II.3 :** Table de commande du couple.

	$N=1$	$N=1$	$N=1$	$N=1$	$N=1$	$N=1$
$C_e \uparrow$	$V_6, V_1$	$V_1, V_2$	$V_2, V_3$	$V_3, V_4$	$V_4, V_5$	$V_5, V_6$
$C_e \downarrow$	$V_3, V_4$	$V_4, V_5$	$V_5, V_6$	$V_6, V_1$	$V_1, V_2$	$V_2, V_3$

Finalement, la comparaison des tables de commande du module du flux statorique et du couple électromagnétique permet la synthèse finale d'une seule table de commande, mais on peut la décomposer en deux autres tables, la première avec vecteurs tension nuls et la deuxième avec vecteurs tension active.

### II.6.1. Élaboration de table de commutation avec séquences nulles

D'une manière générale trois points fondamentaux sont à envisager [42][43][44][45] :

- L'action d'un vecteur ne sera pas le même sur le couple et sur le flux statorique. En effet cette action dépend de la position du flux au moment de l'application du vecteur tension.
- L'action d'un même vecteur dépend aussi du sens de rotation de la machine.
- La rapidité de l'augmentation ou de la diminution du flux ou du couple dépend aussi du vecteur tension appliquée.

Par conséquent, selon la position du vecteur flux dans le plan  $(\alpha, \beta)$ , on définit une table définissant le vecteur tension à appliquer pour chaque combinaison des variables  $k_{ce}$  et  $k_\varphi$ .

**Tableau II.4 :** Table de commutation avec séquences nulles.

N		1	2	3	4	5	6
Flux	Couple						
$k_\varphi = 1$	$k_{ce} = 1$	$V_2 (1 1 0)$	$V_3 (0 1 0)$	$V_4 (0 1 1)$	$V_5 (0 0 1)$	$V_6 (1 0 1)$	$V_1 (1 0 0)$
	$k_{ce} = 0$	$V_7 (1 1 1)$	$V_0 (0 0 0)$	$V_7 (1 1 1)$	$V_0 (0 0 0)$	$V_7 (1 1 1)$	$V_0 (0 0 0)$
	$k_{ce} = -1$	$V_6 (1 0 1)$	$V_1 (1 0 0)$	$V_2 (1 1 0)$	$V_3 (0 1 0)$	$V_4 (0 1 1)$	$V_5 (0 0 1)$
$k_\varphi = 0$	$k_{ce} = 1$	$V_3 (0 1 0)$	$V_4 (0 1 1)$	$V_5 (0 0 1)$	$V_6 (1 0 1)$	$V_1 (1 0 0)$	$V_2 (1 1 0)$
	$k_{ce} = 0$	$V_0 (0 0 0)$	$V_7 (1 1 1)$	$V_0 (0 0 0)$	$V_7 (1 1 1)$	$V_0 (0 0 0)$	$V_7 (1 1 1)$
	$k_{ce} = -1$	$V_5 (0 0 1)$	$V_6 (1 0 1)$	$V_1 (1 1 1)$	$V_2 (1 1 0)$	$V_3 (0 1 0)$	$V_4 (0 1 1)$

Les séquences nulles  $V_0$  et  $V_7$ , sont indépendantes de l'état du flux, elles sont liées uniquement à l'écart  $\Delta C_e$ .

Ces séquences sont appliquées lorsqu'on souhaite maintenir le couple dans sa bande [46] :

$$-\varepsilon_{C_e} \leq \Delta C_e \leq \varepsilon_{C_e}.$$

### II.6.2. Elaboration de la table de commutation sans séquences nulles

Dans ce cas, on n'exploite que les séquences actives. Cette stratégie a l'avantage de la simplicité et permet d'éviter le caractère aléatoire lié au sens de variation du couple lorsqu'on applique une séquence nulle en fonctionnement générateur. Alors, les séquences qui correspondent à  $\Delta C_e$  nulle sont ignorées (voir tableau II.4). La table suivante illustre cette modification. [47]

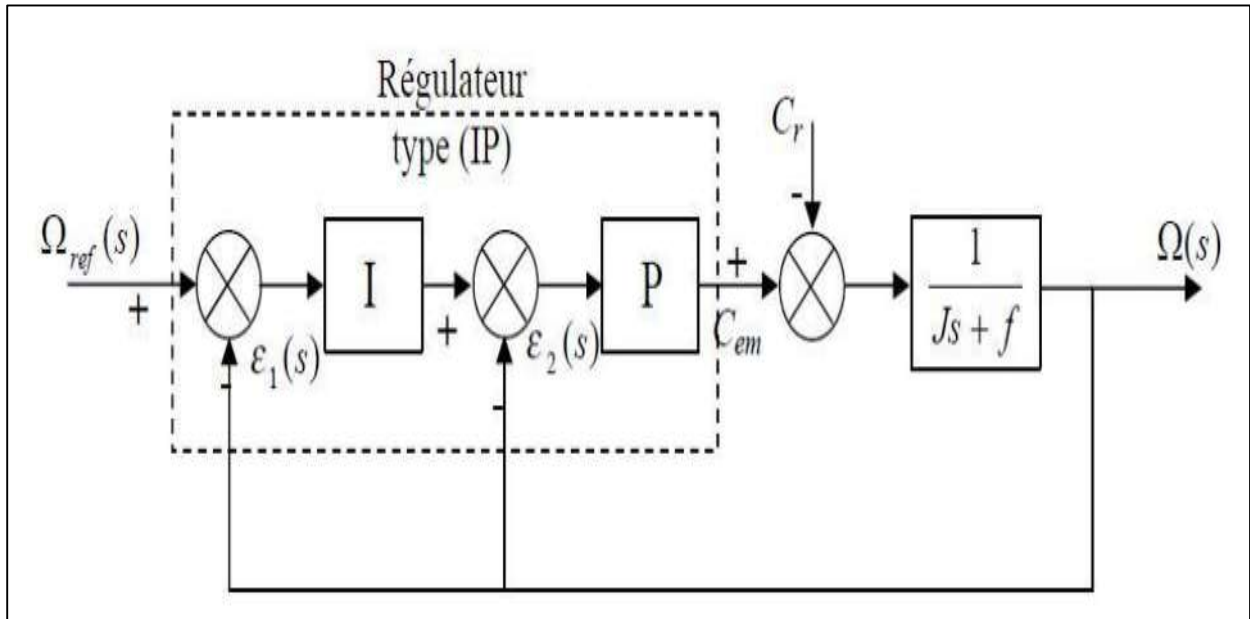
**Tableau II.5 :** Table de commutation sans séquences nulles.

$k_{ce}$	1	1	0	0
$k_\phi$	1	0	1	0
$n = 1$	$V_2$	$V_3$	$V_6$	$V_5$
$n = 2$	$V_3$	$V_4$	$V_1$	$V_6$
$n = 3$	$V_4$	$V_5$	$V_2$	$V_1$
$n = 4$	$V_5$	$V_6$	$V_3$	$V_2$
$n = 5$	$V_6$	$V_1$	$V_4$	$V_3$
$n = 6$	$V_7$	$V_2$	$V_5$	$V_4$

Dans ce cas, si  $\Delta\bar{\varphi}_s$  et  $\Delta C_e$  sont égales à 1 (erreurs positives) alors, on exige une augmentation du (flux/couple) et si elles sont égales à 0 (erreurs négatives) alors on applique une diminution du (flux/couple). L'utilisation des séquences nulles des tensions permet de diminuer la fréquence de commutation moyenne du variateur, en particulier, lorsque la vitesse de rotation reste faible [47].

### II.7. Régulateur utilisé dans la commande directe du couple

Le régulateur de type PI a été appliqué pour la commande des machines à induction en raison de ses divers avantages. En effet, il permet l'obtention de hautes performances (faible dépassement, écart statique nul et bon rejet de perturbations). La boucle de régulation de la vitesse avec l'utilisation d'un régulateur de type IP est représentée par la figure (II.7).



**Figure II.7 :** Boucle de régulation de vitesse avec régulateur IP.

Le régulateur Intégral-Proportionnel (IP) est utilisé pour le réglage de la grandeur mécanique. Ce type de régulateur est dérivé du régulateur classique Proportionnel Intégral (PI), mais a l'avantage de conduire à une fonction de transfert en boucle fermée sans zéro donnée par :

$$H(s) = \frac{1}{\frac{J}{K_p K_i} s^2 + \frac{K_p + f}{K_p K_i} s + 1} \tag{II-19}$$

Par identification à un système du second ordre (II.21), on obtient les relations suivantes :

$$\begin{cases} \frac{J}{K_p K_i} = \frac{1}{\omega_n^2} \\ \frac{K_p + f}{K_p K_i} = \frac{2\varepsilon}{\omega_n} \end{cases} \tag{II-20}$$

$$\begin{cases} K_p = 2J\varepsilon\omega_n - f \\ K_i = \frac{J\omega_n^2}{K_p} \end{cases} \tag{II-21}$$

✚ La commande par DTC de la MSAP, peut être schématisée par la figure (II.8).

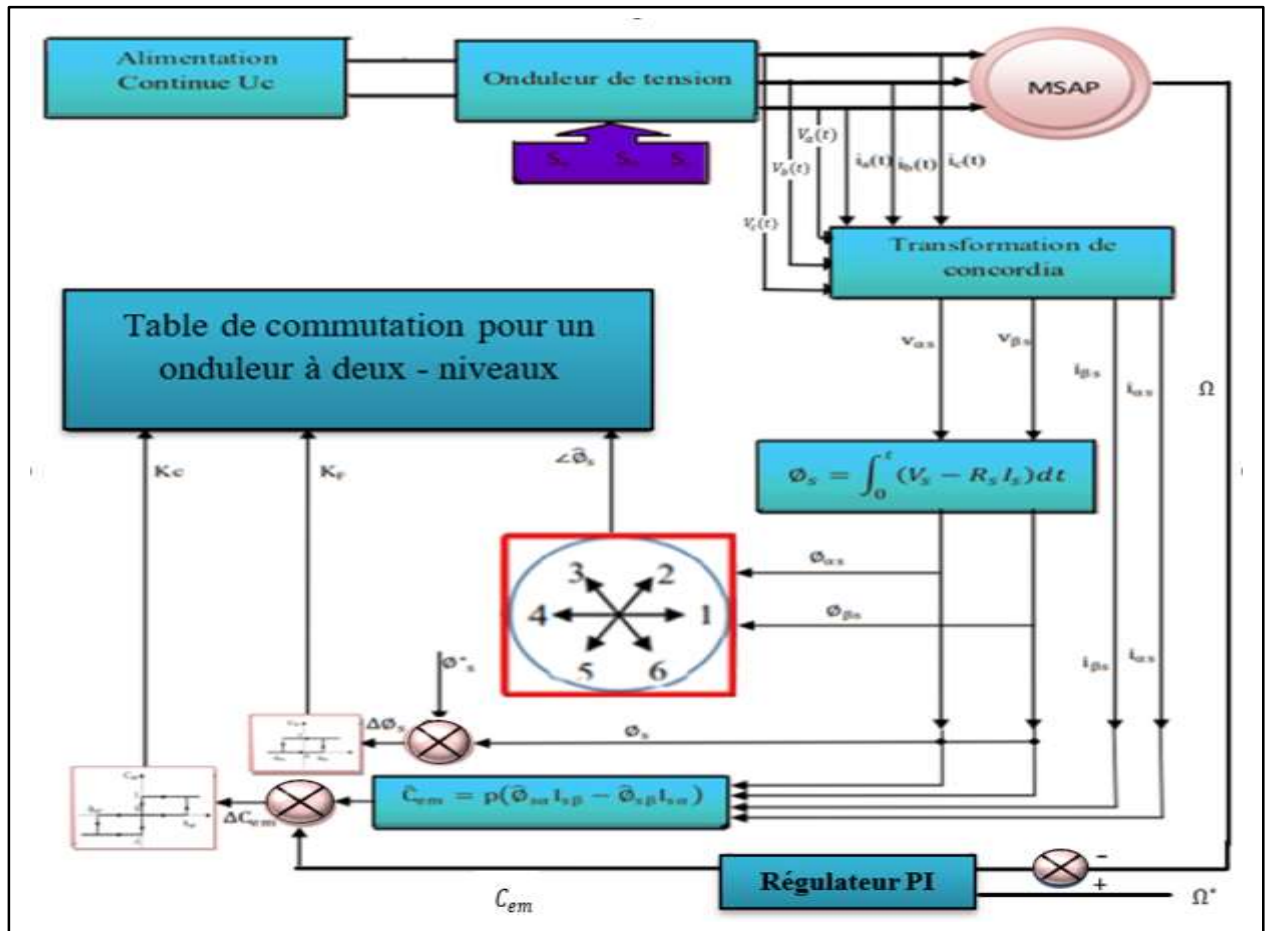


Figure II.8 : Schéma structurel d'une commande DTC appliquée à un MSAP.

### II.8. Résultats de simulation

Le schéma de la figure (II.9) représente le schéma bloc de simulation de la commande DTC appliquée à la MSAP sous Matlab/Simulink

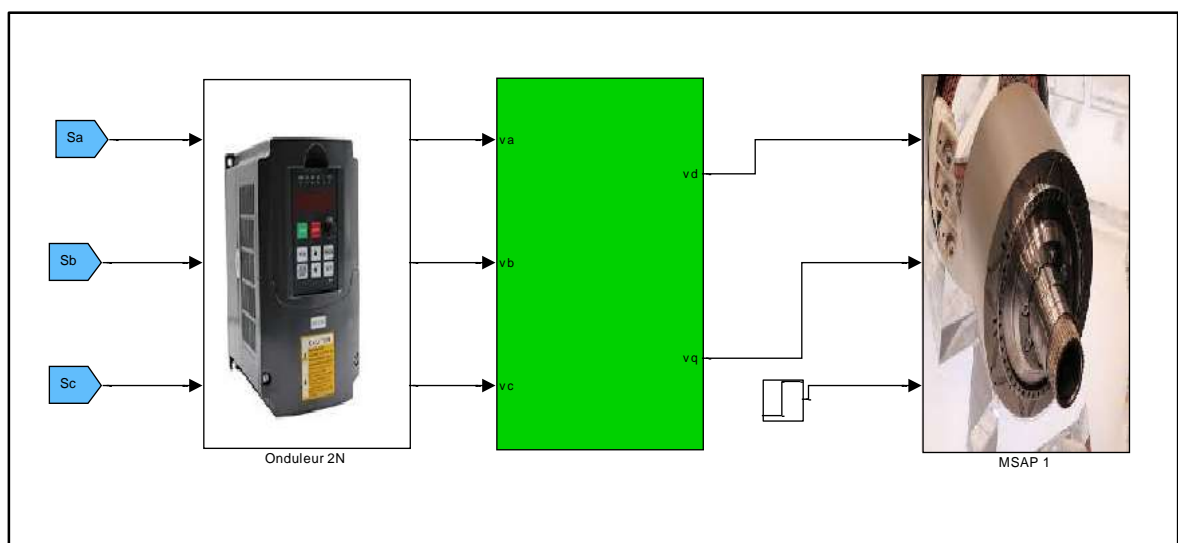
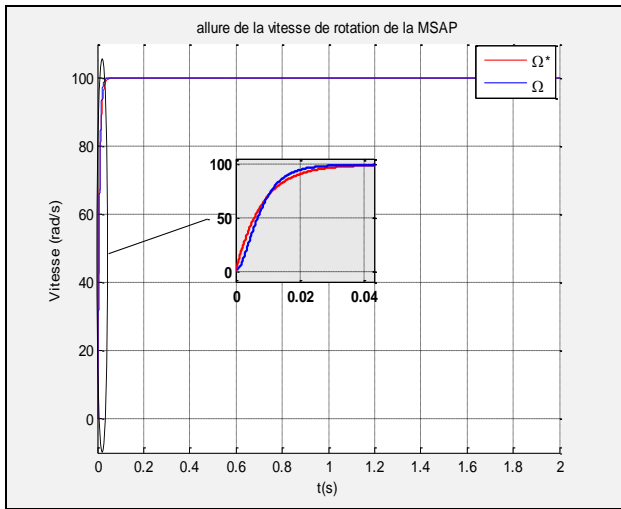


Figure II.9 : Schéma bloc de simulation de la commande DTC appliquée à la MSAP

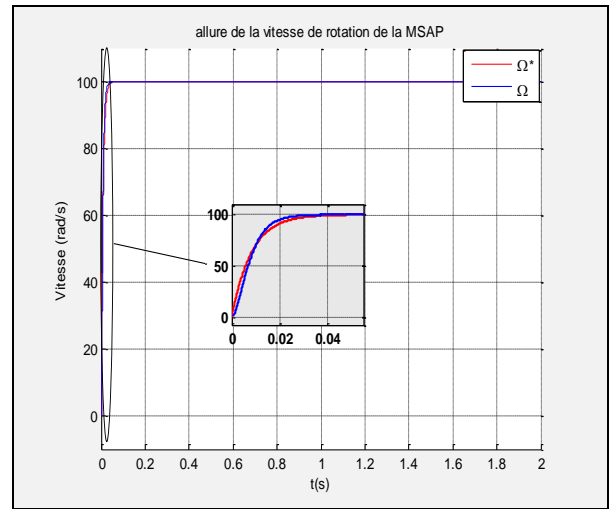
✚ Test à vide

DTC 2n2n

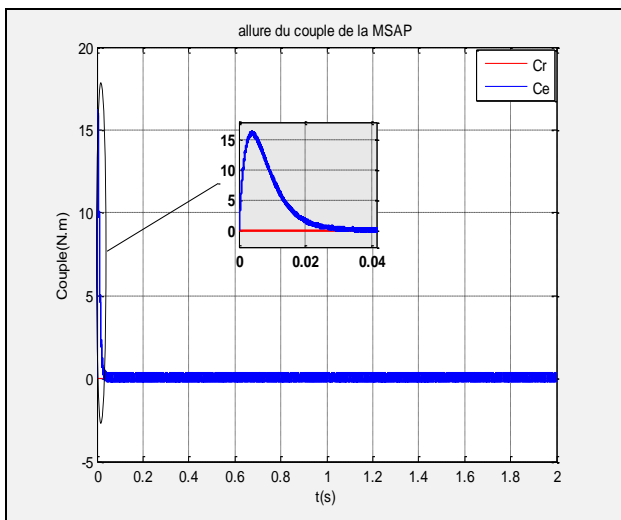


(a)

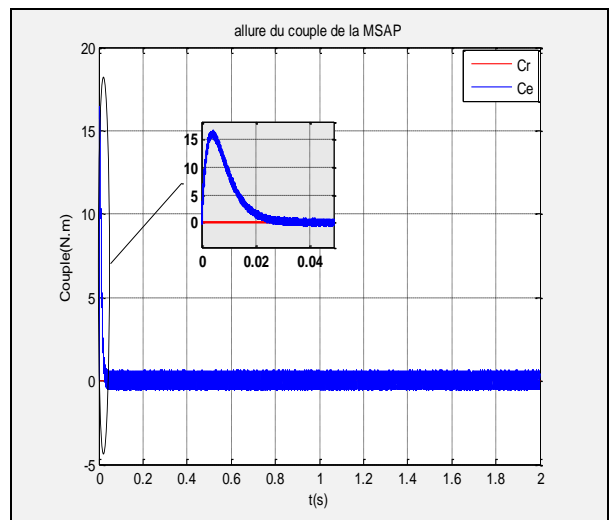
DTC 2n3n



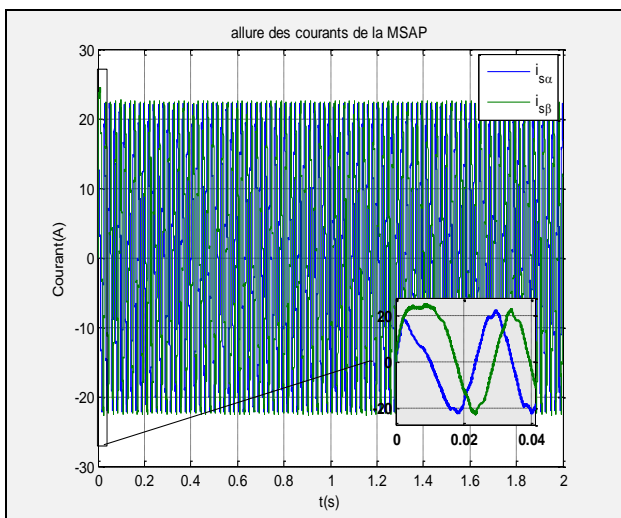
(a')



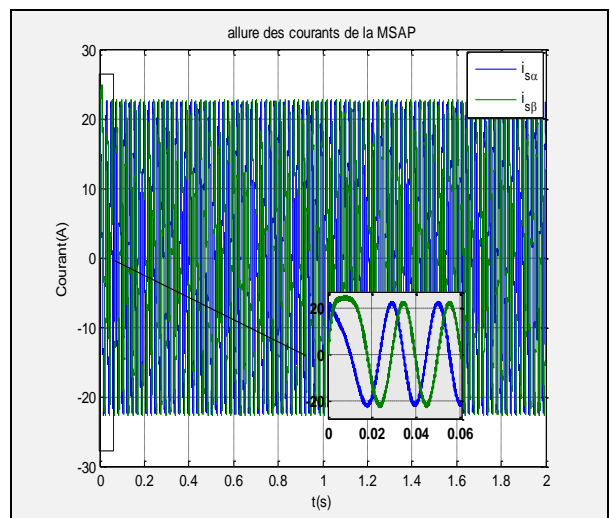
(b)



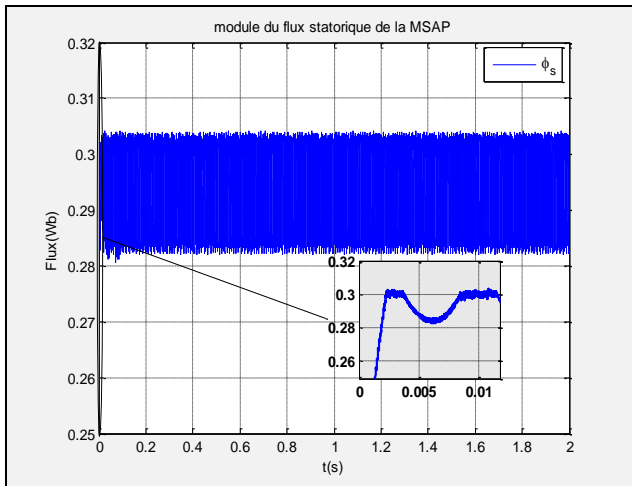
(b')



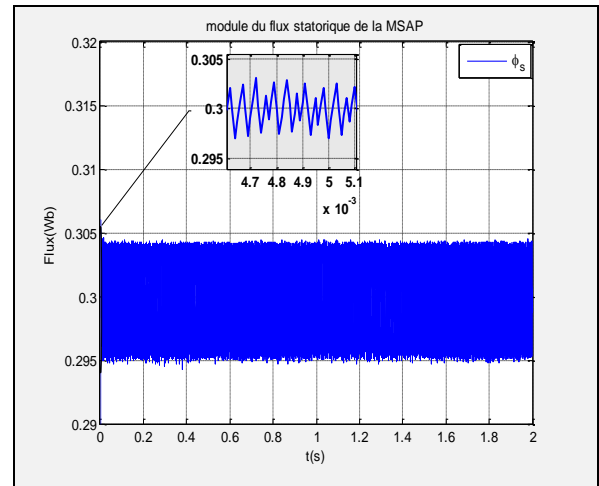
(c)



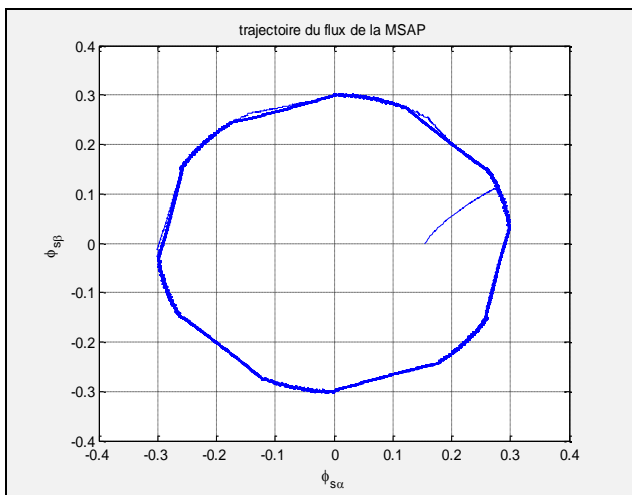
(c')



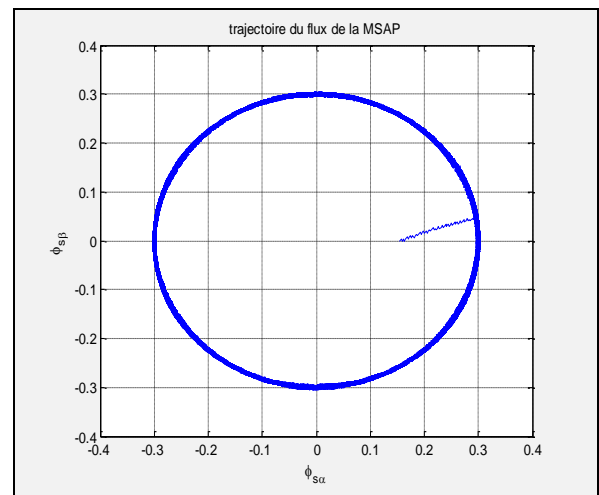
(d)



(d')



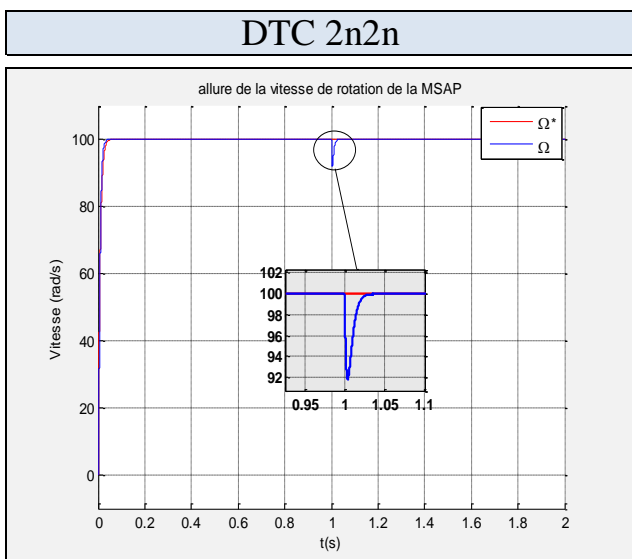
(e)



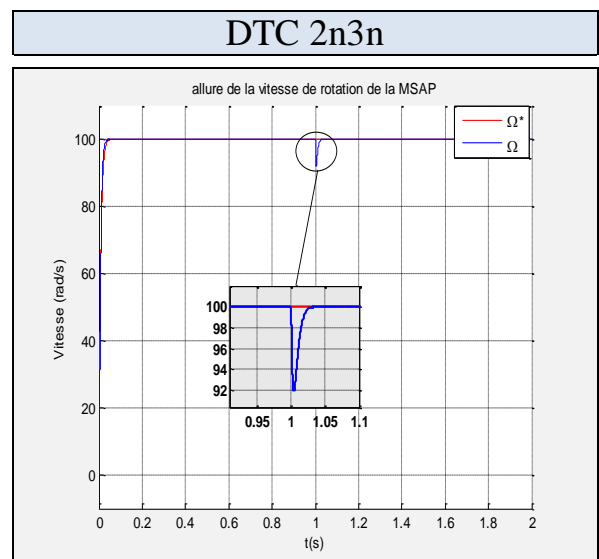
(e')

**Figures II.10 :** Les résultats de simulation de la MSAP commandée par DTC 2n2n et DTC 2n3n (à vide).

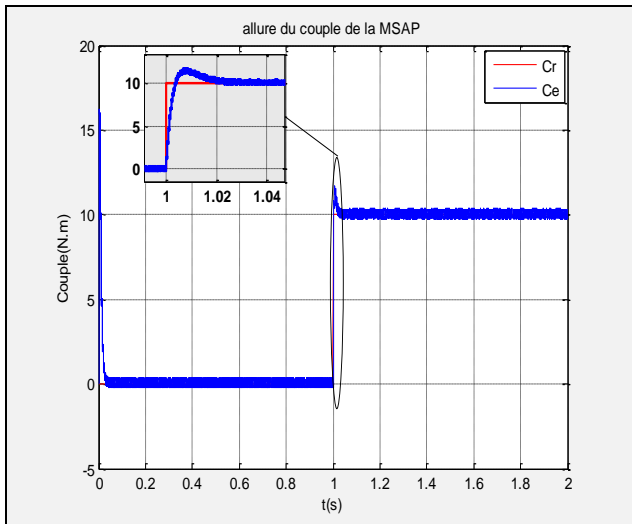
**Teste en charge**



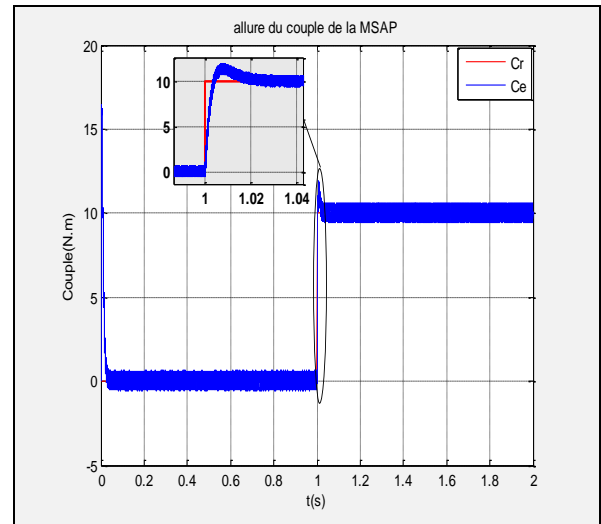
(a)



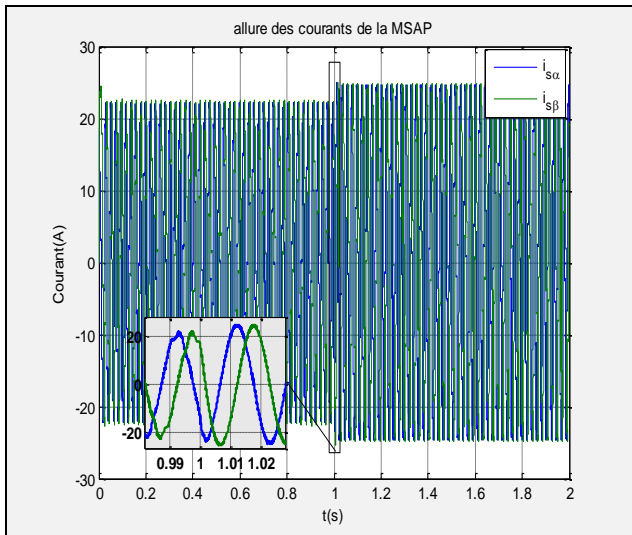
(a')



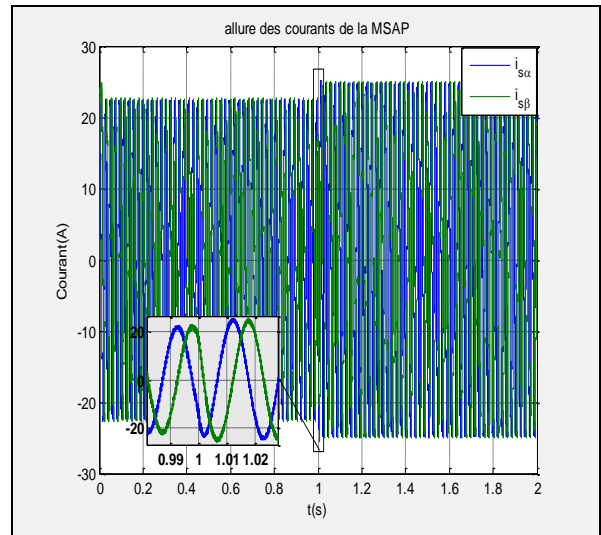
(b)



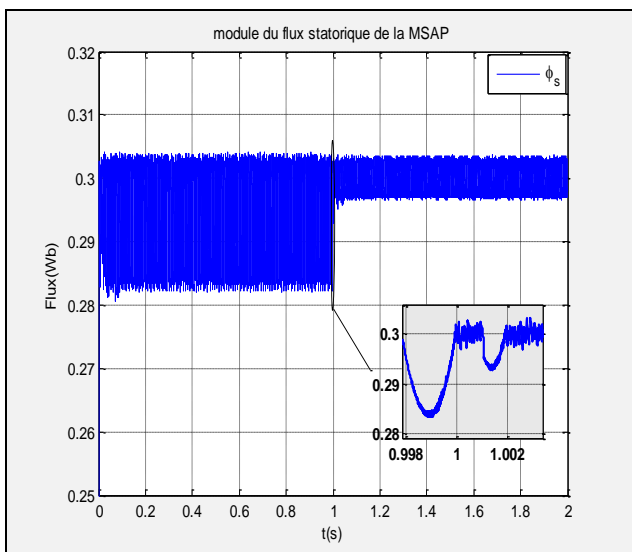
(b')



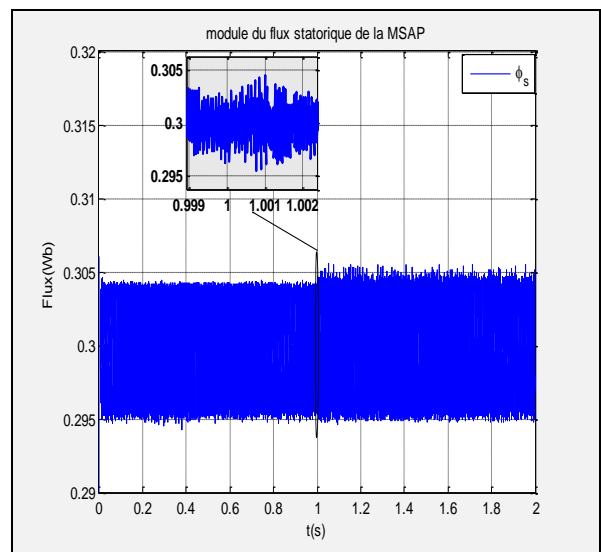
(c)



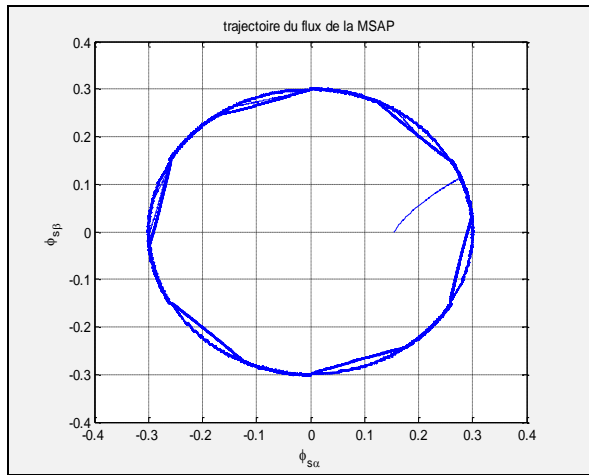
(c')



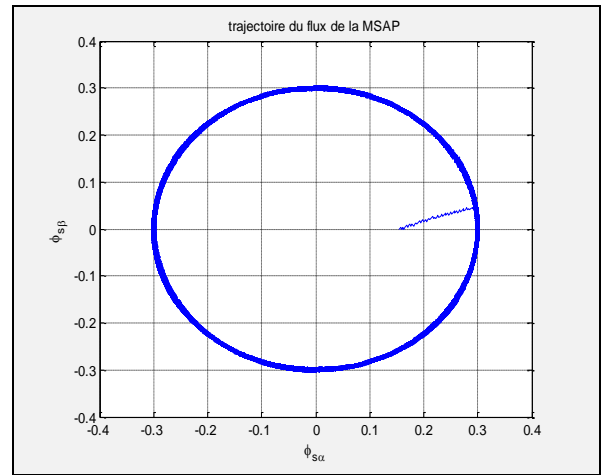
(d)



(d')



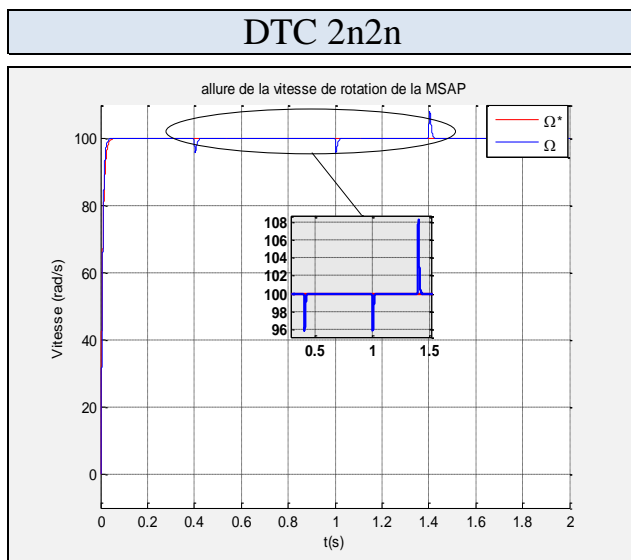
(e)



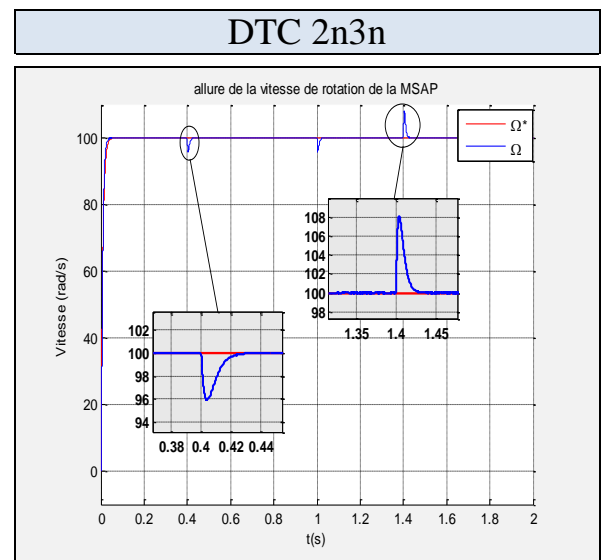
(e')

**Figures II.11 :** Les résultats de simulation de la MSAP commandée par DTC 2n2n et DTC 2n3n (En charge  $C_r=10N.m$ ,  $\omega_{ref} = 100 rad/s$ ).

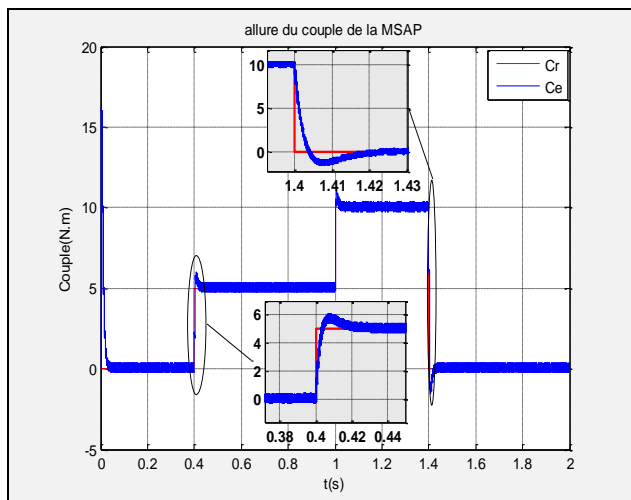
**Teste avec couple de charge variable**



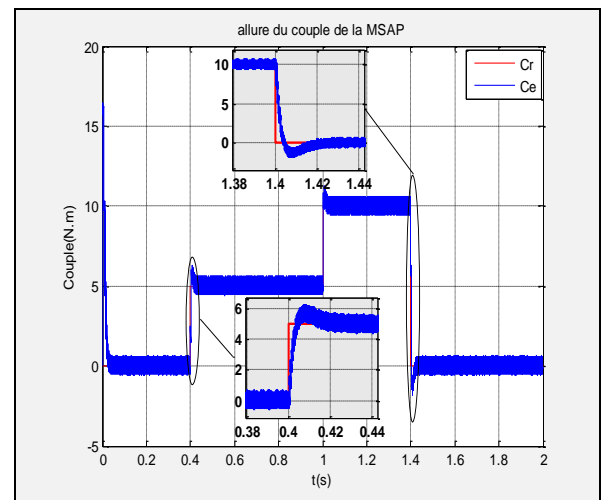
(a)



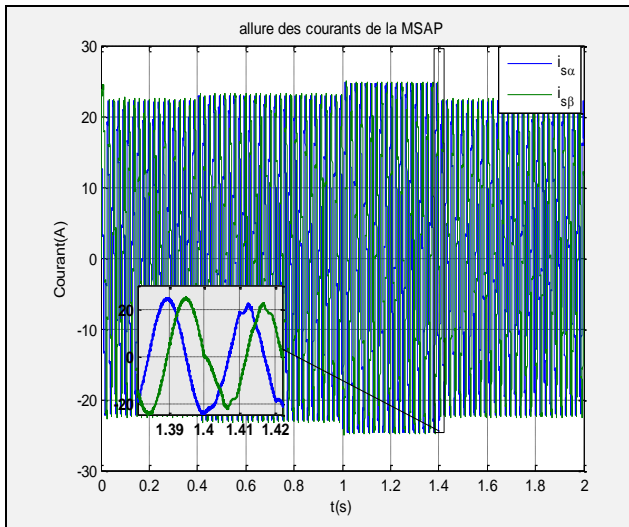
(a')



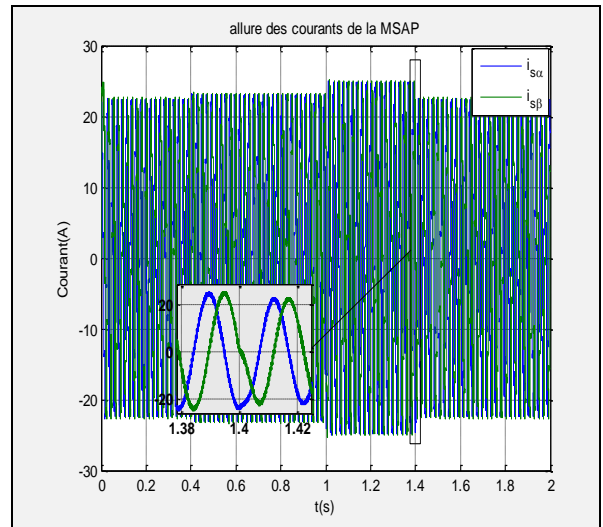
(b)



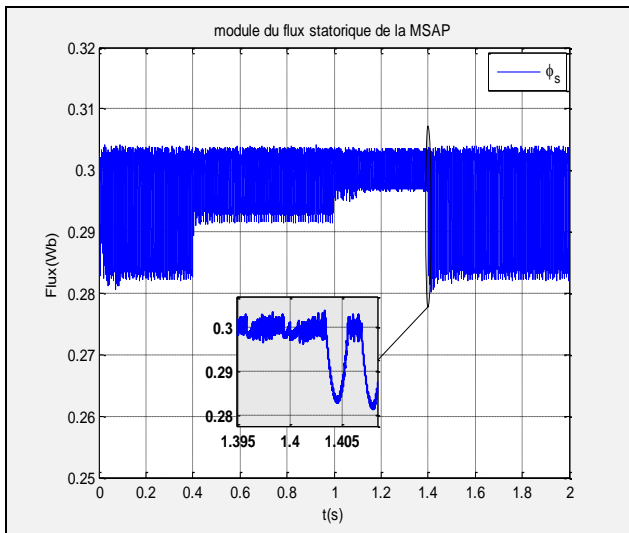
(b')



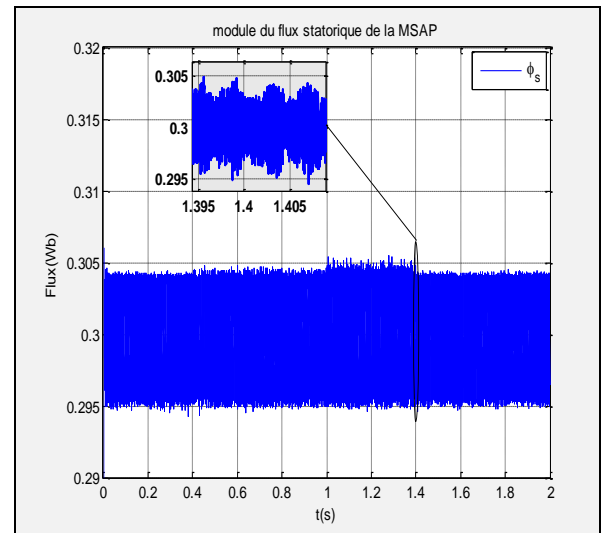
(c)



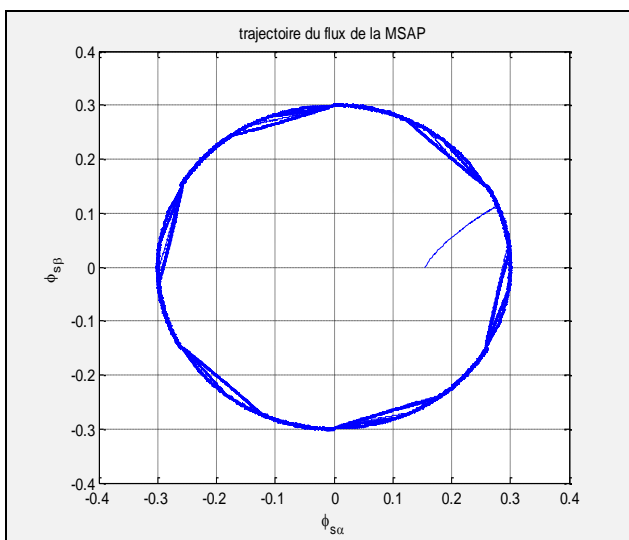
(c')



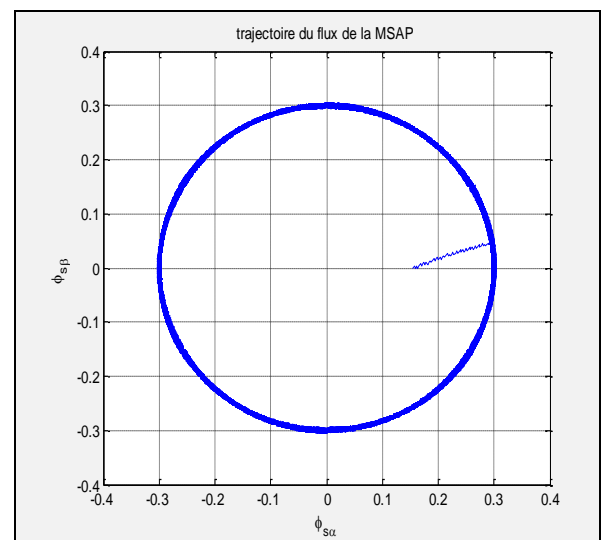
(d)



(d')



(e)

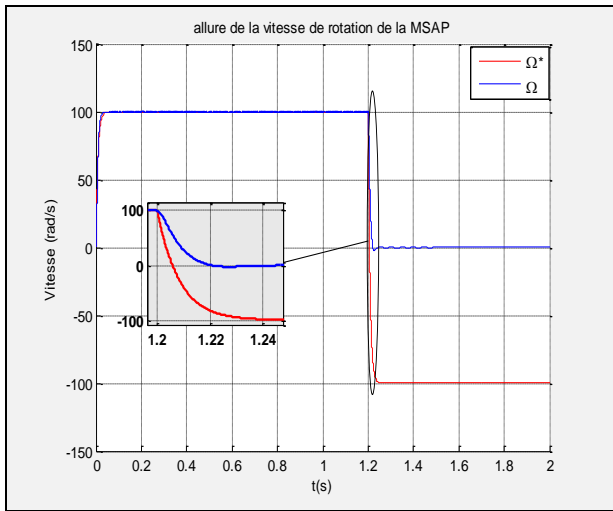


(e')

**Figures II.12 :** Les résultats de simulation de la MSAP commandée par DTC 2n2n et DTC 2n3n (avec couple de charge variable).

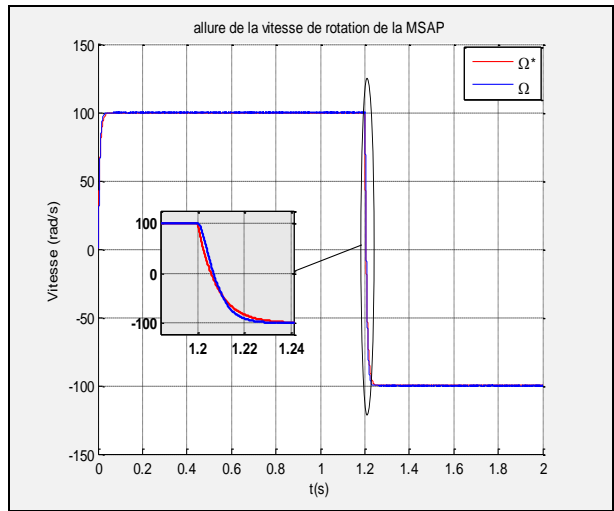
✚ Teste avec inversion de sens de rotation

DTC 2n2n

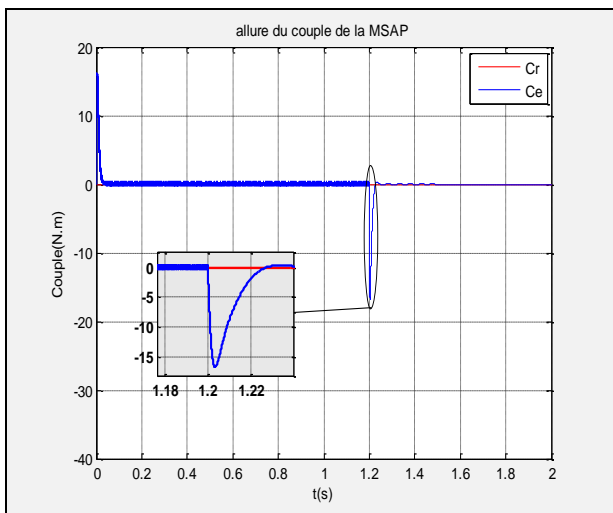


(a)

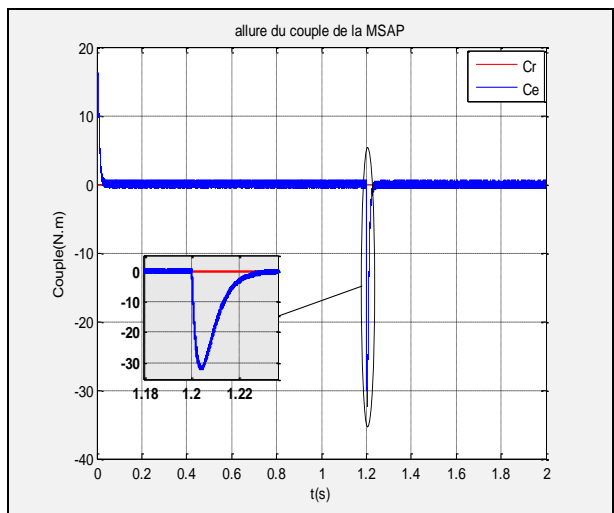
DTC 2n3n



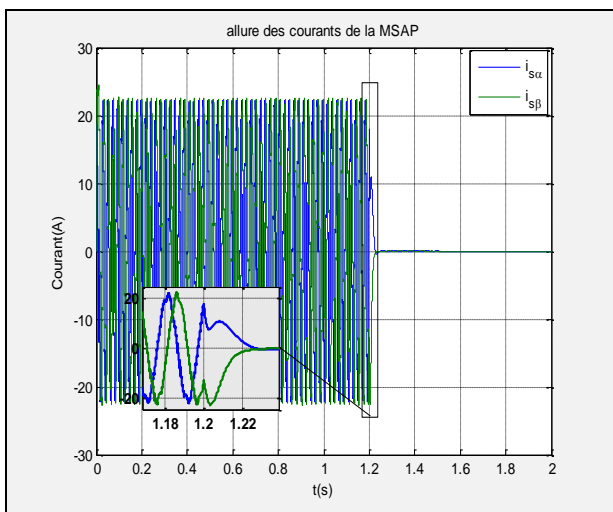
(a')



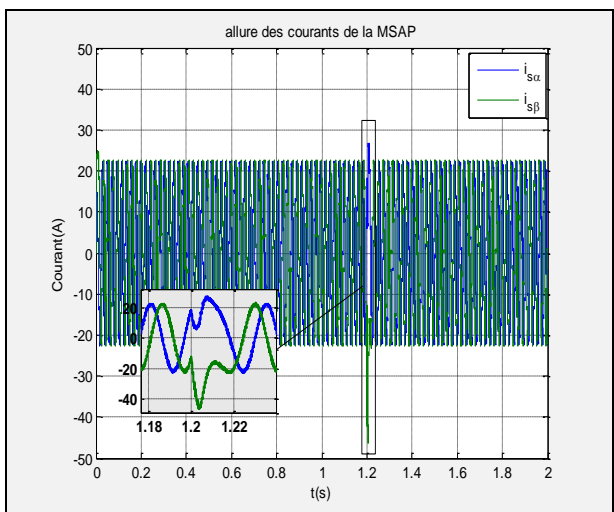
(b)



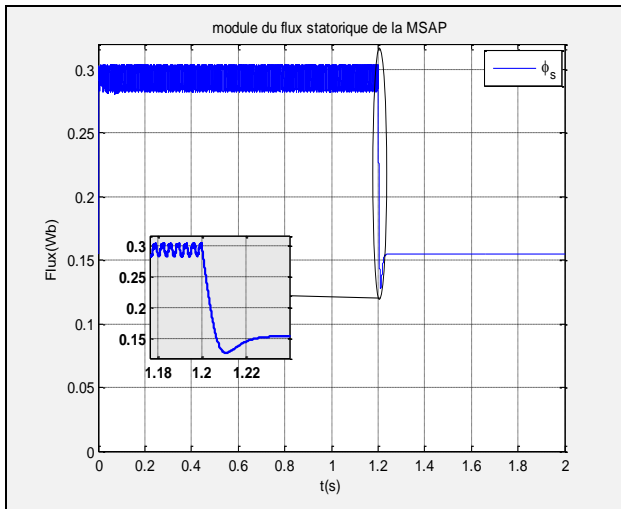
(b')



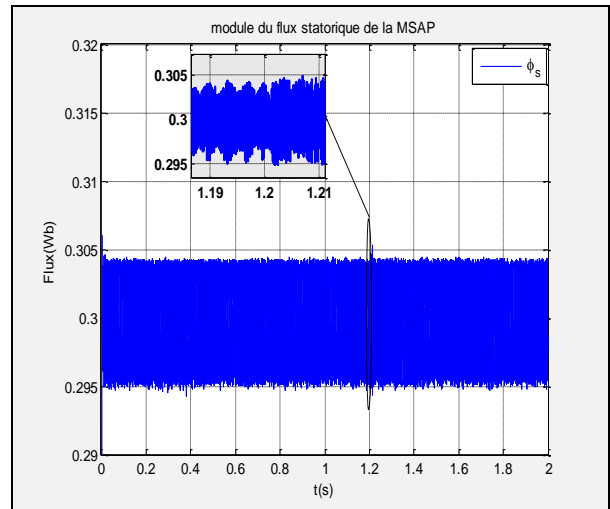
(c)



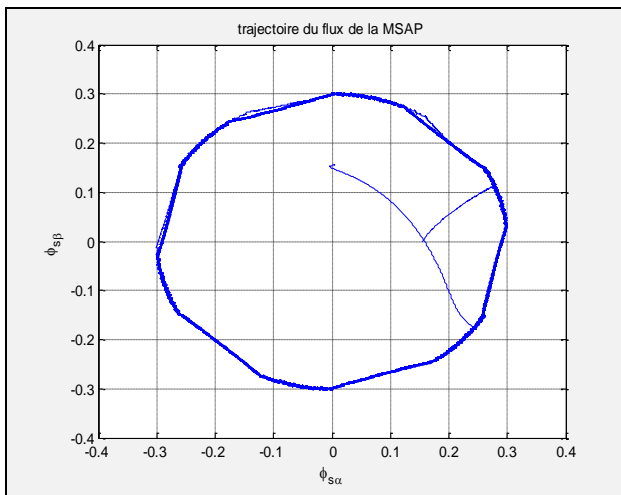
(c')



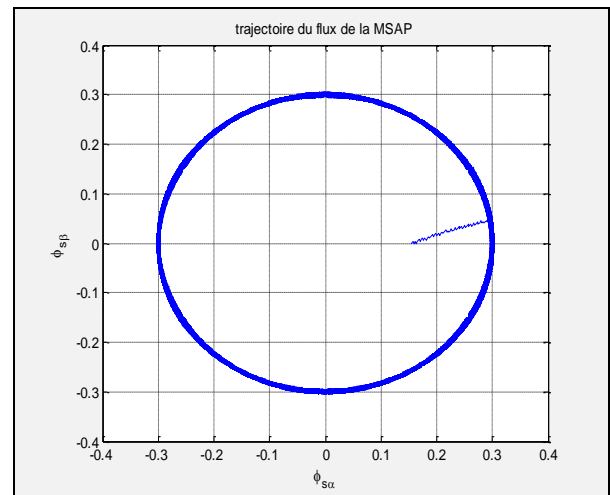
(d)



(d')



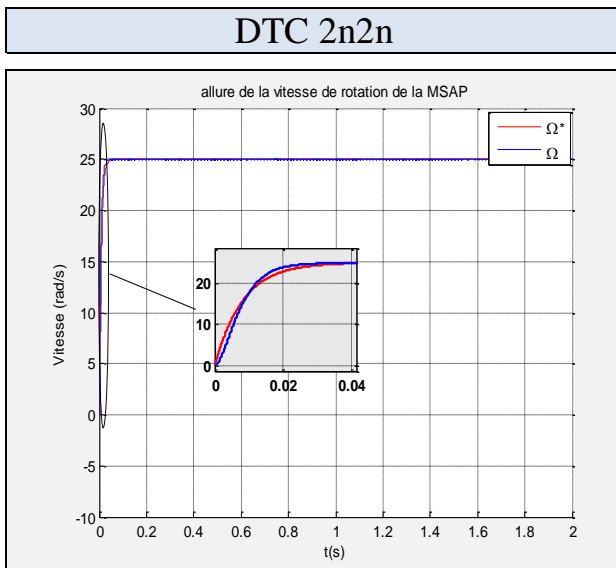
(e)



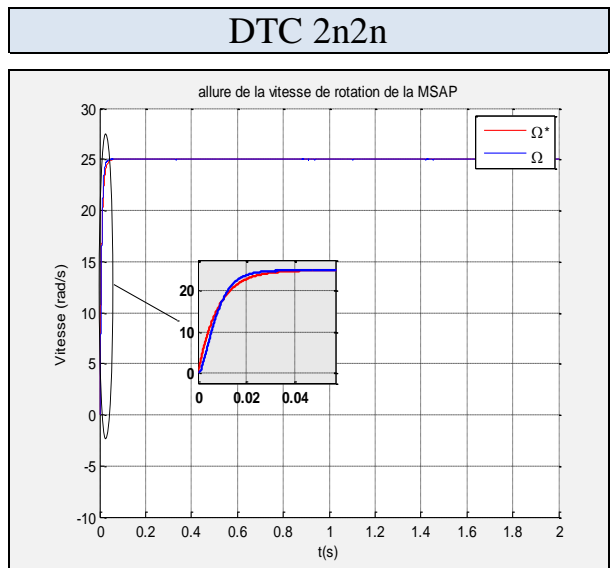
(e')

**Figures II.13 :** Les résultats de simulation de la MSAP commandée par DTC 2n2n et DTC 2n3n (avec inversion de sens de rotation).

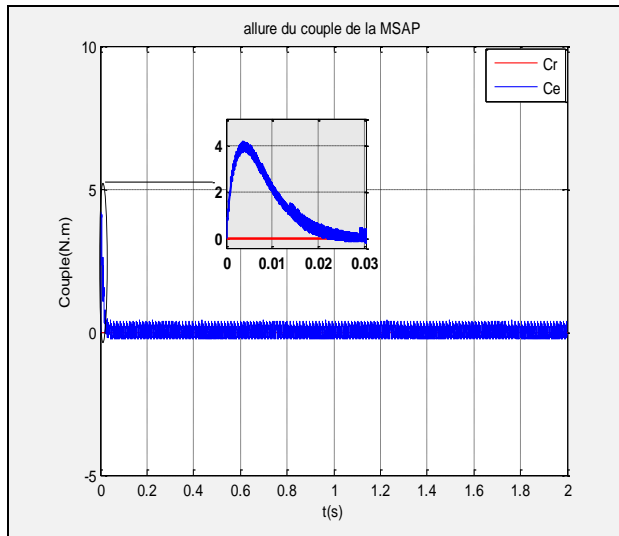
**Teste pour faible vitesse de rotation**



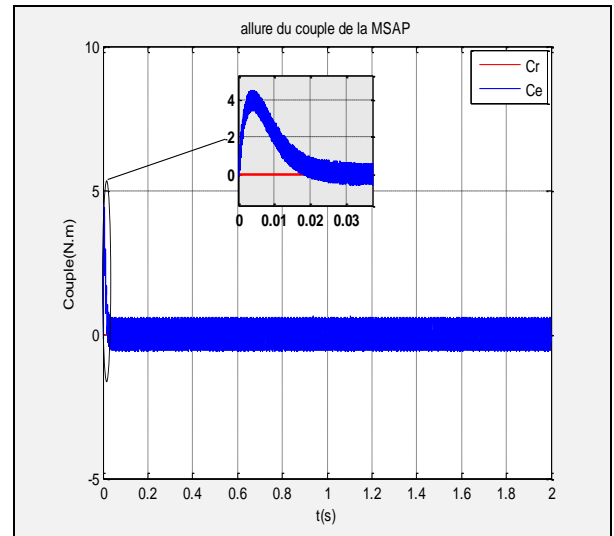
(a)



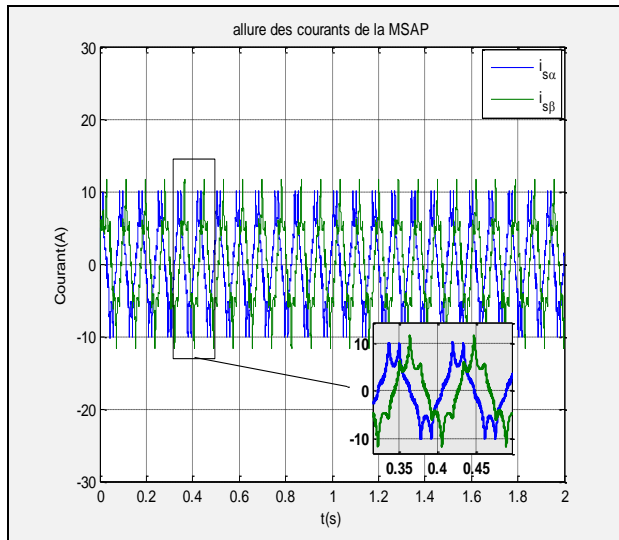
(a')



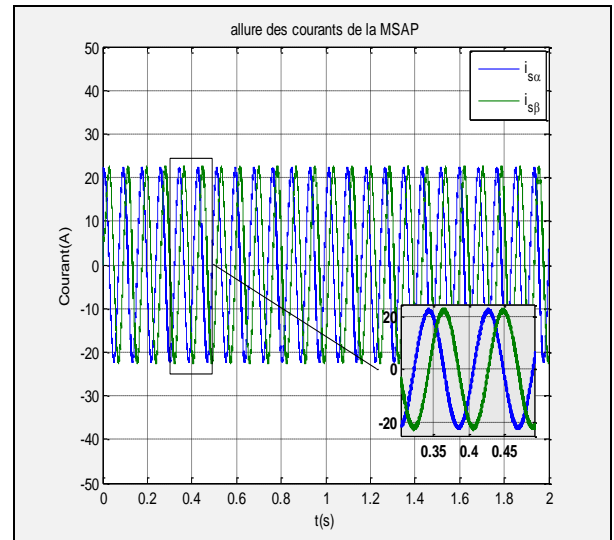
(b)



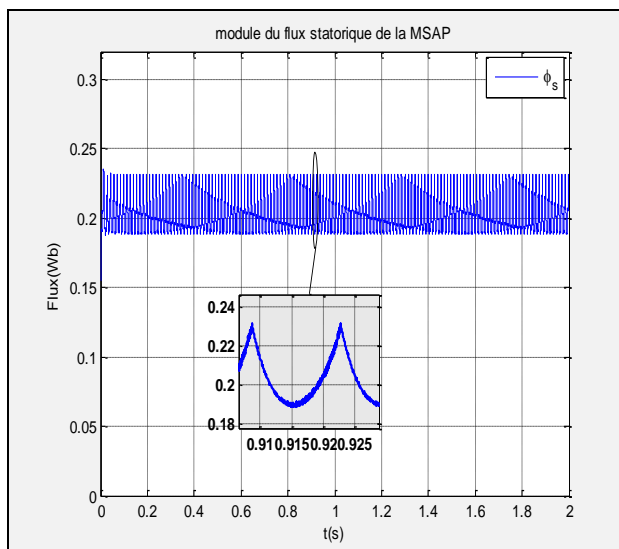
(b')



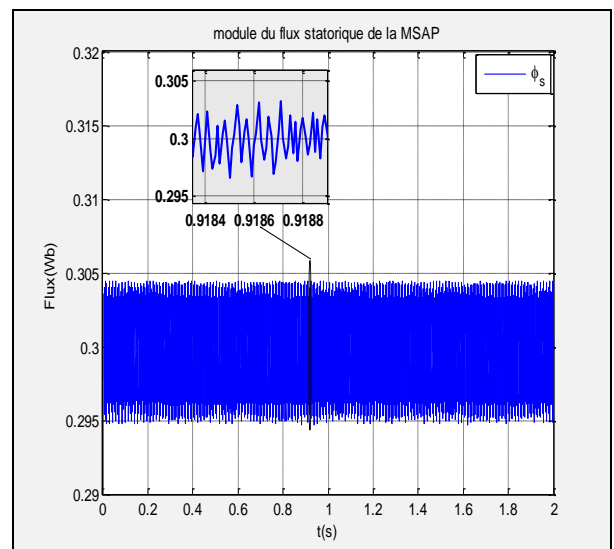
(c)



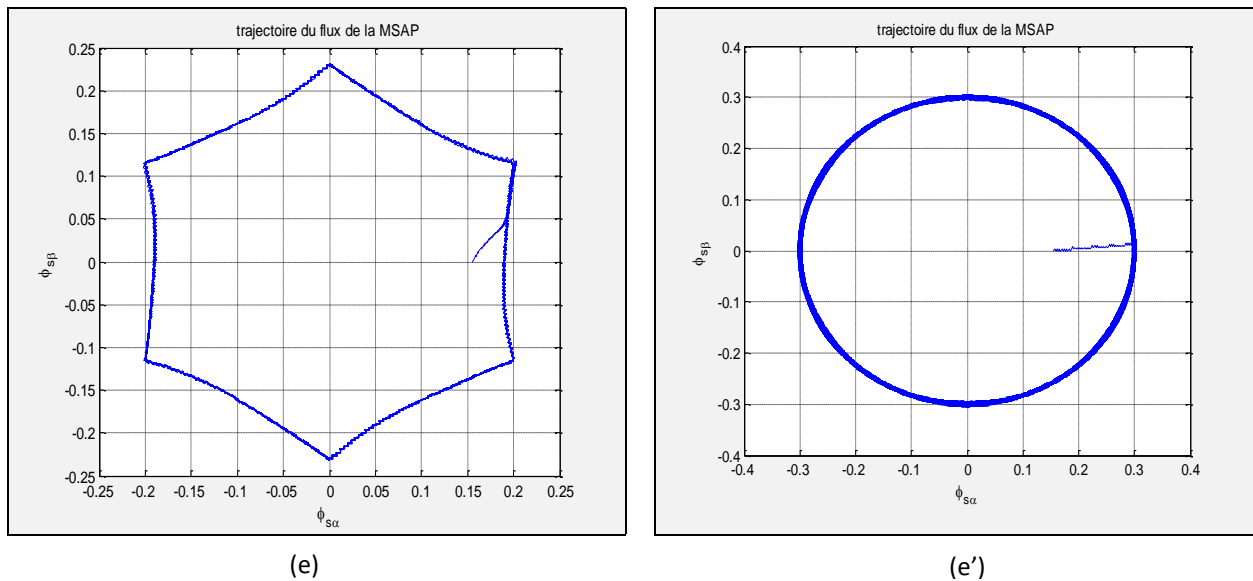
(c')



(d)



(d')



**Figures II.14 :** La simulation de la MSAP commandée par DTC 2n2n et DTC 2n3n (avec faible vitesse de rotation).

#### ✚ Interprétation des résultats

La figure (II.11) montre les résultats de simulation pour deux types de régulation (DTC 2n2n) et (DTC 2n3n), on remarque que la vitesse dans les deux cas évolue d'une manière correcte, sauf que dans le premier, on perd le control de la vitesse pendant l'inversion du sens de rotation, cela est due au régulateur à deux niveaux car ce dernier prend en considération que les valeurs positives.

La figure (II.13- (a et à)) confirme que le régulateur à deux niveaux pose un problème pendant l'inversion du sens de rotation, on remarque que l'erreur du flux  $\Delta\phi$  n'est pas constante (évolution sur une couronne non régulière) dans le cas de la DTC 2n2n, tandis que dans le cas de la DTC 2n3n, elle est parfaitement constante (évolution sur une couronne régulière) comme le montre la figure (II.11).

Pour les courants, sur la figure (II.11), on enregistre les mêmes valeurs dans les deux cas, sur cette figure on constate bien l'appel du courant durant l'application de la charge. Le couple électromagnétique développé suit la consigné déterminée à partir de la vitesse de référence, on remarque dans les deux cas de la DTC que le couple au démarrage est presque celui développé en régime nominale.

## II.9. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la structure du contrôle directe du couple et du flux (DTC) qui apparaît comme un moyen efficace et simple de piloter une MSAP, ainsi il apporte une solution prometteuse aux problèmes de la robustesse. On a abordé une structure de la commande par DTC alimenté par un onduleur de tension, et on a simulé le comportement du MSAP en présence de la boucle de réglage de vitesse par un correcteur PI. On conclut que la DTC présente de bonnes performances dynamiques et statiques de couple et de flux. Ainsi elle apporte une solution prometteuse au problème de la robustesse.

A thick dark blue vertical bar runs down the left side of the page. A blue arrow points to the right from the bar, positioned behind the chapter title.

# *Chapitre 03*

**Commande DTC d'un système mono  
onduleur bi-machines**

### III. Commandé DTC d'un système mono onduleur bi-machines

#### III.1. Introduction

Le développement scientifique dans le domaine des technologies électrotechniques conduit à l'utilisation de systèmes comprenant de nombreuses machines électriques économiquement nécessaires. L'un des sujets intéressants dans le cadre des études SMM est de réduire les coûts de fabrication et de maintenance, il est nécessaire d'optimiser en plus, les volumes des dispositifs et des composants embarqués dans un système.

Cette réduction peut s'effectuer en mutualisant l'électronique de puissance utilisée, d'où l'idée de connecter plusieurs machines électriques en parallèle.

La commande directe du couple (DTC) telle qu'elle est décrite dans les chapitres précédent sert à commander une seule machine synchrone à aimants permanents. Où, son adaptation n'est pas envisageable de façon directe pour commander deux MSAP reliées en parallèle à un onduleur a deux niveaux.

Dans ce chapitre, une présentation des systèmes multi machines mono-convertisseurs (SM) sera décrite. Ensuite, une structure de contrôle « moyenne », en considérant l'adaptation de la commande DTC pour contrôler les deux machines.

#### III.2. Étude de topologie et structures de systèmes multi machines

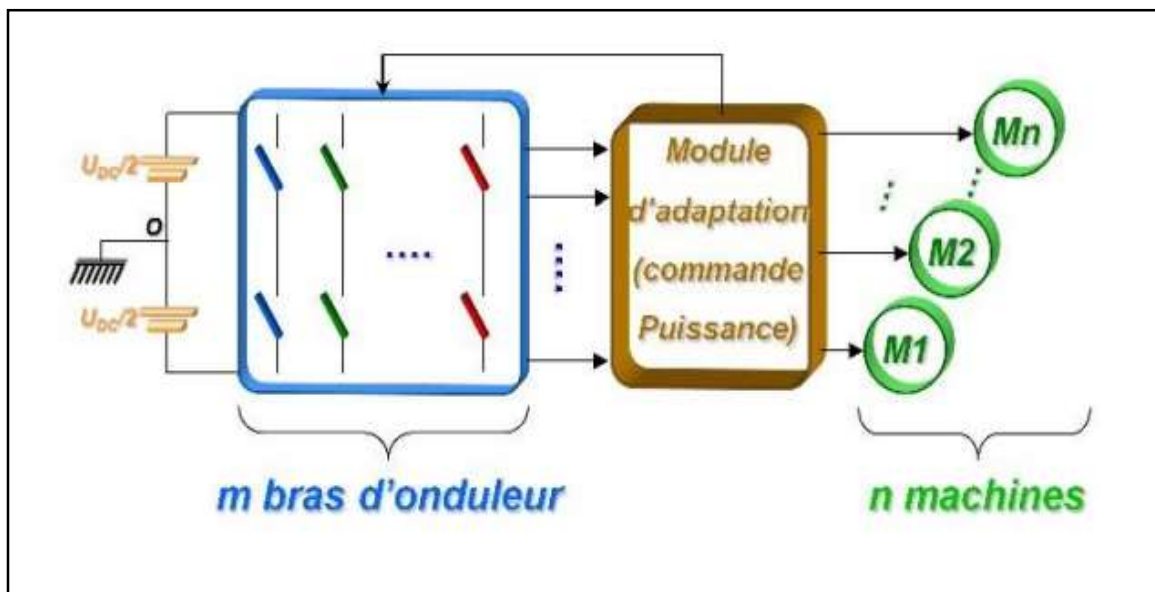
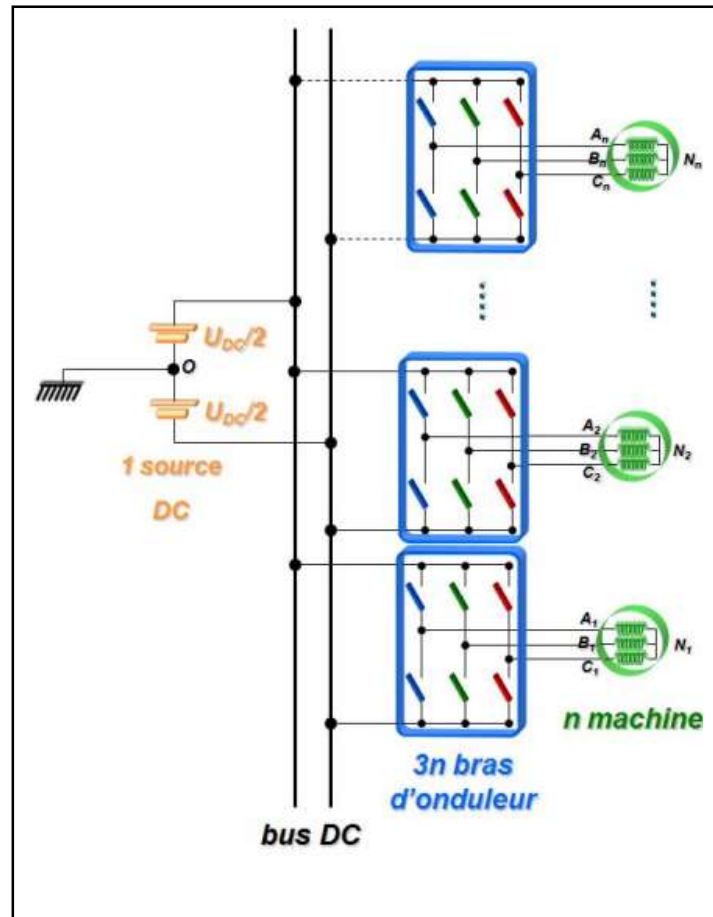


Figure III.1 : Système multi machines SM (m,n)

### III.2.1. La structure générale

Dans une structure générale de SM, chaque phase de la machine est connectée et commandée par son propre bras d'onduleur. Pour  $n$  machines triphasées, il y a donc ( $m=3n$ ) bras d'onduleur. La structure SM ( $3n, n$ ) est décrite sur la figure suivante [47] :



**Figure III.2 :** Structure générale multi machine/multi onduleur SM ( $3n,n$ )

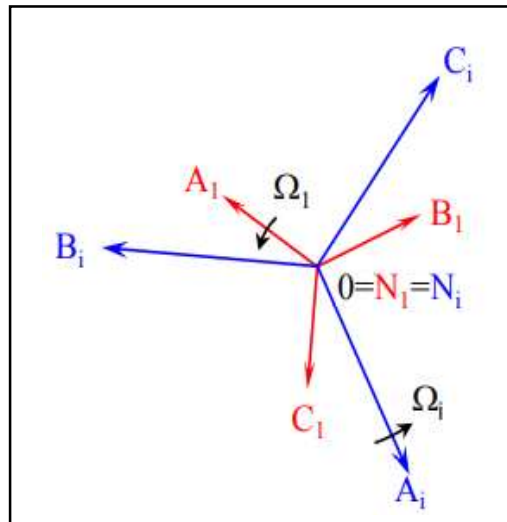
Dans ce cas, tous les bras d'onduleur sont reliés au même bus DC qui fournit la tension continue UDC. Dans la représentation vectorielle des tensions complexes, le point 'O' représente le point milieu du bus DC, ( $A_i, B_i$  et  $C_i$ ) les potentiels des phases de la machine  $i$  et  $N_i$  le potentiel de son point neutre. En considérant que Les tensions issues du contrôle des machines sont triphasées et équilibrées, la relation (III-1) est valable pour toutes les machines [48] :

$$V_{A_i N_i} + V_{B_i N_i} + V_{C_i N_i} = 0 \quad (\text{III-1})$$

De plus, dans le cas de la structure SM ( $3n, n$ ), pour une MLI, la valeur moyenne à l'échelle de la commutation de la tension  $V_{N_i O}$  peut être nulle. A cette échelle, les relations (III-2) sont donc vérifiées et il n'y a pas besoin du module d'adaptation représenté sur la figure [III.1].

$$\begin{cases} V_{Ai Ni} = V_{AiO} \\ V_{Bi Ni} = V_{BiO} \\ V_{Ci Ni} = V_{CiO} \end{cases} \quad (\text{III-2})$$

La représentation vectorielle, dans le plan complexe, des tensions appliquées aux différentes machines est tracée sur la figure [III.3].



**Figure III.3 :** Tensions appliquées aux machines pour une structure SM (3n, n)

Il n'y a pas de commande mutuelle entre les différents onduleurs et les machines peuvent évoluer indépendamment les unes par rapport aux autres. Cependant, comme présenté précédemment, un tel système peut s'avérer cher et volumineux. Il n'est donc pas forcément le mieux adapté pour le cas d'étude.

Des structures avec ( $m < 3n$ ) ont alors été développées. Ces structures ont été étudiées la plupart pour des machines asynchrones. En faisant l'hypothèse que ces machines ont des caractéristiques identiques, il est cependant possible d'appliquer aussi, plus ou moins complètement, ces structures aux machines synchrones [47].

### III.2.2. Présentation de structures mutualisées

#### III.2.2.1. La cellule minimale

Pour un SM (m,n), on appelle cellule minimale d'ordre y le plus petit sous ensemble autonome de ce système, cette structure étant notée SM (x,y). Les y machines de la cellule minimale ont alors des composantes liées et sont alimentées par x bras d'onduleur.

Par contre, un système multi machine peut comprendre plusieurs cellules minimales qui sont indépendantes les unes des autres. Ainsi, un système SM (m,n) est composé de  $(\frac{n}{y})$  cellules minimales d'ordre x et peut se noter  $SM(x\frac{n}{y},n)$ . A noter que le nombre n de moteurs dans le système est forcément un multiple de y [47].

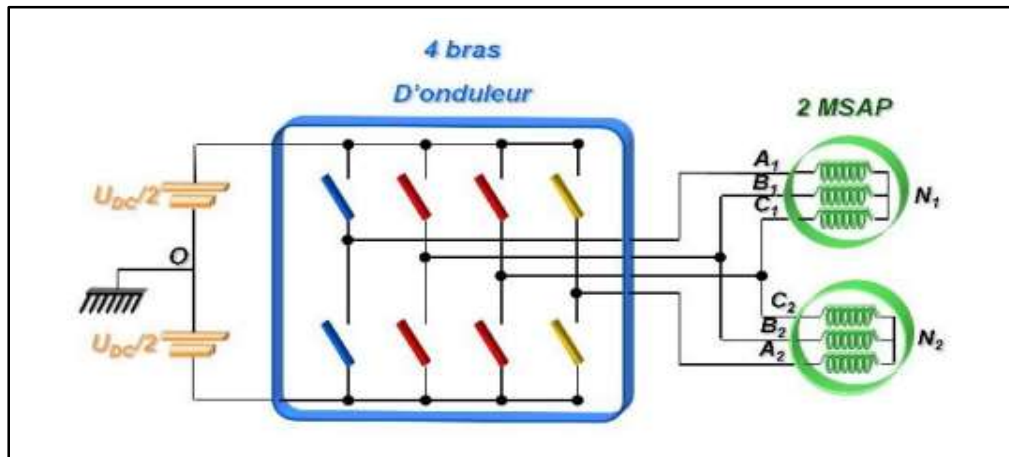


Figure III.4 : Structure à bras commun SM(4n/2,n)

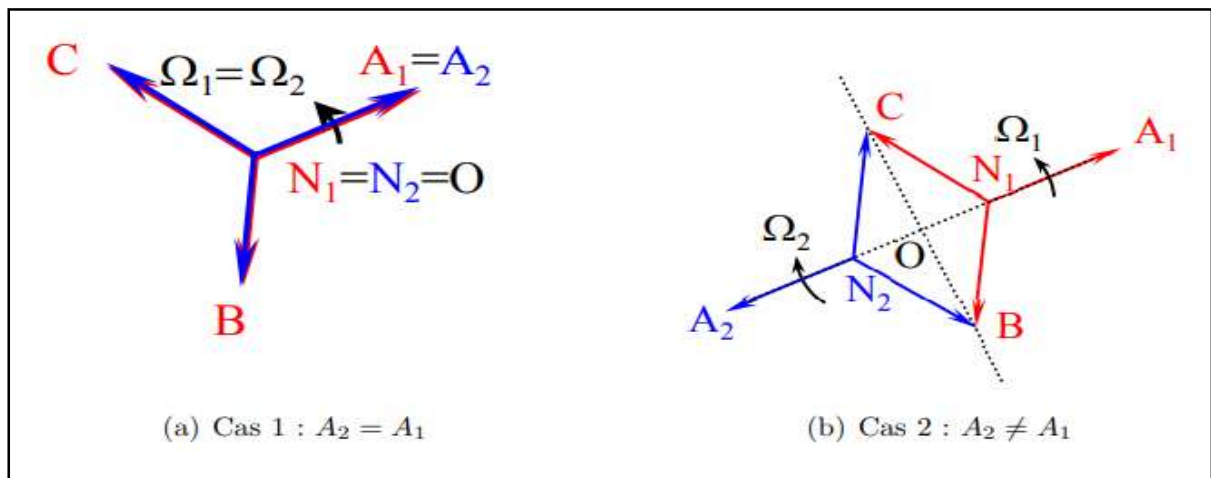


Figure III.5 : Représentation vectorielle des tensions pour la structure à bras communs SM(4n/2,n)

III.2.2.2. La structure à bras communs : n machines et 2n bras

Comme représenté sur la figure [III.4], un système ayant cette structure est composé de cellules minimales d'ordre 2. Deux bras d'onduleur sont alors mis en commun pour deux phases de deux moteurs. La troisième phase de chaque machine est connectée à son propre bras. Il y a donc quatre bras pour deux machines : cette structure est de type SM(4n/2n).

Cette configuration, initialement utilisée pour la motorisation asynchrone d'un robot mobile impose que les machines tournent à des vitesses identiques en valeur absolue, c'est à dire dans le même sens ou en sens contraire [49].

Sur la figure [III.5], vue la configuration utilisée, les relations suivantes apparaissent :

$$\begin{cases} V_{0B2} = V_{0B1} = V_{0B} \\ V_{0C2} = V_{0C1} = V_{0C} \end{cases}$$

Deux solutions respectent alors la condition d'équilibre des tensions triphasées :

$$\Rightarrow \text{Soit : } V_{A1 N1} = V_{A2 N2} \Rightarrow \Omega_1 = \Omega_2 \quad (\text{Figure I.19(a)})$$

$$\Rightarrow \text{Soit : } V_{A2 N1} = -2V_{A1 N1} \Rightarrow \Omega_1 = -\Omega_2 \quad (\text{Figure I.19(b)})$$

Les tensions triphasées obtenues sont régulées puis la consigne de régulation est envoyée à l'onduleur. Cependant, les tensions imposées à l'onduleur ont comme référence le point 'O'.

Afin d'optimiser au mieux les tensions imposées sur les bras de l'onduleur, ce point est obtenu à partir des tensions de référence  $(V_{N10})_{ref}$  et  $(V_{N20})_{ref}$

Les relations (III.3) présentent alors le lien entre les tensions calculées par le régulateur et les tensions de référence imposées à chaque onduleur :

$$\begin{cases} (V_{A10})_{ref} = (V_{A1 N1})_{reg} + (V_{N10})_{ref} \\ (V_{B0})_{ref} = (V_{BN1})_{reg} + (V_{N10})_{ref} \\ (V_{C0})_{ref} = (V_{CN1})_{reg} + (V_{N10})_{ref} \\ (V_{A20})_{ref} = (V_{A2 N2})_{reg} + (V_{N20})_{ref} \end{cases} \quad (\text{III-3})$$

Cette structure peut donc être utile pour des machines ayant besoin de tourner à la même vitesse, soit dans le même sens, soit dans le sens opposé.

Elle a l'avantage de n'avoir que 4 bras d'onduleur pour 2 machines triphasées, un module d'adaptation supplémentaire permettant de réguler le point milieu du bus continu O afin de régler  $(V_{N10})_{ref}$  et  $(V_{N20})_{ref}$ .

Cependant, les bras d'onduleur communs aux deux machines doivent être surdimensionnés par rapport aux bras d'onduleurs n'appartenant qu'à une seule machine, puisqu'ils doivent être capables de supporter les courants passant dans les deux machines. [47] [48]

### III.2.2.3. La structure à point milieu commun : n machines et 2n bras

Distincts et la troisième phase est reliée au point milieu O du bus continu alimentant l'onduleur. La cellule minimale dessinée sur la figure [III.6] est d'ordre 1. Il y a deux bras pour une machine, la structure est de type SM (2n, n). Les moteurs peuvent tous fonctionner à des vitesses différentes, la figure [III.7] représentant le diagramme vectoriel de deux machines qui fonctionnent indépendamment [49].

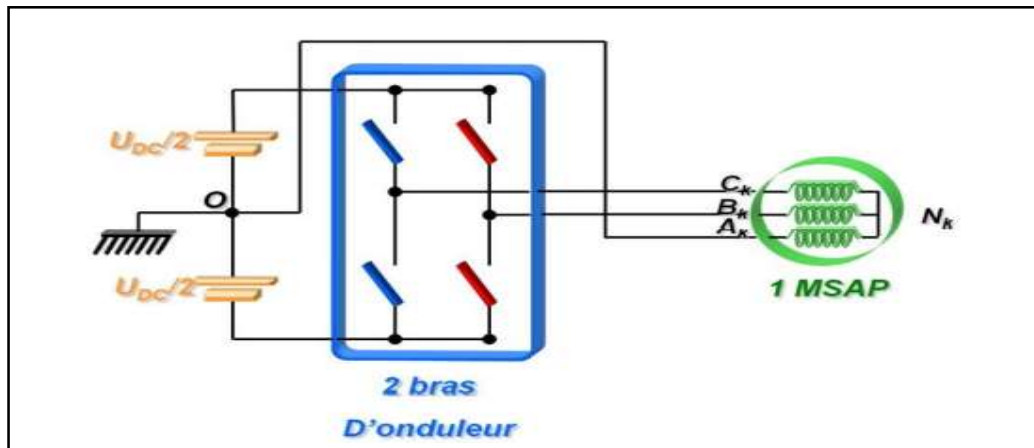


Figure III.6 : Structure à point commun SM (2n,n)

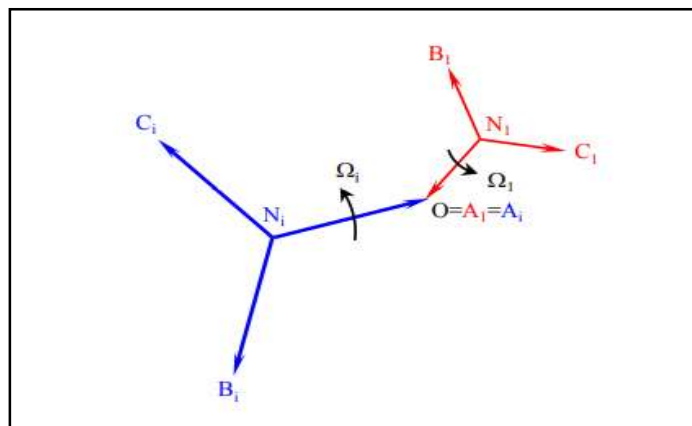


Figure III.7 : Représentation vectorielle des tensions pour la structure à point commun SM (2n, n)

La troisième phase de la machine est ici fixée au point milieu O. Pour le moteur i, la relation  $V_{OA_i} = 0$  est donc vérifiée. Le système (Ai, Bi, Ci) à point neutre Ni étant équilibré, la relation  $V_{ON_i} = -V_{A_iN_i}$  est assurée.

Comme pour le cas de la structure à bras communs, les tensions de références imposées sur les bras d'onduleur vont différer des tensions calculées par le régulateur : pour la machine  $i$ , les relations (III-4), (III-5) sont vérifiées :

$$(V_{BiO})_{ref} = (V_{BiNi})_{reg} + (V_{NiO})_{ref} \quad (III-4)$$

$$(V_{CiO})_{ref} = (V_{CiNi})_{reg} + (V_{NiO})_{ref} \quad (III-5)$$

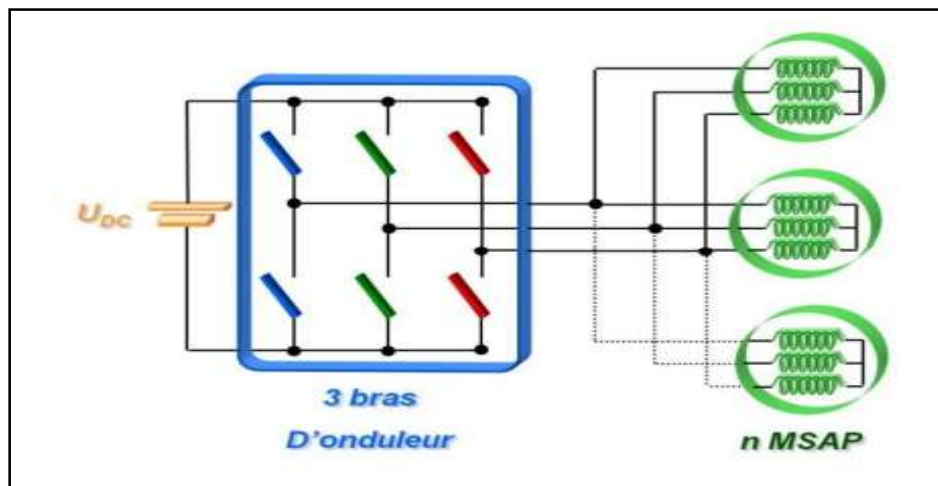
Avec :  $(V_{NiO})_{ref} = -(V_{AiNi})_{reg}$

Cette structure a l'avantage d'avoir une cellule minimale d'ordre 1 : les moteurs peuvent fonctionner indépendamment les uns des autres et le nombre de bras d'onduleur est diminué. La puissance de ce système est tout de même réduite et pour confectionner ce système, il faut avoir accès au point milieu du bus continu, et en réguler la tension.

### III.2.3. La structure parallèle : 3 bras pour $n$ machines

Cette structure est du type SM (3,  $n$ ) et ce, quel que soit le nombre  $n$  de machines. Les exemples trouvés dans la littérature se contentent cependant de 2 machines mises en parallèle

Chaque bras d'onduleur est partagé par toutes les machines, comme représenté sur la figure (III.8) ;



**Figure III.8 :** Structure parallèle SM (3,  $n$ )

Le dimensionnement des composants de cet onduleur doit être conforme par rapport au nombre de machines mise en parallèle. De plus il est souhaitable que les machines aient les paramètres électriques les plus proches possible [50] [48].

Les machines reçoivent alors exactement la même tension en fréquence et en amplitude. Ces machines étant supposées similaires dans un premier temps, le même flux statorique est créé dans chaque machine. Les vitesses de rotation des machines sont donc identiques :

$$\Omega_i = \Omega_j \quad \forall (i, j) \in [1, \dots, n]^2$$

Contrairement aux structures précédentes, il n'est pas possible de réguler toutes les phases des machines. Afin de s'assurer de la stabilité du système, un algorithme de commande est nécessaire.

### III.2.4. Comparaison de ces différentes structures

Les différentes structures développées pour des SM ont été présentées. Afin de voir laquelle semble la mieux respecter les conditions développées, le tableau (III.1) montre une comparaison de ces structures faite par [47].

**Table III.1:** tableau récapitulatif des différentes structures

La structure	SM (m,n)	Nombre			Avantages	Inconvénients
		de bras par machines	Lien entre les vitesses	Encombrement		
Classique	SM (3n, n)	3	Indépendante	Maxi	Machines indépendantes	Structure non mutualiser
A bras commun	SM (4n/2, n)	2	$\Omega_1 = \Omega_2$ Où $\Omega_1 = -\Omega_2$	Moyen	Structure facile à mettre en œuvre	Surdimensionnement bras communs
A point milieu	SM (2n, n)	2	Indépendante	Moyen	Peut s'appliquer a 1 machine	Accès au point milieu du bus DC
Parallèle	SM (3, n)	3/n	$\Omega_1 = \Omega_2$	Mini	Structure facile à mettre en œuvre	Surdimensionnement de tous les bras

III.3. Association d'un onduleur bi-machine synchrone a aimant permanent

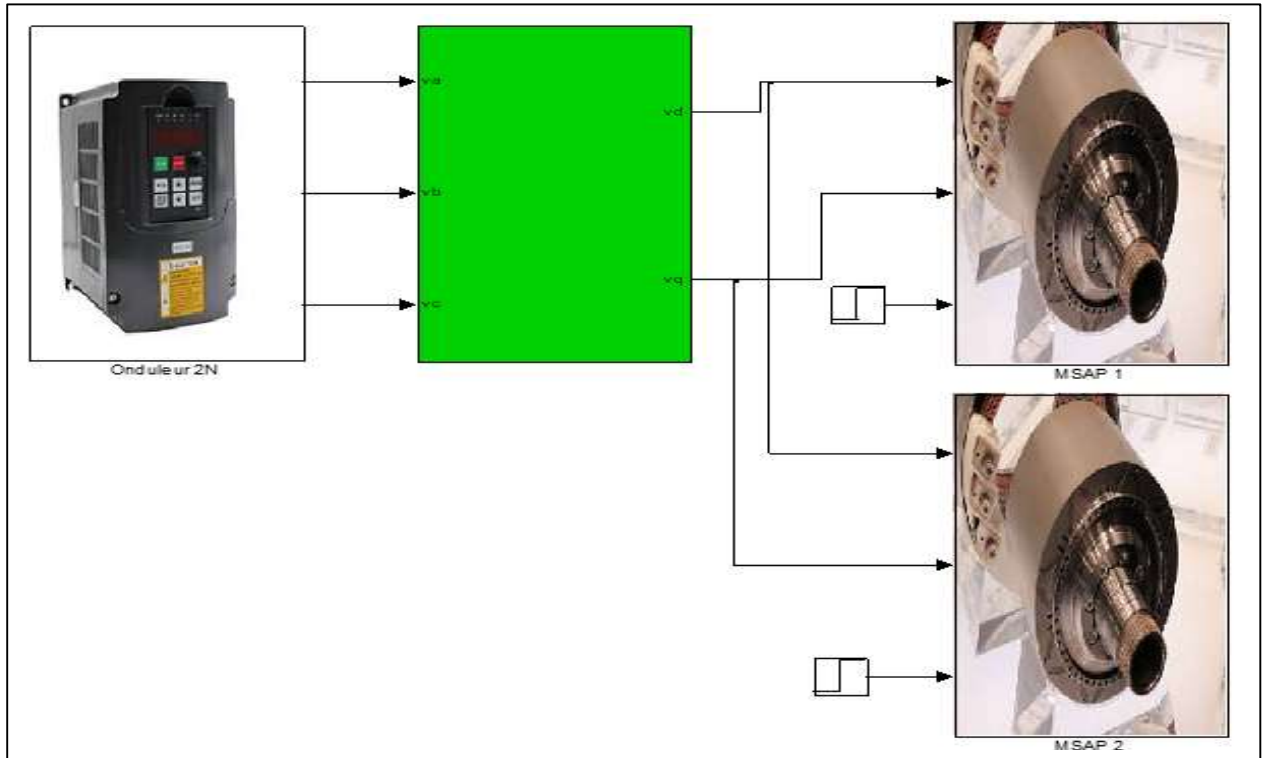
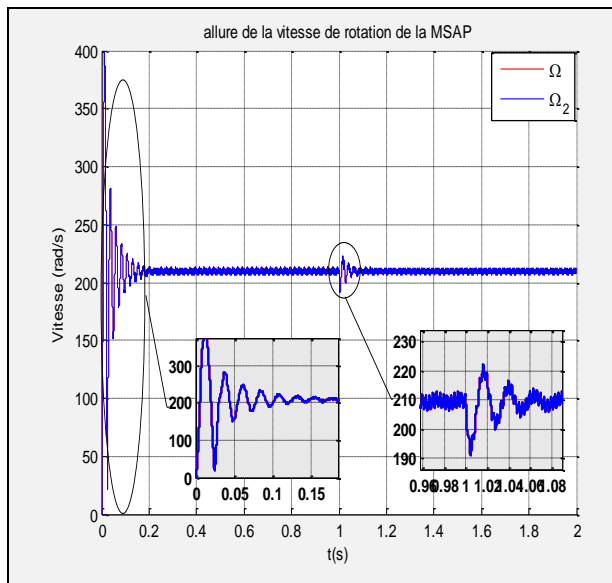
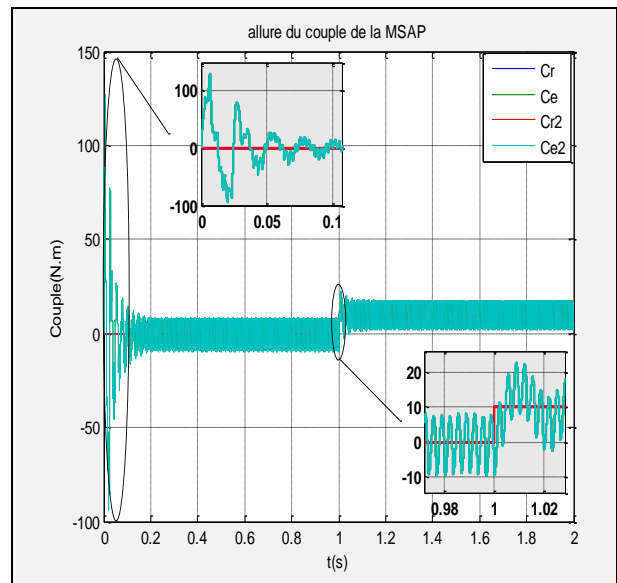


Figure III.9 : Schéma bloc de simulation de l'association d'un onduleur bi-machine (MSAP)

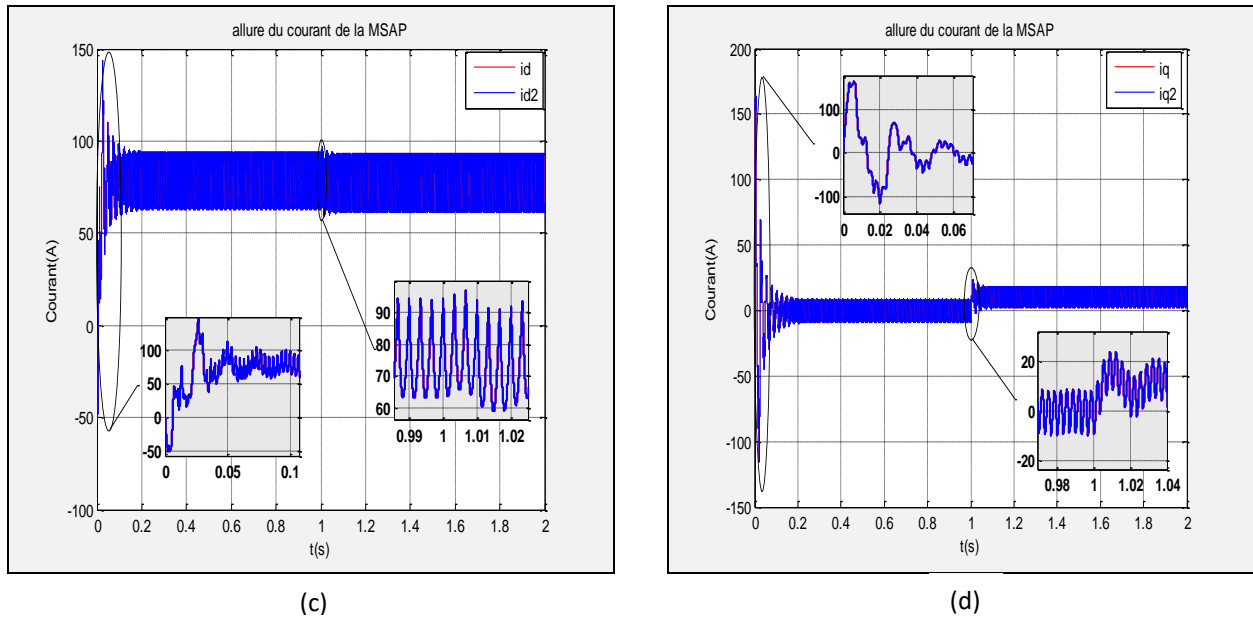
III.3.1. Résultat de simulation



(a)



(b)



**Figure III.10 :** La simulation de l'association d'un onduleur bi-machine (MSAP)

#### ✚ Interprétation des résultats

- Les résultats de la simulation d'un système bi-MSAP alimenté par un onduleur à deux niveaux, on constate que les caractéristiques d'un MSAP1 et MSAP2 sont similaires (identiques).
- L'allure des vitesses1 et vitesse2 présente des oscillations pendant le régime transitoire, puis théoriquement ces vitesses atteignent sa valeur nominale en régime permanent.
- L'allure du couple électromagnétique du deux MSAP présente aux premiers instants de démarrage des battements importants avec un pic.
- Pour Les allures des courants ( $i_d$ ,  $i_q$ ) ils présentent aux premiers instants de démarrage des battements importants avec un pic, puis tendre vers le régime permanent avec des faibles oscillations.
- A  $t=1$ s, on applique un couple de charge de 10 N.m. D'après les résultats de simulation, on remarque que l'insertion du couple de charge entraîne une variation dans les différentes réponses pendant cette perturbation (diminution de la vitesse de rotation).

III.4. Application de la commande DTC sur un système Bi-machine à structure parallèle

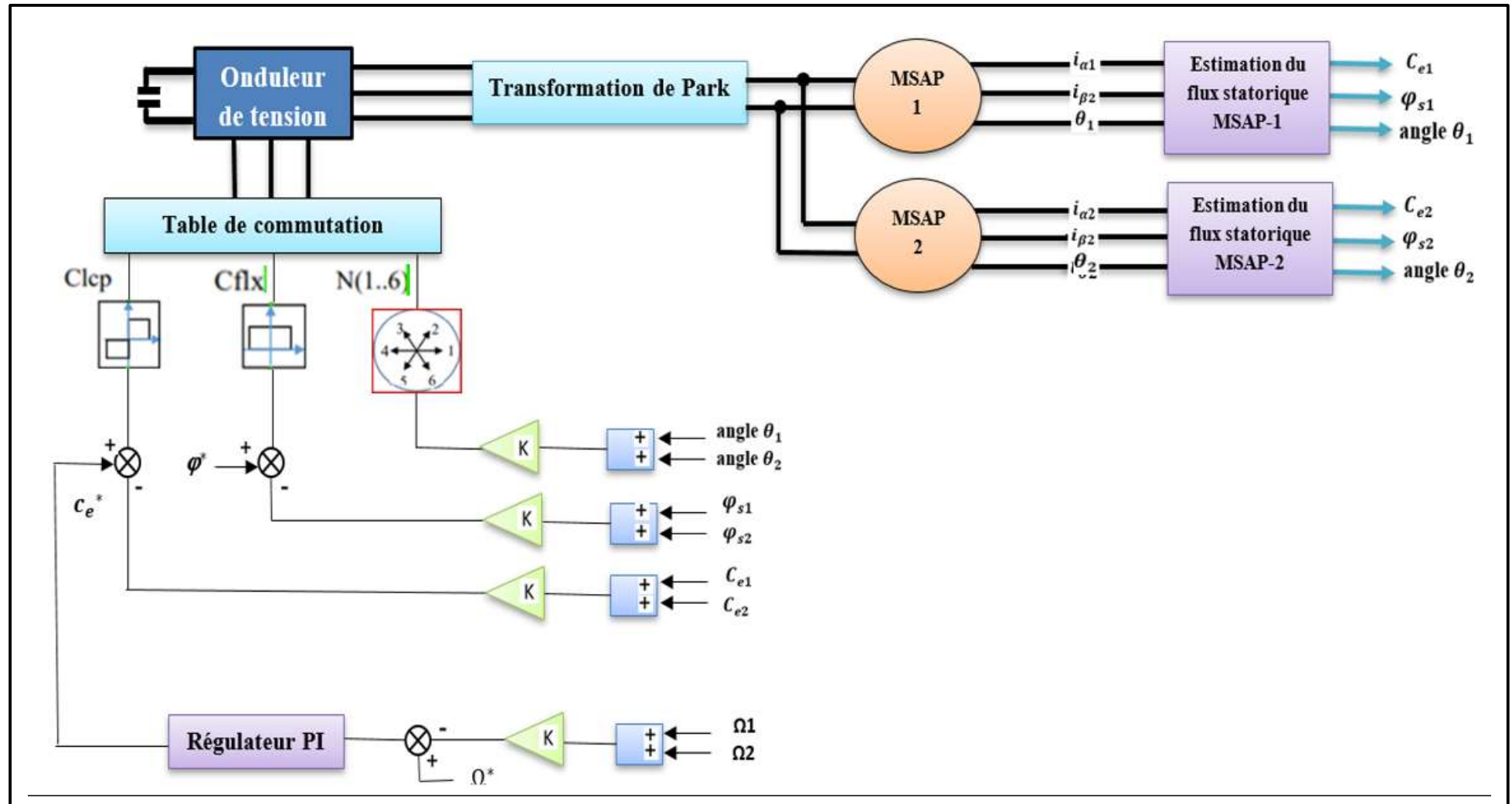
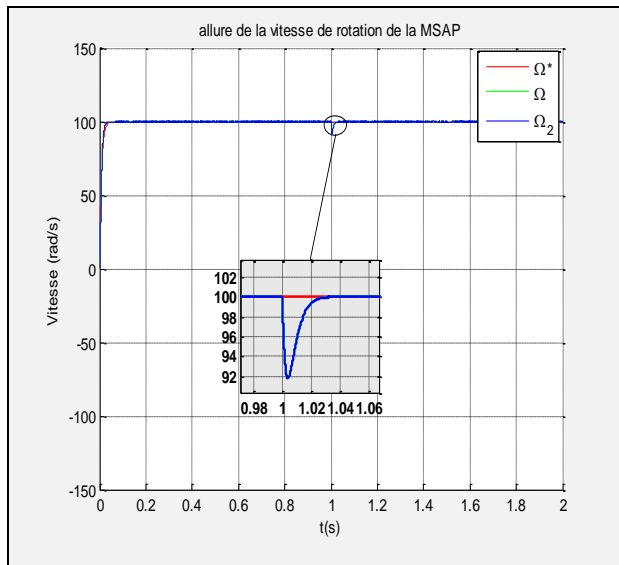
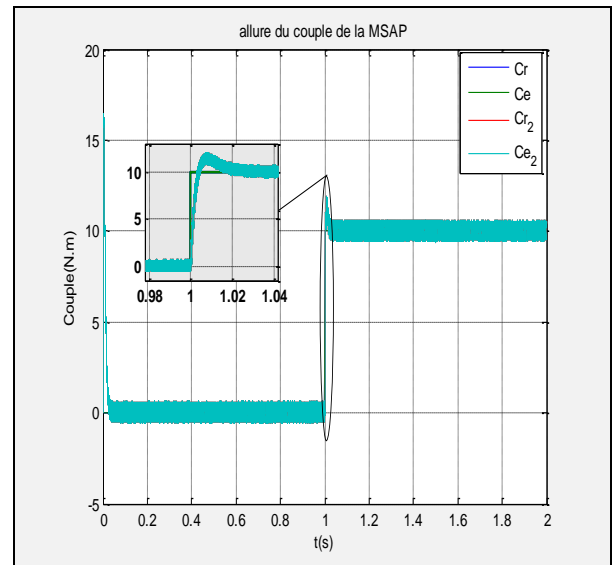


Figure III.11 : Schéma structurel d'une commande DTC appliquée sur un système Bi-Machine à structure parallèle

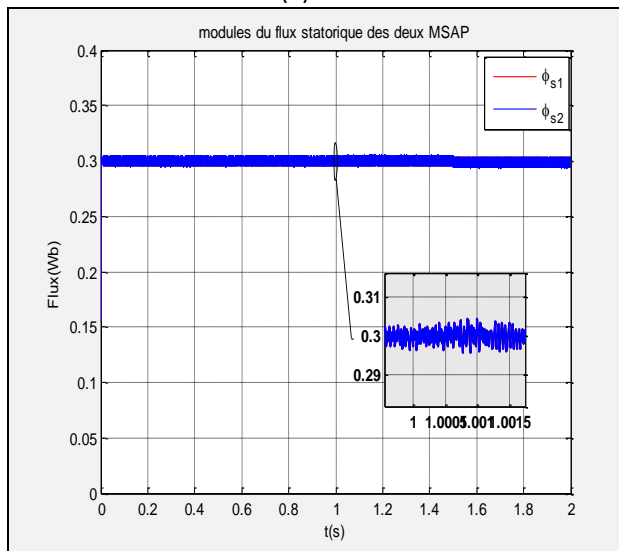
III.4.1. Résultat de simulation



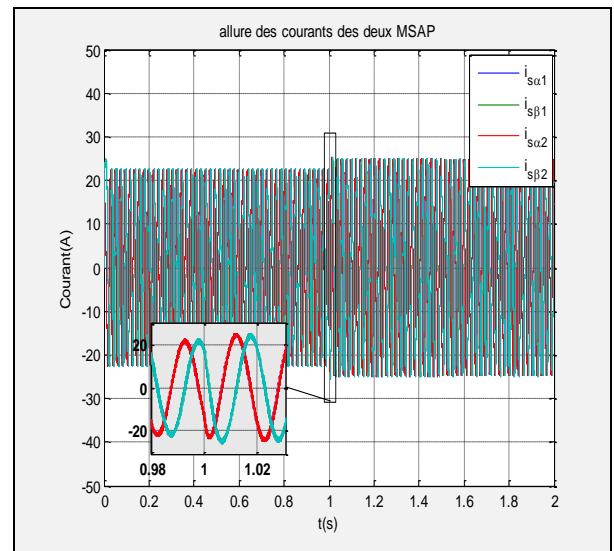
(a)



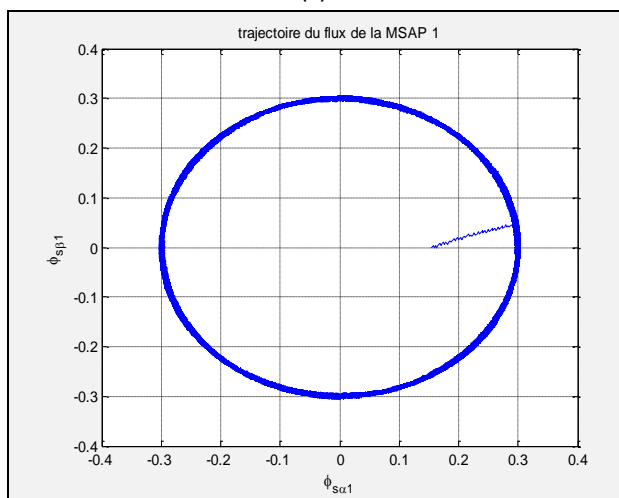
(b)



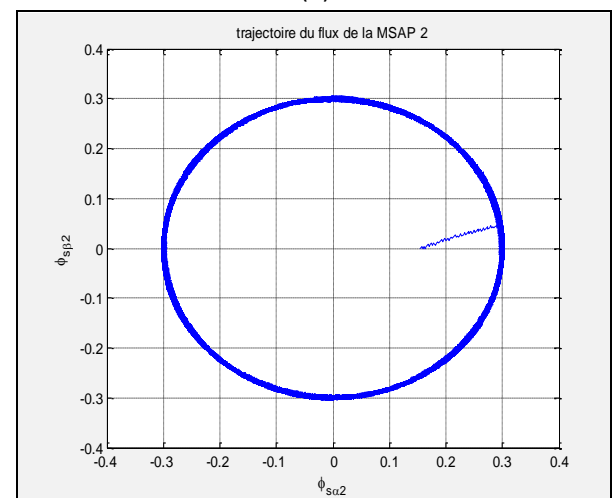
(c)



(d)



(e)



(f)

Figure III.12 : La simulation de la commande DTC (2n3n) appliquée sur un système Bi- Machine à structure parallèle.

### Interprétation des résultats

En comparant les résultats (DTC d'un système bi-machine) avec ceux obtenues aux systèmes alimentés par un onduleur classique, on constate qu'ils sont déférents.

Les résultats de simulation sont illustrés sur les figures (III.12) ; La figure (III.12-a) montre que la poursuite de vitesse se fait d'une manière correcte dans le cas de la DTC  $2n3n$  et suit sa valeur de référence, avec l'application de couple résistant (10N.m) à l'instant 1s, la vitesse diminue et puit elle reprend sa valeur de référence grâce au rejet la perturbation.

La figure (III.12-b) permet d'avoir l'évolution du couple électromagnétique, on peut voir clairement l'allure correcte de la caractéristique du couple au démarrage et pendant l'application de la charge à l'instant (1sec).

La couronne des flux illustrée sur la figure (III.12-e) (III.12-b) montre que l'erreur du flux est maintenue constante ce qui justifie le bon choix des valeurs des paramètres du régulateur et les vecteurs tensions.

Pour les courants de la figure (III-d) ils sont parfaitement installés, on constate bien que l'amplitude augmente pendant l'application de charge.

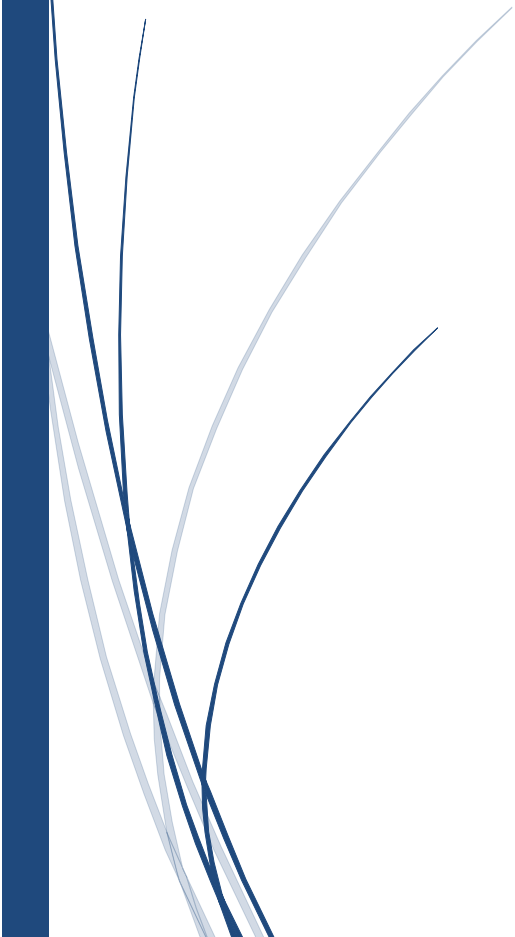
### III.6. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté l'association d'un système bi-MSAP et le principe de la DTC moyenne appliquée sur un système bi-MSAP, on peut conclure qu'on peut commander un système mono-onduleur multi-machine en parallèle avec une structure moyenne.



# *Chapitre 04*

**Commande DTC d'un système  
Bi-Machines (MSAP) alimentée par  
un Onduleur Multi Niveaux**



## *IV. Commande DTC d'un système Bi-Machines (MSAP) alimentée par un Onduleur Multi Niveaux*

### **IV.1. Introduction**

Avec le développement de l'électronique de puissance et des composants à semi-conducteurs, la technique des onduleurs multi niveaux représente une des solutions adéquate pour diminuer les ondulations des différentes repenses de la commande de la MSAP, Il existe plusieurs topologies de la conversion multi niveaux, La première topologie a été initialement proposée par A.Nabac en 1981 pour la génération de plusieurs niveaux de tension [51].

Dans ce chapitre, Nous allons présenter la commande DTC d'un onduleur de tension à trois niveaux et cinq niveaux de type NPC avec un système bi-machine (MSAP) en considérant les résultats de simulation et en les comparant avec les résultats de simulation précédents, de la commande DTC appliquée sur un système Bi- Machine mono-Onduleur (deux niveaux).

### **IV.2. Onduleur Multi Niveaux**

#### **IV.2.1 Onduleur de tension a trois niveaux de type NPC**

La figure (IV.1) montre l'idée de base de l'onduleur NPC est l'obtention d'une tension de sortie à trois niveaux par la superposition de deux interrupteurs élémentaires alimentés chacun par une source de tension continue distincte. L'onduleur triphasé à trois niveaux utilisés est constitué de trois bras et de deux sources de tension continue. Chaque bras comporte quatre interrupteurs en série et deux diodes médianes. Chaque interrupteur est composé d'un transistor et une diode montée en tête bêche

Le point milieu de chaque bras est relié à une alimentation continue, de force électromotrice (E). A l'aide d'un diviseur de tension capacitif formé par les condensateurs de filtrage C1 et C2 de même capacité, on obtient deux sources secondaires de tension continue délivrant chacune une demi tension ( $E/2$ ). Étant connectés entre eux en un point neutre noté (o). Ces derniers sont identiques de manière à éviter le déséquilibre de charge ( $C1=C2$  c'est-à-dire  $Uc1=Uc2$ ) [51].

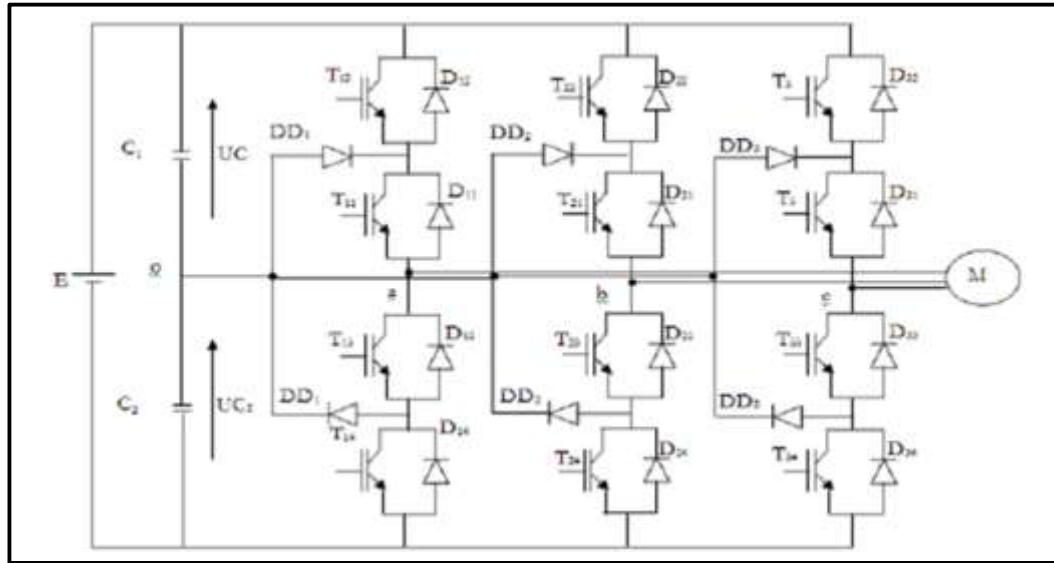


Figure IV.1 : Onduleur triphasé à trois niveaux.

#### IV.2.2. Configurations et fonctionnement d'un bras de l'onduleur à trois niveaux

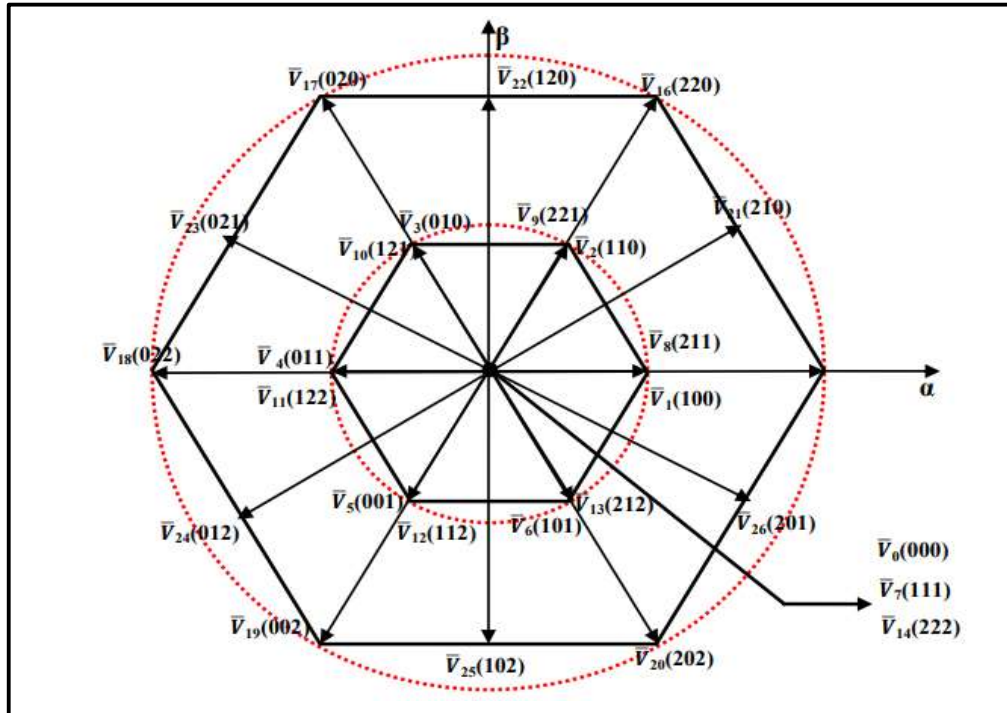
L'utilisation de l'onduleur à trois niveaux pour alimenter la MSAP, sert à minimiser les ondulations du couple électromagnétique en présentant plus de vecteurs de tensions à sa sortie [52]

La combinaison des états des différents interrupteurs est de  $3^3$ , soit 27 états. Ces configurations correspondent à 19 états dont 16 sont actifs, les trois restants sont des séquences nulles [53].

La figure (IV.2) montre l'ensemble des vecteurs tensions délivrées par l'onduleur à trois niveaux dans le plan  $(\alpha, \beta)$ .

Le code logique de chaque vecteur de tension indique les états des trois demi-bras en haut de l'onduleur. Par exemple le vecteur (012) indique que [33] :

- Les deux interrupteurs du 1<sup>er</sup> demi bras de haut (K11 et K12) sont ouverts (code 000).
- Les deux interrupteurs du 2<sup>ème</sup> demi bras de haut (K21 et K22) sont respectivement fermé et ouvert (code 111).
- Les deux interrupteurs du 3<sup>ème</sup> demi bras de haut sont fermés.



**Figure IV.2 :** Représentation vectorielle des tensions de l'onduleur à cinq niveaux.

- **Le groupe des vecteurs « tension nulle » :** Ils sont obtenus par trois combinaisons différentes des états des 3 bras et qu'on a nommé respectivement  $V_7$ ,  $V_{14}$  et  $V_0$ . Ils n'ont pas d'influence sur la tension du point milieu de l'onduleur [34].
- **Le groupe des vecteurs « demi tension » :** on peut décomposer ce groupe en 02 autres sous-groupes : Le premier est constitué des vecteurs nommés  $V_1, V_2, V_3, V_4, V_5$ , et  $V_6$ . L'autre est constitué des vecteurs  $V_8, V_9, V_{10}, V_{11}, V_{12}$ , et  $V_{13}$ . Ces vecteurs constituent l'hexagone interne « demi tension ». L'application d'un vecteur de l'un ou de l'autre sous-groupe a un effet contraire sur l'évolution de la tension du point milieu [44].
- **Le groupe des vecteurs « pleine tension » :** Ce groupe contient les vecteurs de tension nommés  $V_{15}, V_{16}, V_{17}, V_{18}, V_{19}$ , et  $V_{20}$ . Ces vecteurs constituent l'hexagone extérieur « pleine tension ». La tension du point milieu, n'est pas affectée par l'application de ces vecteurs.
- **Le groupe des vecteurs « tension intermédiaire » :** les vecteurs de tension de ce groupe se nomment  $V_{21}, V_{22}, V_{23}, V_{24}, V_{25}$ , et  $V_{26}$ . Pendant l'application de ces vecteurs, on ne peut pas savoir s'il va être de l'augmenter ou de la diminuer la tension du point milieu.

#### IV.2.3. Vecteur tension de sortie

Les tensions simples de sorties de l'onduleur se déduisent en fonction des potentiels des nœuds par rapport au point milieu par la relation suivante :

$$V_a + V_b + V_c = 0 \quad (IV-1)$$

$$\begin{cases} V_a = (V_{ao} - V_{bo} - V_{co})/3 \\ V_b = (V_{ao} - V_{bo} - V_{co})/3 \\ V_c = (V_{ao} - V_{bo} - V_{co})/3 \end{cases} \quad (IV-2)$$

Sous former matricielle :

$$\begin{pmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{pmatrix} = \frac{1}{3} \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \times \begin{pmatrix} F_{11}^b + F_{10}^b \\ F_{11}^b + F_{10}^b \\ F_{11}^b + F_{10}^b \end{pmatrix} \frac{E}{2} \quad (IV-3)$$

#### IV.2.4. Table de commutation de commande DTC pour l'onduleur à trois niveaux

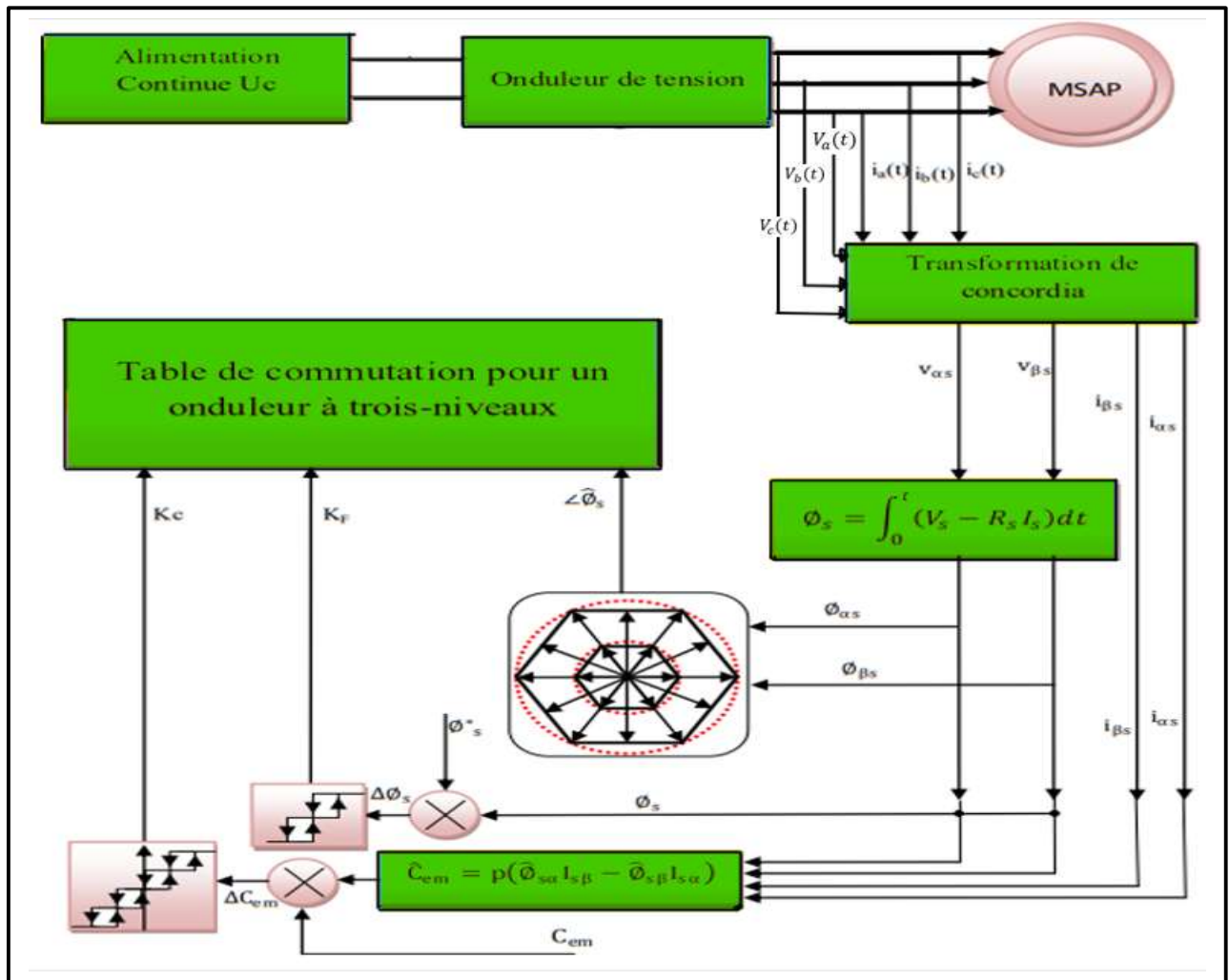
Afin de calculer les zones des secteurs et réaliser le contrôle direct du flux statorique et du couple électromagnétique de la machine synchrone à aimants permanents pilotée par un onduleur 3-niveaux de tension à structure NPC, nous devons élaborer la table de commutation mettant en œuvre au mieux les possibilités de l'onduleur. L'élaboration des tables de commutation sur douze secteurs fait une bonne localisation de vecteur flux dans le plan complexe. De là, une nouvelle table de commande est déduite donnant une relation directe entre [55].

**Tableau (IV.1) :** Table de vérité de l'onduleur à trois niveaux

Cflx	Ccp1	Secteurs											
		S1	S2	S3	S4	S5	S6	S7	S8	S9	S10	S11	S12
+1	+2	V21	V16	V22	V17	V23	V18	V24	V19	V25	V20	V26	V15
	+1	V21	V02	V22	V03	V23	V04	V24	V05	V25	V06	V26	V01
	0	V00	V07	V14	V00	V07	V14	V00	V07	V14	V00	V07	V14
	-1	V26	V01	V21	V02	V22	V03	V23	V04	V24	V05	V25	V06
	-2	V26	V15	V21	V16	V22	V17	V23	V18	V24	V19	V25	V20
0	+2	V22	V17	V23	V18	V24	V19	V25	V20	V26	V15	V21	V16
	+1	V22	V03	V23	V04	V24	V05	V25	V06	V26	V01	V21	V02
	0	V00	V07	V14	V00	V07	V14	V00	V07	V14	V00	V07	V14
	-1	V25	V06	V26	V01	V21	V02	V22	V03	V23	V04	V24	V05
	-2	V25	V20	V26	V15	V21	V16	V22	V17	V23	V18	V24	V19
-1	+2	V17	V23	V18	V24	V19	V25	V20	V26	V15	V21	V16	V22
	+1	V03	V23	V04	V24	V05	V25	V06	V26	V01	V21	V02	V22
	0	V00	V07	V14	V00	V07	V14	V00	V07	V14	V00	V07	V14
	-1	V05	V25	V06	V26	V01	V21	V02	V22	V03	V23	V04	V24
	-2	V19	V25	V20	V26	V15	V21	V16	V22	V17	V23	V18	V24

**IV.2.5. Structure générale du contrôle direct du couple de la MSAP alimentation par un onduleur à trois niveaux**

La structure d'une commande par DTC appliquée à la MSAP est représentée sur la (Figure IV.3), on utilise le tableau classique des séquences proposées par Takahashi le choix du vecteur  $V_s$ . Est effectué à chaque période d'échantillonnage  $T_m$ .



**Figure IV.3 :** Schéma de la structure générale du commande DTC de la MSAP alimenté par un onduleur de trois niveaux

**IV.3. Onduleur NPC à cinq niveaux**

Un onduleur NPC de tension triphasée à cinq niveaux, est composée de huit interrupteurs commandés, qui sont unidirectionnels en tension et bidirectionnels en courant, et de six diodes de maintien connectées tout au long du bus continu [57].

La structure triphasée de l'onduleur NPC à Cinq niveaux de tensions est présentée sur la figure (IV.4). L'onduleur est alimenté par une source continue E, que quatre condensateurs de valeurs égales se partagent pour donner quatre sources distinctes de tension E/4 [57]. Dans la figure (IV.5), on distingue 60 positions discrètes, distribuées sur quatre hexagones, en plus d'une position au centre de l'hexagone. Les 61 positions du vecteur de tension de sortie divise le diagramme vectoriel en six secteurs triangulaires.

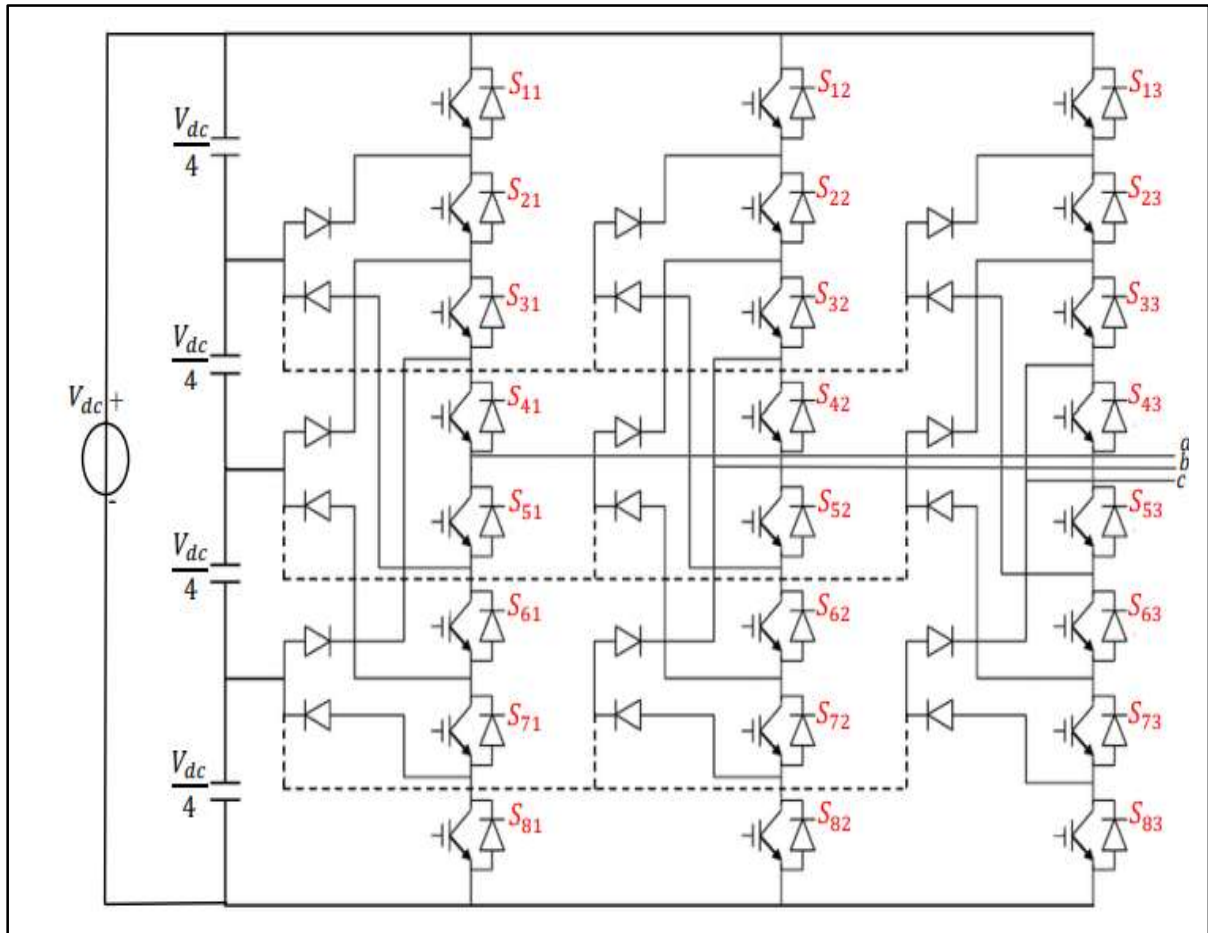


Figure IV.4 : Schéma d'un onduleur NPC à cinq niveaux

IV.3.1. Vecteur tension de sortie

Les tensions simples fournies par l'onduleur sont exprimées par le système matriciel suivant [54] :

$$\begin{pmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{pmatrix} = \frac{1}{3} \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \times \left( \begin{bmatrix} F_{11}^{b'} + F_{11}^b \\ F_{21}^{b'} + F_{22}^b \\ F_{31}^{b'} + F_{33}^b \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} F_{10}^{b'} + F_{10}^b \\ F_{20}^{b'} + F_{20}^b \\ F_{30}^{b'} + F_{30}^b \end{bmatrix} \right) \frac{E}{4} \tag{IV-4}$$

Avec  $F$ , fonction de connexion du demi-bras, est donnée comme suit :

$$\begin{cases} 1F_{k1}^b = F_{K1}F_{K2} \\ 0F_{k1}^b = F_{K1}F_{K2} \end{cases} \quad (\text{IV-5})$$

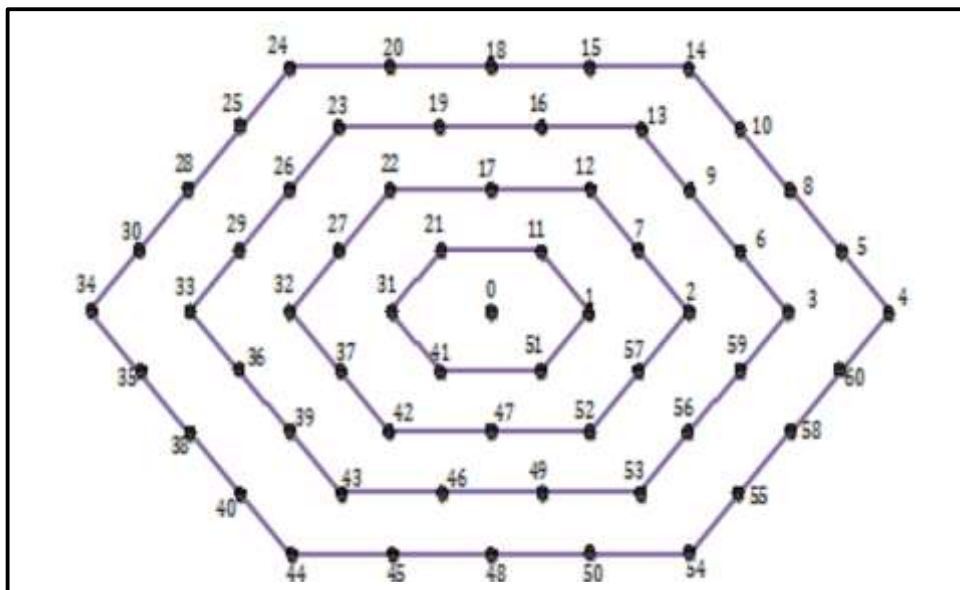
On désigne par :

$$\begin{cases} 1 \text{ le demi bras du haut} \\ 0 \text{ le demi bras du bas} \end{cases} \quad (\text{IV-6})$$

Une analyse combinatoire de tous les états possibles des interrupteurs de l'onduleur permet de calculer les composantes du vecteur de tension. Nous pouvons donc dresser un tableau, qui synthétise les différents états de l'onduleur.

### IV.3.2. Diagramme vectoriel

Les différents vecteurs d'états de l'onduleur sera représenté dans le plan  $\alpha, \beta$ . Ces vecteurs sont indiqués sur le diagramme vectoriel de la figure (IV.5) [58] [59] :



**Figure IV.5 :** Représentation vectorielle des tensions de l'onduleur à cinq niveaux.

### IV.3.3. Table de commutation de commande DTC pour l'onduleur à cinq niveaux

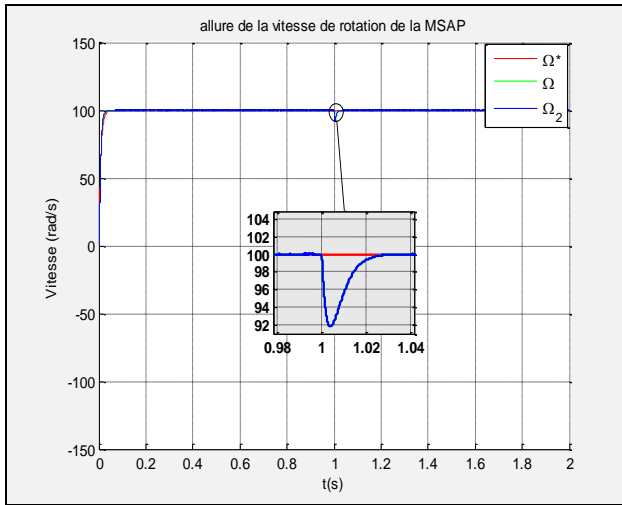
Afin de réaliser le contrôle direct du flux et du couple de la MSAP (chapitre 02) alimentée par onduleur NPC de tension à cinq niveaux, la construction des tables de commutation est basée sur le tableau de commutation de l'onduleur à deux niveaux [58] [59].

Tableau (IV.2) : Table de vérité de l'onduleur à trois niveaux

Secteur	Flux					
	1			0		
	Couple (Ce)					
	1	0	-1	1	0	-1
1	14	2	54	24	32	44
2	15	2	55	25	32	45
3	18	2	58	28	32	48
4	18	7	58	28	37	48
5	20	7	60	30	37	50
6	24	7	4	34	37	54
7	24	12	4	34	42	54
8	25	12	5	35	42	55
9	28	12	8	38	42	58
10	28	17	8	38	47	58
11	30	17	10	40	47	60
12	34	17	14	44	47	4
13	34	22	14	44	52	4
14	35	22	15	45	52	5
15	38	22	18	48	52	8
16	38	27	18	48	57	8
17	40	27	20	50	57	10
18	44	27	24	54	57	14
19	44	32	24	54	2	14
20	45	32	25	55	2	15
21	48	32	28	58	2	18
22	48	37	28	58	7	18
23	50	37	30	60	7	20
24	54	37	34	4	7	24
25	54	42	34	4	12	24
26	55	42	35	5	12	25
27	58	42	38	8	12	28
28	58	47	38	8	17	28
29	60	47	40	10	17	30
30	4	47	44	14	17	34
31	4	52	44	14	22	34
32	5	52	45	15	22	35
33	8	52	48	18	22	38
34	8	57	48	18	27	38
35	10	57	50	20	27	40
36	14	57	54	24	27	44

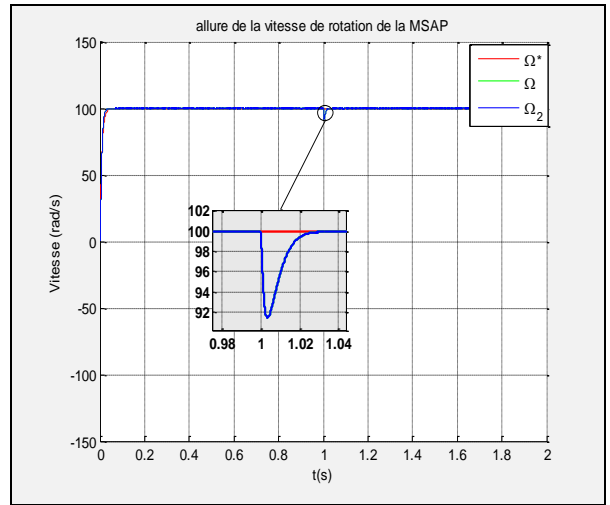
IV.4. Résultats de simulation

Onduleur 3 niveaux

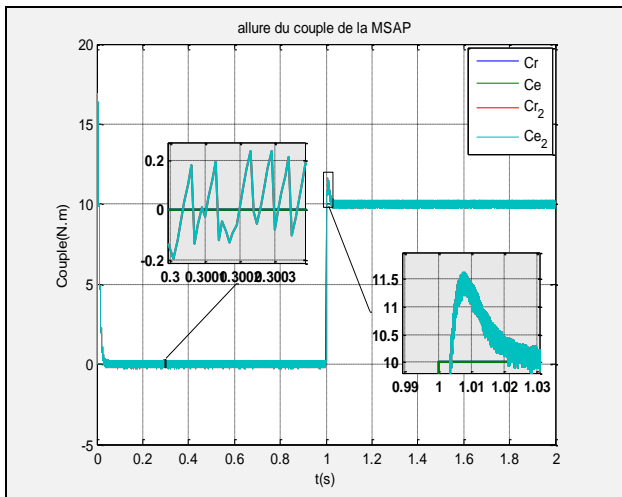


(a)

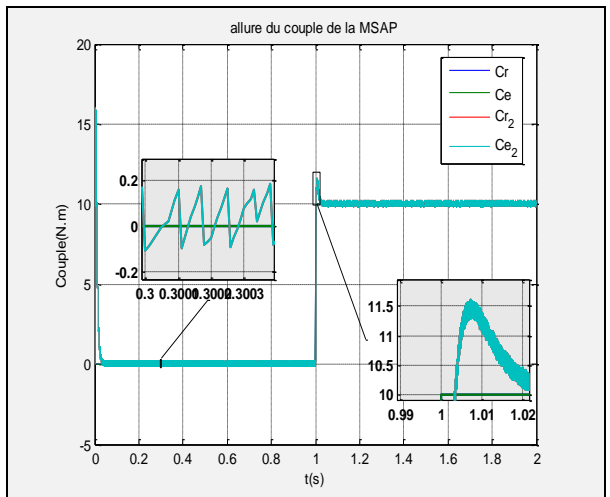
Onduleur 5 niveaux



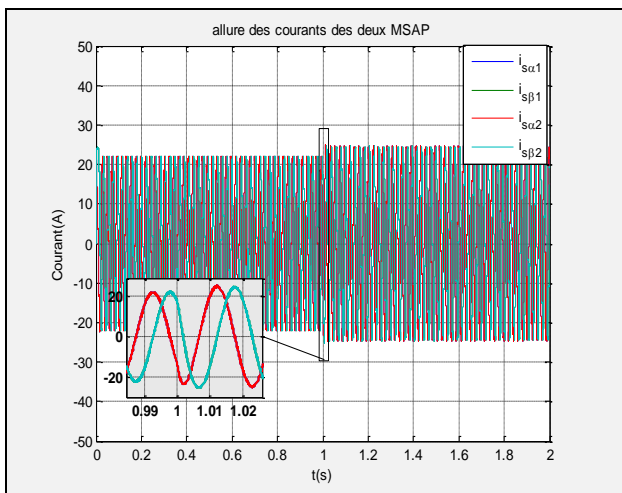
(a')



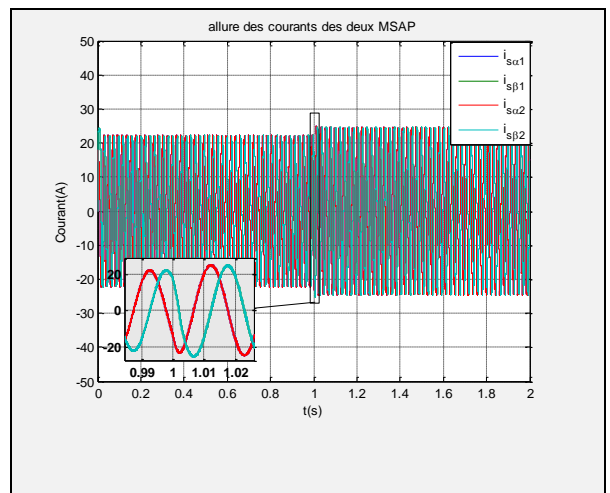
(b)



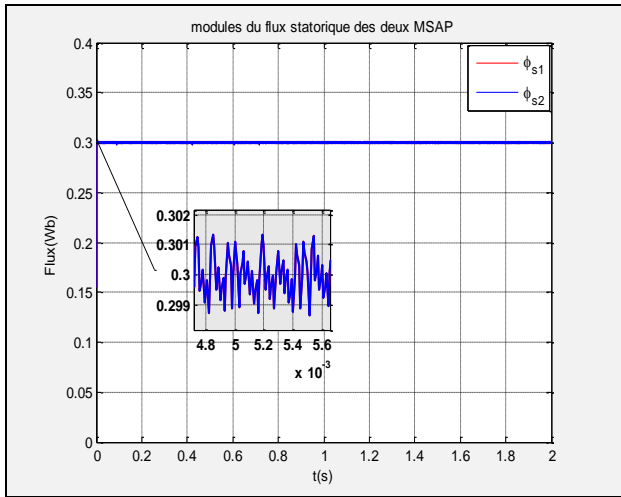
(b')



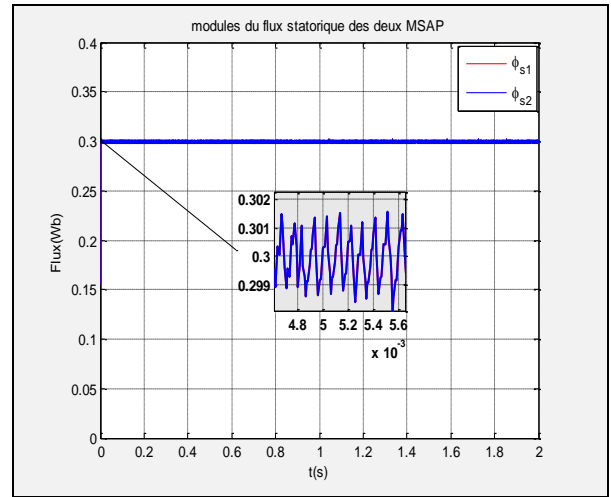
(c)



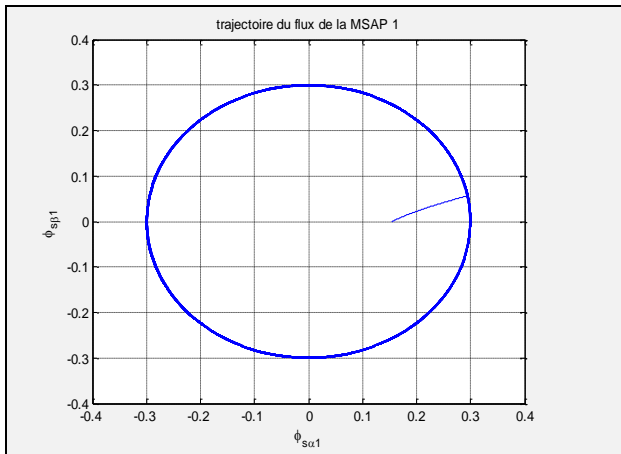
(c')



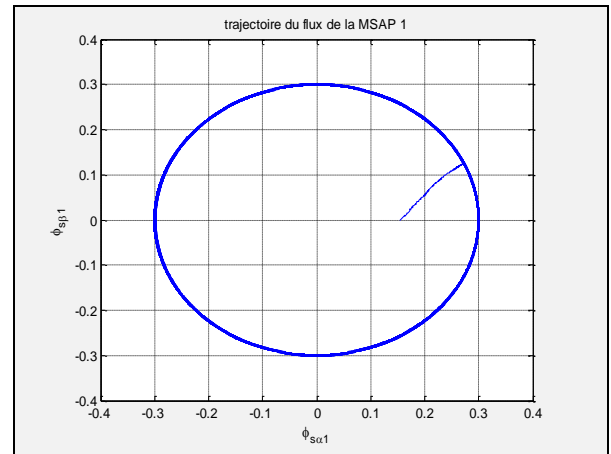
(d)



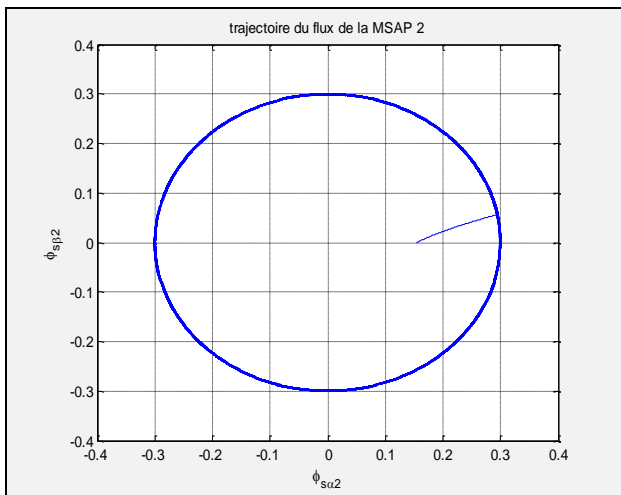
(d')



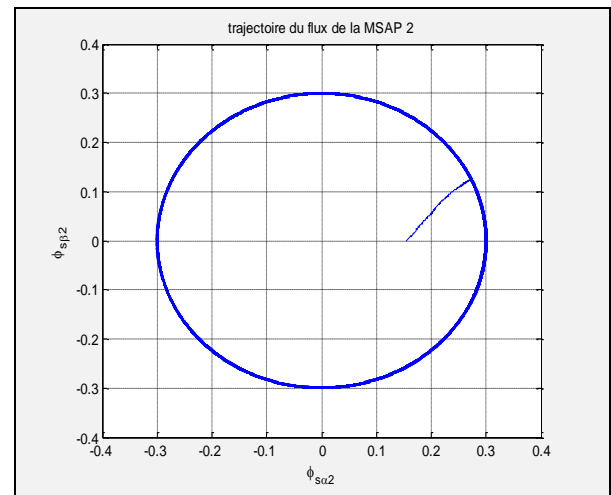
(e)



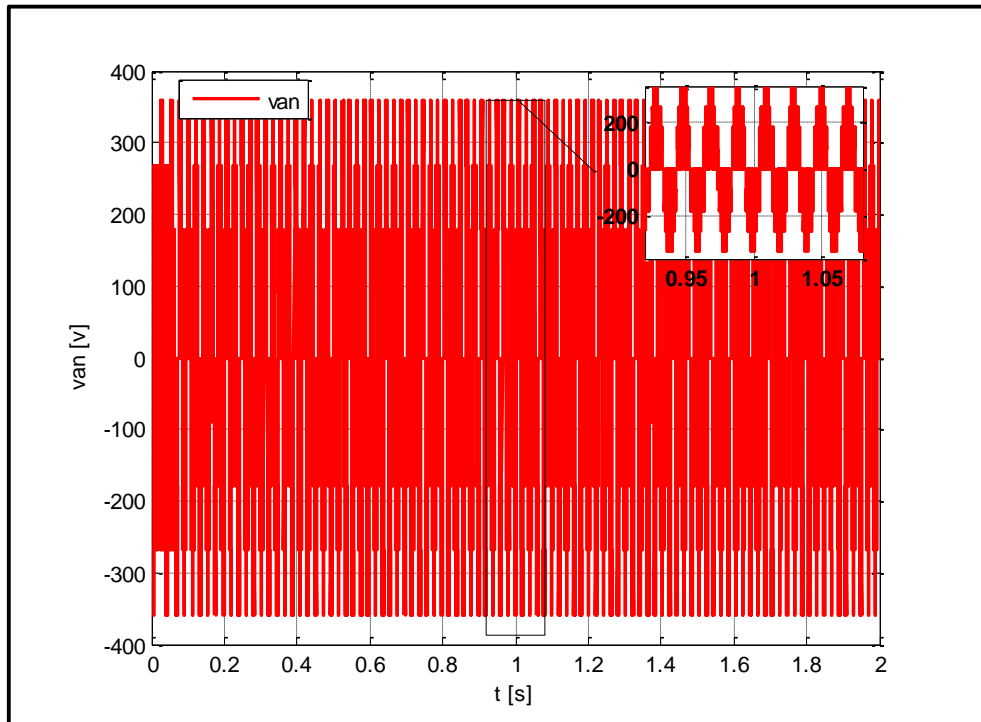
(e')



(f)



(f')



**Figure VI.6 :** Résultats de Simulation de la commande DTC d'un structure Bi-Machine alimenté par un Onduleur Multi-Niveaux (3 niveaux et 5 niveaux)

#### ✚ Interprétation des résultats :

On remarque une légère diminution des ondulations au niveau du couple dans le cas de la DTC à convertisseur de trois niveaux comme le montre la figure [VI.6-(b et b')], cela est dû à l'amélioration de la qualité du signal tension des deux convertisseurs comme l'illustre la figure [(IV.6-(g.g')].

## IV.5. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons mis en exergue la commande DTC de la MSAP, appliquée avec un l'onduleur à trois niveaux en premier lieu et en deuxième lieu avec un onduleur à cinq niveaux. On constate que plus la qualité du signal tension est mieux plus les performances de la DTC s'améliorent. On peut conclure que la commande DTC par un onduleur à cinq niveaux donne des meilleurs résultats par rapport à celles des onduleurs à deux et à onduleur à trois niveaux.

---

# Conclusion générale

---

---

## Conclusion générale

Ce travail, nous a permis d'élaborer la technique de la commande directe du couple de la machine synchrone à aimant permanent alimentée par l'onduleur à deux niveaux en vue de son amélioration en utilisant l'onduleur à multi niveaux par conséquent de minimiser les ondulations du couple électromagnétique et de flux.

Pour ce faire, dans le premier chapitre nous avons présenté la structure et le principe général d'une machine synchrone à aimant permanent, En suite, on a présenté la modélisation dans le référentiel tournant (d-q) basée sur les équations électriques et mécaniques qui régissent le comportement dynamique de la machine. Ensuite, nous avons modélisé l'onduleur de tension triphasé à deux niveaux et sa commande à MLI sinus triangle. Par la suite, des tests de simulation ont été réalisés sous l'environnement Matlab/Simulink, l'association onduleur -MSAP en régime de fonctionnement à vide puis avec application d'un couple résistant. A partir des résultats de simulation obtenus, nous avons constaté que même à la présence de l'onduleur on a constaté des ondulations fortes sur la vitesse, le couple et les courants surtout au démarrage ce qui nous confirme la théorie de démarrage de la machine synchrone.

Le deuxième chapitre, est consacré à l'étude et les stratégies d'une commande directe du couple de la machine synchrone à aimant permanent alimenté par un onduleur à deux niveaux ; la DTC est caractérisée par l'utilisation une table de vérité et une régulation par hystérésis du couple et du flux en présence de la boucle de réglage de vitesse par un régulateur classique PI. Nous avons présenté une étude comparative pour les deux types de régulation DTC ( $2n2n$ ) et DTC ( $2n3n$ ), d'après les résultats on remarque que la deuxième configuration est meilleure de point de vue commande (changement de sens de rotation).

Dans le troisième chapitre, on a présenté le démarrage direct de deux machines par un seul onduleur avec structure moyenne ; on remarque des oscillations très fortes au démarrage pour les deux machines ; cela indique toujours que la MSAP ne peut démarrer seule. Il faut signaler que nous avons étudié la topologie et structure des systèmes multi machines d'une manière générale. Pour la deuxième partie de ce chapitre on a appliqué la commande directe du couple sur le système.

D'après les résultats le contrôle direct du couple permet de démarrer les machines d'une manière souple avec de meilleures performance statique et dynamique, et sans oscillations forte.

Dans le quatrième chapitre on a présenté la DTC avec un onduleur multi-niveau (à trois niveaux et à cinq niveaux). Ce dernier nous a permet de surmonter le problème des harmoniques des courants statoriques, ceci par l'augmentation du nombre de vecteur de tension. D'après les résultats obtenus, on peut dire le convertisseur cinq niveaux présente des performances meilleur par-rapport au convertisseur à trois niveaux.

---

---

# ANNEX

---

---

## Paramètre Du MSAP :

Nombre de pair de pole	3
Résistance statorique directe	1.4 [ $\Omega$ ]
Inductance statorique directe	0.0066 [mH]
Inductance statorique quadratique	0.0058 [mH]
Flux des aimants	0.1546 [Wb]
Moment d'inertie	0.00176 [N.m.s <sup>2</sup> /rad]
Coefficient de frottement	0.00038818
fréquence	50 [Hz]
Tension d'alimentation	220/380 [V]
Vitesse de rotation nominale	150 [rad/s]
Puissance	1500 [W]

- $V_{dc} = 537$  ;
- $f_p = 3000$  ;
- $V_m = 380$  ;
- Omega réf =100 ;
- Phi réf = 0.3 ;

## Références bibliographiques

Le numéro de référence	Le référence
[01]	M. Ezzat," Commande non linéaire sans capteur de la machine synchrone à aimants permanents ", Thèse de Doctorat, École centrale de Nantes, 2011.
[02]	M.Kadjoudj, "Contribution à la Commande d'une MSAP ", Thèse De Doctorat D'état Université De Batna, 2003.
[03]	G. Grellet, G. Clerc “ Actionneurs électriques” , Editions Eyrolles, 1997.
[04]	Benaissa Malika, « Minimisation des pulsations du couple dans une commande directe du couple (DTC) d'une machine asynchrone », Mémoire de Magister, Université de Batna, 2008.
[05]	AL.Aouicha, A.Mazouz et A.Cherifi « Modélisation électromagnétique par éléments finis 2D des machines à aimants permanents », mémoire de fin d'études, UMMTO,2011.
[06]	G.Gre33et, G.clerc (Actionneurs électriques), Edition Eyrolles, 1997.
[07]	Bouteffaha Ahmed (les machines synchrones Technologies Experiment Findings) January 2019 University Mustapha Stambouli of Mascara January 2019.
[08]	B. Multon, " Application des aimants aux machines électriques ", ENS Cachan – Antenne de Bretagne, Notes de cours version 2006.
[09]	BOUKAIS Boussad, « contribution à la modélisation des systèmes couples machines convertisseurs : application aux machines à aimant permanents (BDCM-PMSM) », Thèse de doctorat à université MOULOUD MAMMERRI TIZI-OUZOU, Février 2012
[10]	G.Lacroux, ” Les aimants permanents ”, Edition technique et documentation, 1989.

[11]	<a href="https://www.techniques-ingenieur.fr/base-documentaire/energies-th4/materiaux-magnetiques-en-electrotechnique-42259210/aimants-permanents-d2102/generalites-d2102niv10001.html">https://www.techniques-ingenieur.fr/base-documentaire/energies-th4/materiaux-magnetiques-en-electrotechnique-42259210/aimants-permanents-d2102/generalites-d2102niv10001.html</a>
[12]	MAURER MAGNETIC AG. Industrie strasse 8, CH-8627 Gruningen. Information sur les matériaux magnétiques
[13]	Abderrahmane BENMOHAD, Etude électromagnétique d'une machine synchrone pour une conception optimale - M'SILA
[14]	Annane Adel 'Analyse du comportement du moteur synchrone dans les entraînements électriques à vitesse variable' M.C. Université d'Annaba 2009/2010
[15]	R.Saou, "Modélisation et optimisation de machines lentes à aimants permanents : Machines à double saillance et à inversion de flux", Thèse de doctorat d'état, ENP d'Alger, 2008
[16]	M. Barda Bendaha , «Identification des paramètres d'une machine synchrone à aimant permanent en vue d'une intégration dans des simulateurs en temps réel », Mémoire de Magistère en Électronique, Université des Sciences et de la Technologie d'Oran 04/02/2015
[17]	Cours_TD_SII/Elec/machine%20synchrone.pdf
[18]	R. Carlson, M. Lajoie-Maznec, and J.C. dos S. Fagundes, " Analysis of torque ripple due to phase commutation in brushless DC machines", IEEE Trans. Ind. Appl, vol. 28, no. 3, pp. 632-638, May/June1992.
[19]	G. Séguier et R. Bausière, "les convertisseurs de l'électronique de puissance", la conversion continu-alternatif Tome 4, deuxième édition, Lavoisier TEC II DOC.
[20]	28. F. Labrique et G. Séguier, "La conversion Continu-Alternatif", Technique et Documentation, Paris, 1995.
[21]	Thesis.univ-biskra.dz/2270/3/chapitre1.pdf
[22]	M. Keita, "Techniques de commande des convertisseurs", Maitrise en Technologie des Systèmes, Ecole de Technologie Supérieure, Montréal, Canada, Aout 1999.
[23]	MESLOUB Hayette, Commande DTC Prédicative D'une Machine Synchrone à Aimants Permanents. Mohamed Khider – Biskra, 17/05/2016

[24]	Ameur, "Commande sans Capteur de Vitesse Par DTC d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents Dotée d'un Observateur d'Ordre Complet à Modes Glissants" Mémoire de Magister, Université de Batna 2005
[25]	B. Zegueb, "Commande d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents Sans Capteur de Vitesse. Utilisation d'Un Observateur Non Linéaire", Thèse Magister, Université de Batna 2008
[26]	H. GHASSEMI, S. VAEZ-ZAEDEH, «A very fast direct torque control for interior permanent magnet synchronous motors start up», Energy conversion and Management 46,2005,715-726
[27]	A. AMEUR, « commande sans capteur de vitesse par DTC d'un moteur synchrone à aimants permanents en utilisant des techniques de l'intelligence artificielle », thèse de doctorat, Batna, 2012.
[28]	C. Carlos, "Modélisation Contrôle Vectoriel et DTC, Commande des Moteurs Asynchrone 1", Edition Hermes Science Europe, 2000.
[29]	L. Tang and M. F. Rahman, "A Matlab/Simulink Model Based on Power System Blockset -A New Direct Torque Control Strategy for Interior Permanent Magnet Synchronous Machine Drive System , In Proceedings of AUPEC'01, Australian University, Power Engineering " Conference, Perth, Australia, pp. 281-286, 2001.
[30]	G. Segulier, et F. Notelet, "Electrotechnique Industrielle", Technique et Documentation Lavoisier 1977.
[31]	A. Bouscayrol, et T. Communal "Approche Globale de La Commande Dynamique De Machines Electriques", Revue 3EI, N° 17, pp. 73-79, juin 1999.
[32]	M. Kadjoudj, C. Ghennai, C. Bouchareb, and N. Golea, "Variable Band Hysteresis Controller for Direct Torque Control of PMSM Drive", In Proceedings of MS'02 conference, Girona, Spain 2002.
[33]	P. A. Arias, "Improvements in Direct Torque Control of Induction Motors", Thèse de Doctorat, Université de Catalunya, Espagne, 2000.
[34]	Akkouchi Kamel, « Commande directe du couple (DTC) d'une machine asynchrone », Mémoire de Magister, Universite Badji Mokhtar d'Annaba, 2007.
[35]	Riad Toufouti, « Contribution à la commande directe du couple de la machine asynchrone », Thèse de Doctorat, Université Mentouri de Constantine, 2008.

[36]	Elearning-deprecated.univ-annaba.dz/pluginfile.php
[37]	MESLOUB. H, " Commande DTC Prédicative D'une Machine Synchrone à Aimants Permanents", Thèse de Doctorat, Université Mohamed Khider – Biskra, 2016.
[38]	MESLOUB Hayette,' Commande DTC Prédicative d'Une Machine Synchrone à Aimants Permanents', Thèse Doctorat, Université de Biskra 2016
[39]	BELKACEM Sebti, 'Contribution à la Commande Directe du Couple de La Machine à Induction', Thèse Doctorat, Université de Batna 2005
[40]	Benaissa Malika, " Minimisation des pulsations du couple dans une commande directe du couple (DTC) d'une machine asynchrone ", Mémoire de Magister, Université de Batna, 2008.
[41]	Ahmed Chebak, « Modélisation, conception et optimisation des machines sans encoches à aimants permanents à haute vitesse », Thèse de Doctorat, Université LAVAL QUÉBEC, 2013
[42]	Nash J.N, "Direct Torque Control, Induction Motor Vector Control without an Encoder," IEEE Trans. On industry applications, VOL 33, n° 2, pp. 333-341, 1997.
[43]	Antoni A.P, " improvement in direct torque control of induction motors ". Thèses de doctorat de l'université polytechnique de Catalunya Espagne, Novembre 2000.
[44]	Ismail E, " Commande haute performance d'un moteur asynchrone sans capteur de vitesse par contrôle direct du couple ".Thèse doctorat de l'institut national polytechnique de Toulouse, Mars 1999.
[45]	Zhong L, Rahman M.F, Hu W.Y, Lim K.W, Rahman M.A, " A direct torque controller for permanent magnet synchronous motor drives " IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 14, No. 3, pp 637, September 1999.
[46]	Mr AMEUR AISSA, COMMANDE SANS CAPTEUR DE VITESSE PAR DTC D'UNE MACHINE SYNCHRONE À AIMANTS PERMANENTS DOTÉE D'UN OBSERVATEUR D'ORDRE COMPLET À MODES GLISSANTS, Batna, Promotion 2003
[47]	M.Damien BIDART, Commande coopérative des systèmes mon convertisseurs multi machinés synchrones, l'Institut National Polytechnique de Toulouse (INP Toulouse), Le Mercredi 01 juin 2011

[48]	A. Bous Cayrol, Structures d'alimentation et stratégies de commande pour des systèmes multi machines asynchrones Application à la motorisation d'un robot mobile, Thèse de doctorat de l'Institut National Polytechnique de Toulouse, 1995.
[49]	S. Siala, Motorisation asynchrone d'un robot mobile - Observation et régulation du flux ; contrôle de l'alimentation pour le suivi de trajectoire, Thèse de doctorat de l'Institut National Polytechnique de Toulouse, 1992.
[50]	K. Matsuse, H. Kawai, Y. Kouno, J. Oikawa, Characteristics of speed sensorless vector controlled dual induction motor drive connected in parallel fed by a single inverter, IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 40, No.1, pp 153-161, Janvier/fevrier 2004.
[51]	Houria Ben Zemammouch « Application de la MLI Vectorielle aux Onduleurs Multi niveaux à base de GTO et d'IGBT », Mémoire Présenté en vue d'obtention du diplôme de Magister, Université Badji Mokhtar Annaba.201
[52]	FENNOUH Elhachemi: "Apport des onduleurs multi-niveaux dans la commande de la machine asynchrone (moteur à induction) ", l'université de Batna, mai, 2012.
[53]	DIAF YOUSOUF, BEN ANTER DJAMAL : " MODELISATION ET COMMANDE D'UN ONDULEUR TRIPHASE PILOTE PAR MLI A STRUCTRE MULTINIVEAUX", Université Kasdi Merbah-Ouargla 2011/2012.
[54]	Zegueb Boubaker, Commande d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents Sans Capteur de Vitesse. Utilisation d'Un Observateur Non Linéaire, Mémoire de Master, Université de Batna, 2008.
[55]	Salmi Salem, Commande par MLI vectorielle d'un onduleur à sept niveaux alimentant un moteur à cage, Mémoire de Master, Université Mohamed Boudiaf, M'sila, 2012.
[56]	Ben daikha Abdel malik, Commande par MLI vectorielle d'un onduleur multi-niveaux, Thèse de doctorat, Université Badji Mokhtar, Annaba, 2018
[57]	H. Benbouhenni, R. Taleb, F. Chabni, « Etude comparative entre la commande DTC trois niveaux et commande DTC cinq niveaux de la machine asynchrone, » 4 ème Conférence Internationale des Energies Renouvelables (CIER-2016), Hammamet-Tunisie, Décembre 20-22, 2016.

<p>[58]</p>	<p>M. Birame, B. Mokhtari, L. Mokrani, B. Azoui, A. Naamane, N. M'sirdi, «Compensateur PI flou de la variation de la résistance statorique d'un moteur à reluctance variable commande par DTC, » Acta Electrotehnica, Vol. 53, No. 4, 2012</p>
<p>[59]</p>	<p>S. Meziane, R. Toufouti, H. Benalla, «Etude Comparative entre la DTC deux niveaux et la DTC Trois Niveaux de la Machine Asynchrone, » Communication Science et Technologie, No. 7, janvier 2009.</p>

