

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

UNIVERSITÉ MOULOUD MAMMARI DE TIZI-OUZOU



FACULTÉ DE GÉNIE ÉLECTRIQUE ET D'INFORMATIQUE  
DÉPARTEMENT D'ELECTROTECHNIQUE

## Mémoire de Fin d'Études de MASTER ACADEMIQUE

Domaine : **Sciences et Technologies**

Filière : **Électrotechnique**

Spécialité : **Machines Electriques**

*Présenté par*

**SIDI MAMMAR Ghiles**

Thème

## Etude d'une MSAP Alimentée par un Onduleur à Trois Niveaux

*Mémoire soutenu publiquement le 25 / 09 / 2024 devant le jury composé de :*

**M<sup>elle</sup> Nadia KECILI**  
MAB, UMMTO, Présidente

**M<sup>me</sup> Hassina ABDELLAOUI**  
MAB, UMMTO, Promotrice

**M<sup>elle</sup> Malika LOUANCHI**  
MAA, UMMTO, Examinatrice

**M<sup>r</sup> Khoudir MAROUANI**  
MAB, UMMTO, Examineur

## Remerciements

---

*Avant tout je remercie le bon dieu pour m'avoir donné la force et la volonté de dépasser tous les obstacles et finaliser ce travail.*

*Je remercie tout particulièrement ma promotrice de mémoire, **M<sup>me</sup> ABDELLAOUI Hassina**, pour ses précieux conseils, son encadrement bienveillant, ainsi que pour sa disponibilité et sa rigueur tout au long de cette aventure intellectuelle. Ses remarques éclairées et ses orientations pertinentes m'ont permis de progresser et de donner le meilleur de moi-même.*

*Je tiens également à exprimer ma reconnaissance à l'ensemble du corps enseignant de département d'électrotechnique UMMTO, pour m'avoir transmis les connaissances nécessaires et pour leur dévouement tout au long de mon parcours académique.*

*Je remercie tous les membres du jury qui acceptent de juger mon travail et pour l'intérêt qu'ils l'ont porté.*

*Enfin, je tiens à exprimer ma profonde gratitude à ma famille, qui m'a soutenu tout au long de cette aventure académique. À mes parents, qui ont toujours cru en moi, je vous dois beaucoup. Votre amour, vos encouragements et votre confiance en mes capacités ont été des piliers essentiels dans ce parcours.*

*Ce mémoire est aussi le fruit de votre soutien. Merci à tous.*

---



---

# Sommaire

Remerciements.....	i
Liste des figures .....	vi
Liste des tableaux.....	ix
Liste des symboles.....	x
Liste des abréviations.....	xi

Introduction générale.....	1
----------------------------	---

## **Chapitre I : Généralités sur la machine synchrone à aimants permanents**

<b>I.1 Introduction.....</b>	<b>3</b>
<b>I.2 La machine synchrone à aimants permanents.....</b>	<b>3</b>
<b>I.2.1. Constitution de la machine synchrone à aimant permanent(MSAP).....</b>	<b>4</b>
<b>I.2.2. Principe de fonctionnement de la MSAP.....</b>	<b>5</b>
<b>I.2.3 Autopilotage de la MSAP.....</b>	<b>6</b>
<b>I.2.4 Différentes structures de machines synchrones à aimants permanents.....</b>	<b>7</b>
I.2.4.A.Structures à flux radial (RFPM).....	7
I.2.4.B Structures à flux axial (AFPM).....	9
<b>I.3 Les aimants permanents.....</b>	<b>10</b>
<b>I.3.1 Aperçu historique.....</b>	<b>10</b>
<b>I.3.2 Définition des aimants permanents.....</b>	<b>11</b>
<b>I.3.3 Propriété des aimants permanents.....</b>	<b>11</b>
<b>I.3.4 Les différents types des aimants permanents.....</b>	<b>12</b>
I.3.4.A Aimants métalliques (ALNICO).....	12
I.3.4.B Aimants en ferrite.....	13
I.3.4.C Aimants à terre rare.....	14
<b>I.4 Avantages et inconvénients des MSAP.....</b>	<b>15</b>
<b>I.5 Domaines d’application de la MSAP.....</b>	<b>15</b>
<b>I.6 Conclusion.....</b>	<b>16</b>

---



---

**Chapitre II : Modélisation et simulation de la MSAP**

<b>II.1 Introduction</b> .....	17
<b>II.2 Structure générale d'une MSAP</b> .....	17
<b>II.3 Hypothèses simplificatrices</b> .....	18
<b>II.4 Mise en équation</b> .....	18
<b>II.4.1 Représentation du MSAP dans l'axe triphasé a, b, c</b> .....	18
II.4.1.A Equations magnétiques.....	19
II.4.1.B Equations électriques.....	21
II.4.1.C Equations mécanique.....	22
<b>II.4.2 Transformation triphasé- diphasé</b> .....	23
II.4.2.A Principe de la transformation de Park.....	23
II.4.2.B Matrice de Park qui conserve les amplitudes.....	24
II.4.2.C Matrice de Park qui conserve les puissances.....	25
II.4.2.D Passage du repère $\alpha\beta$ au repère d-q.....	25
<b>II.4.3 Equations de la MSAP dans le repère de park</b> .....	26
II.4.3.A Equations électriques.....	26
II.4.3.B Equations magnétiques.....	26
II.4.3.C Expression de la puissance et du couple électromagnétique.....	27
<b>II.5 Schéma fonctionnelle de la MSAP</b> .....	28
<b>II.6 Conclusion</b> .....	28

**Chapitre III : Modélisation et simulation des onduleurs deux et trois niveaux**

<b>III.1 Introduction</b> .....	30
<b>III.2 Définition d'un onduleur</b> .....	30
<b>III.3 Classification des onduleurs</b> .....	31
III.3.1 Onduleur autonome.....	31
III.3.2 Onduleur non autonome (assisté).....	31
<b>III.4 Les applications des onduleurs</b> .....	32
III.4.1 Réglage de la vitesse de rotation d'un moteur synchrone.....	32

III.4.2 Alimentation de secours.....	32
III.4.3 Transfert d'énergie entre deux réseaux de fréquences différentes.....	33
<b>III.5 Principe générale de fonctionnement d'un onduleur à deux niveaux.....</b>	<b>33</b>
<b>III.6 Onduleur classique à deux niveaux.....</b>	<b>35</b>
III.6.1 Topologie d'un onduleur classique à deux niveaux.....	35
III.6.2 Modélisation d'un onduleur de tension triphasé à deux niveaux.....	37
III.6.3 Commande MLI de l'onduleur à deux niveaux.....	39
<b>III.7 Onduleur NPC à trois niveaux.....</b>	<b>41</b>
III.7.1 Présentation de l'onduleur à structure NPC à 3 niveaux.....	41
III.7.2 Interrupteur bidirectionnel.....	42
III.7.3 Principe de fonctionnement de l'onduleur NPC à 3-niveaux.....	43
III.7.4 Fonctions de connexion.....	45
<b>III.8 Modélisation de l'onduleur à structure NPC à 3 niveaux.....</b>	<b>46</b>
III.8.1 Les potentiels $V_{i0}$ .....	46
III.8.2 Tensions de sorties.....	47
III.8.3 Tensions composées.....	47
III.8.4 Tensions simples.....	48
<b>III.9 Commande MLI de l'onduleur à trois niveaux.....</b>	<b>49</b>
<b>III.10 Conclusion.....</b>	<b>50</b>

#### Chapitre IV : Commande Vectorielle de la MSAP

<b>IV.1 Introduction.....</b>	<b>51</b>
<b>IV.2 Principe de la Commande Vectorielle.....</b>	<b>51</b>
<b>IV.3 Les différents types de la commande vectorielle du MSAP.....</b>	<b>53</b>
IV.3.1 Commande vectorielle simplifiée.....	54
IV.3.2 Commande vectorielle indirecte.....	55
IV.3.3 Commande vectorielle directe.....	57
<b>IV.4 Description du système global.....</b>	<b>57</b>
<b>IV.5 Découplage.....</b>	<b>59</b>

IV.5.1 Découplage par compensation.....	60
<b>IV.6 Calcul des régulateurs.....</b>	<b>61</b>
IV.6.1 Régulation du courant $i_d$ .....	62
IV.6.2 Régulation du courant $i_q$ .....	63
IV.6.3 Régulation de la vitesse.....	63
<b>IV.7 Avantages et inconvénients de la commande vectorielle.....</b>	<b>65</b>
IV.7.1 Avantages de la commande vectorielle.....	65
IV.7.2 Inconvénients de la commande vectorielle.....	66
<b>IV.8 Résultats de simulations de la commande vectorielle de la MSAP.....</b>	<b>66</b>
IV.8.1 Conditions de simulation.....	66
IV.8.2 Résultats de simulation avec l'onduleur à deux niveaux.....	67
IV.8.3 Résultats de simulation avec l'onduleur à deux niveaux.....	68
IV.8.4 Interprétation des résultats de simulations.....	68
<b>IV.9 Comparaisons des résultats de simulation.....</b>	<b>70</b>
IV.9.1 Interprétation des résultats de simulations.....	71
<b>IV.10 Conclusion.....</b>	<b>72</b>
<b>Conclusion générale.....</b>	<b>73</b>
<b>Références bibliographiques.....</b>	<b>75</b>

---

---

## Liste des figures

---

---

### Figures du chapitre I

Figure I.1 : rotor à pole lisse et à pole saillant.....	4
Figure I.2 : Machine synchrone à aimant permanent.....	4
Figure I.3 : Stator et rotor de la MSAP.....	5
Figure I.4 : principe de fonctionnement du MSAP.....	6
Figure I.5 : Architecture simplifiée d'une machine synchrone autopilotée.....	7
Figure I.6 : Vue schématique des machines : (a) à flux radial, (b) à flux axial.....	7
Figure I.7 : Exemple de structures à rotor interne et à rotor externe.....	8
Figure I.8 : Les différents types de rotor de machines à flux radial.....	9
Figure I.9 : Les différentes configurations à flux axial.....	10
Figure I.10 : Courbe d'hystérésis typique d'un matériau magnétique.....	11
Figure I.11 : Courbe de désaimantation.....	12
Figure I.12 : les Alnicos.....	13
Figure I.13 : les ferrites.....	13

### Figures du chapitre II

Figure II.1 : schéma d'une machine synchrone à aimant permanent de surface.....	17
Figure II.2 : Représentation d'une MSAP dans le repère triphasé .....	19
Figure II.3 : Schéma bloc d'une MSAP alimentée en tension.....	28

### Figures du chapitre III

Figure III.1 : Schéma de principe de la conversion Continu - Alternative (DC – AC).....	30
Figure III.2 : Réglage de la vitesse de rotation d'un moteur synchrone.....	32
Figure III.3 : Alimentation de secours.....	33
Figure III.4 : Transfert de l'énergie entre deux réseaux de fréquences différentes.....	33
Figure III.5 : Symbole et signal d'un onduleur.....	34

---

---

Figure III.6 : Fonctionnement et signal de l'onduleur dans le 1er demi-cycle.....	34
Figure III.7 : Fonctionnement et signal de l'onduleur dans le 2ème demi-cycle.....	35
Figure III.8 : Signal à la sortie de l'onduleur.....	35
Figure III.9 : Schéma d'un onduleur usuel à 2 niveaux.....	36
Figure III.10 : Séquences de fonctionnement d'un bras de l'onduleur à deux niveaux.....	36
Figure III.11 : Onduleur de tension triphasé.....	38
Figure III.12 : Génération des signaux de commande MLI-ST d'un onduleur deux niveaux d'un bras.....	40
Figure III.13 : Principe de la MLI à une seule porteuse pour un onduleur à deux niveaux.....	40
Figure III.14 : Les tension simples $V_a$ , $V_b$ , $V_c$ à la sortie de l'onduleur 2N.....	41
Figure III.15 : La tension composée $V_{ab}$ à la sortie de l'onduleur 2N .....	41
Figure III.16 : Structure de l'onduleur à trois niveaux NPC.....	42
Figure III.17 : Interrupteur bidirectionnel équivalent au pair transistor-diode.....	43
Figure III.18 : Séquences de fonctionnement d'un bras d'onduleur NPC trois niveaux.....	44
Figure III.19 : Formes d'ondes d'un bras d'onduleur triphasé trois niveau de type NPC.....	45
Figure III.20 : Principe de modulation MLI avec deux porteuses pour l'onduleur à trois niveaux.....	49
Figure III.21 : Les tensions composée $V_{ab}$ , $V_{bc}$ , $V_{ca}$ à la sortie de l'onduleur 3N.....	50

### **Figures du chapitre IV**

Figure IV.1 : Diagramme de phase de la MSAP dans le référentiel (d,q) lié au champ tournant.....	52
Figure IV.2 : Découplage des axes d, q du MSAP par retour d'état .....	54
Figure IV.3 : Schéma global de la commande vectorielle simplifiée avec régulation de vitesse.....	55
Figure IV.4 : Schéma bloc du FOC.....	56
Figure IV.5 : Schéma global de la commande vectorielle indirecte avec régulation de vitesse.....	57
Figure IV.6 : Schéma bloc d'une régulation de vitesse de la MSAP alimentée en tension et commandée par « orientation du flux ».....	58
Figure IV.7 : Modèle de MSAP commandé à flux orienté a <b>id</b> nul.....	59

Figure IV.8 : Découplage par compensation.....	61
Figure IV.9 : Commande découplée.....	61
Figure IV.10 : Boucle de régulation du courant <b>id</b> .....	62
Figure IV.11 : Boucle de régulation du courant <b>iq</b> .....	63
Figure IV.12 : Boucle de régulation de vitesse.....	64
Figure IV.13 : Vitesse de rotation mécanique.....	67
Figure IV.14 : Couple électromagnétique (Cem).....	67
Figure IV.15 : Courant « id ».....	67
Figure IV.16 : Courant « iq ».....	67
Figure IV.17 : Les courants statoriques avec l'onduleur deux niveaux.....	67
Figure IV.18 : Vitesse de rotation mécanique.....	68
Figure IV.19 : Le couple électromagnétique (Cem).....	68
Figure IV.20 : Courant « id ».....	68
Figure IV.21 : Courant « iq ».....	68
Figure IV.22 : Les courants statoriques avec l'onduleur trois niveaux.....	68
Figure IV.23 : Les couples électromagnétiques.....	70
Figure IV.24 : Les courants d'une phase statorique « ia ».....	70
Figure IV.25 : Les courants « iq ».....	71
Figure IV.26 : Les courants « id ».....	71

## **Liste des tableaux**

---

---

### **Tableaux du chapitre I**

Tableau I.1 : Exemples de propriétés magnétiques des aimants.....14

### **Tableaux du chapitre III**

Tableau III.1 : différents type d'onduleur.....31

Tableau III.2 : États possibles de l'onduleur usuel à 2 niveaux.....37

Tableau III. 3 : états possibles de l'onduleur NPC à 3 niveaux.....45

### **Tableaux du chapitre IV**

Tableau IV.1 : Paramètres de la MSAP.....65

Tableau IV.2 : Conditions des simulations.....66

## Liste des symboles

Symboles	Unités	Définitions
$[\Psi_{ss}]$	[Web]	Vecteur flux propre produit dans les enroulements statoriques
$L_{aa}, L_{bb}$ et $L_{cc}$	[H]	Inductances propres des enroulements statoriques
$L_{ab}, L_{ac}, L_{bc},$ $L_{ca}$ et $L_{cb}$	[H]	Inductances mutuelles des enroulements statoriques
$[\Psi_s]$	[Web]	Vecteur flux total des enroulements statoriques
$[\Psi_f]$	[Web]	Vecteur flux crée par l'aimant permanent sur les trois enroulements statoriques
$[\Psi_m]$	[Web]	Amplitude maximale du flux de l'aimant permanent dans les enroulements statoriques
$[L_s]$	[H]	Matrice des inductances statoriques
$[i_s]$	[A]	Vecteur courant des enroulements statoriques
$L_a$	[H]	Inductance de fuite
$L_{aa0}$	[H]	Inductance de magnétisation
$L_{aa2}$	[H]	Amplitude de premier harmonique de l'inductance propre d'une phase
$\theta_r$	[rad/s]	Position angulaire électrique du rotor
$[V_s]$	[V]	Vecteur des tensions statoriques
$[R_s]$	[ $\Omega$ ]	Matrice des résistances statoriques
$J$	[Kg.m <sup>2</sup> ]	Moment d'inertie total sur l'arbre de la machine
$w_r$	[rad/s]	Vitesse angulaire mécanique du rotor
$w_{r\_ref}$	[rad/s]	Vitesse de référence
$C_{em}$	[N.m]	Couple électromagnétique
$C_r$	[N.m]	Couple résistant
$F$	[N.m.s/rad]	Coefficient du frottement visqueux
$P$		Nombre de pair de pôles
$W_m$	[Watt]	Co-énergie magnétique
$W_{ma}$	[Watt]	Co-énergie constante des aimants
$[P(\theta_r)]$		La matrice de Park
$[P(\theta_r)]^{-1}$		La matrice inverse de Park
$[R(\theta_r)]$		La matrice de rotation
$[R(\theta_r)]^{-1}$		La matrice inverse de rotation

---

---

$L_d$	[H]	Inductance suivant l'axe « d »
$L_q$	[H]	Inductance suivant l'axe « q »
$P(t)$	[Watt]	La puissance électrique absorbée par la machine
Hz		Hertz
$f_p$	[Hz]	La fréquence de la modulation
$f_r$	[Hz]	La fréquence de la référence
m		L'indice de modulation
r		Le coefficient de réglage en tension
$A_r$		Amplitude de la référence
$A_p$		Amplitude de la porteuse
$I_{max}$	[A]	Le courant maximal
s		Opérateur de Laplace
$K_i$		Le coefficient d'intégration
$K_p$		Le coefficient proportionnel
$T_d$	[s]	Constante de temps électrique en boucle ouverte de l'axe d de la machine
$T_q$	[s]	Constante de temps électrique en boucle ouverte de l'axe q de la machine
$\tau_r$	[s]	Le temps de réponse
$\varepsilon$		Coefficients d'amortissements
$\omega_n$	[rad/s]	Pulsation naturelle (propre non amortie)
$i_d$	[A]	Courant statorique suivant l'axe « d »
$i_q$	[A]	Courant statorique suivant l'axe « q »
$i_{d\_ref}$	[A]	Courant statorique de référence suivant l'axe « d »
$i_{q\_ref}$	[A]	Courant statorique de référence suivant l'axe « q »

## Liste des abréviations

---

---

MSAP : Machine synchrone à aimants permanents

BDCM : Brushless -Direct Current Motors

PMSM : Moteur synchrone à aimants permanents

AFPM : Axial Flux Permanent Aimant

RFPM : Radial Flux Permanent Aimant

B(T) ou Br : Induction magnétique

H(T) ou Hc : Champ magnétique

SmCO<sub>2</sub>, Sm<sub>2</sub>CO<sub>17</sub> : Samarium

NdFeB : Néodyme Fer Bore

NPC : Neutral Point Clamped

DC : Conversion continu

AC : Conversion alternative

MLI-ST : Modulation de largeur d'impulsions Sinusoïdale Triangulaire

IGBT : Transistors bipolaires à grille isolée

SPWM : The sinusoidal pulse width modulation

FOC : Field oriented control

PI : Proportionnelle-intégrale

FTBF : La fonction de transfert d'une boucle ferme.

FTBO : La fonction de transfert d'une boucle ouverte.

# Introduction générale

---

## **Introduction générale**

L'optimisation des systèmes de conversion d'énergie est aujourd'hui au cœur des préoccupations dans de nombreux secteurs industriels, notamment ceux liés aux énergies renouvelables, à la mobilité électrique, et aux applications nécessitant une grande efficacité énergétique. Parmi ces systèmes, la Machine Synchrone à Aimants Permanents (MSAP) occupe une place prépondérante en raison de ses performances élevées, notamment en termes de rendement, de densité de puissance et de couple. Cependant, pour exploiter pleinement son potentiel, il est essentiel de lui associer des dispositifs électroniques de puissance adaptés, tels que les onduleurs à plusieurs niveaux, qui permettent de contrôler finement son fonctionnement.

L'absence de découplage naturel entre l'inducteur et l'induit rend la commande du MSAP plus difficile, en dépit de sa simplicité structurelle. La MSAP peut être décrite par trois équations différentielles non linéaires, avec les grandeurs électriques (courants et flux) et une grandeur mécanique (vitesse). Les entrées physiques du système sont les tensions statoriques [1]. Dans le domaine de la commande, plusieurs techniques ont été établies pour assurer un réglage désiré. Ces techniques sont élaborées afin de rendre le système insensible aux perturbations extérieures et aux variations paramétriques. Les techniques de commande classique de type Proportionnel Intégral (PI) couvrent une large gamme dans les applications industrielles. Ce sont des techniques de commande linéaires et présentent l'intérêt de la simplicité de mise en œuvre et la facilité de la synthèse. Au cours du temps, ses applications seront non efficaces, notamment si les processus à commander ont des structures complexes et non-linéaires [2].

La commande vectorielle « field oriented control » est une méthode qui se ramène à une structure de commande linéaire par l'hypothèse d'orientation du flux qui permet à la machine synchrone à aimants permanents d'avoir une dynamique proche de celle de la machine à courant continu à excitation séparée. Elle a été proposée par Blaschke en 1972. Cependant, cette structure de commande nécessite que les paramètres de la machine soient précis, ceci exige une bonne identification des paramètres. En conséquence, le recours à des algorithmes de commande robuste, pour maintenir un niveau de découplage et de performance acceptable est nécessaire [3].

Ce mémoire se concentre sur l'étude d'une MSAP alimentée par un onduleur à trois niveaux, dans le but d'améliorer les performances de la machine tout en minimisant les pertes et les distorsions harmoniques. L'architecture trois niveaux offre, en effet, une plus grande flexibilité

dans la commande de la machine en réduisant les contraintes sur les semi-conducteurs et en améliorant la qualité des signaux injectés dans la MSAP.

L'objectif de ce travail est l'amélioration des performances de la MSAP en alimentant cette dernière avec un onduleur triphasé trois niveaux à structure NPC.

Le travail présenté dans ce mémoire est structuré en quatre chapitres principaux :

Le premier chapitre expose les principes de base de la machine synchrone à aimants permanents, ses caractéristiques principales, ses avantages et ses domaines d'application.

Le deuxième chapitre concerne la modélisation de la machine synchrone à aimants permanents. Cette modélisation repose sur des paramètres qui décrivent les phénomènes électromagnétiques et mécaniques moyennant des hypothèses simplificatrices. Le modèle de la MSAP en vue de sa commande est donné dans le formalisme à deux axes, appelé modèle de Park et est validée par simulations.

Dans le troisième chapitre, nous présentant la modélisation et la simulation des onduleurs deux et trois niveaux. Les tensions simples et composées à la sorties des onduleurs seront également données.

Le dernier Chapitre sera consacré à la commande vectorielle de la MSAP. Ce chapitre développe la stratégie de commande vectorielle appliquée à la MSAP, permettant un contrôle précis de la machine en termes du couple et l'asservissement de la vitesse. Des régulateurs de type proportionnel intégral (PI) sont utilisés pour le réglage des courants et de la vitesse de la machine. Des résultats de simulations et leur interprétation seront donnés à la fin de ce chapitre.

Nous terminons par une conclusion générale et nous proposons quelques perspectives pour la continuation future de ce travail.

# CHAPITRE I

---

## **Généralités sur la machine synchrone à aimants permanents**

## **I.1 Introduction**

Les machines synchrones convertissent l'énergie mécanique en énergie électrique (alternateurs) ou vice versa (moteurs synchrones), elles nécessitent pour produire le champ magnétique inducteur une alimentation en courant continu (inducteur bobiné) ou des aimants permanents. L'existence d'un inducteur bobiné permet, suivant le cas, de régler la tension ou la puissance réactive de la machine synchrone [4].

La Machine Synchrone à Aimant Permanent (MSAP) est un type de machine électrique largement utilisée dans diverses applications industrielles, notamment dans la production d'énergie électrique, la propulsion de véhicules électriques et les systèmes de contrôle de la vitesse. Contrairement aux machines traditionnelles où le champ magnétique est généré par des bobines d'inductance, dans une machine synchrone à aimant permanent, le champ magnétique est produit par des aimants permanents intégrés dans la structure rotorique.

Dans ce chapitre on présentera la MSAP, ses caractéristiques, son fonctionnement et sa constitution, ainsi que les configurations possibles des aimants permanents. On discutera les propriétés des aimants permanents, leur histoire, les types disponibles, et leurs avantages et inconvénients. On mettra en contexte les domaines d'application des MSAP, démontrant leur utilité dans diverses applications.

## **I.2 La machine synchrone à aimants permanents**

Au cours des dernières décennies, les machines synchrones à aimants permanents ont pris une place importante, depuis que les exigences actuelles de disponibilité et de fiabilité des processus industriels sont devenues de plus en plus drastiques. Cela revient principalement à l'intégration de ce type de machine dans de nombreuses applications telles que : l'automobile, la robotique, le ferroviaire, l'aéronautique, et le médical et d'une manière générale dans les systèmes embarqués. En effet, les MSAP possèdent généralement à un volume donné des meilleures caractéristiques par rapport aux autres types de machines à courant continu, asynchrones et synchrones classiques (à excitation électrique) comme : couples massiques plus élevés, meilleurs rendements, une inertie faible, durée de vie considérable, performances dynamiques élevées, large gammes de vitesse de fonctionnement [5].

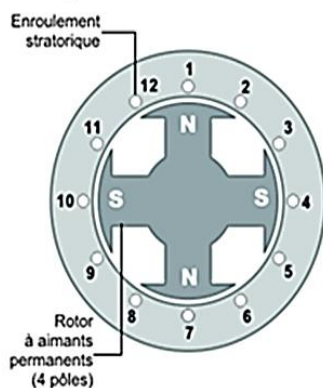
La machine synchrone à aimants permanents est un actionneur électrique très robuste et présente de faibles moments d'inerties ce qui lui confère une dynamique caractérisée par de très

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 (actionneurs de robotique, servomoteurs, entraînement à vitesse variable. . . , etc ) [6].

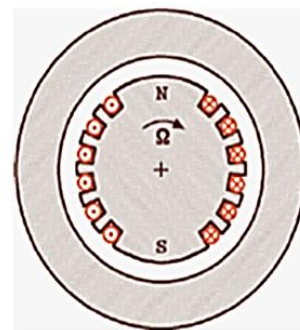
Il existe deux types de rotors : les rotors à pôles saillants et les rotors à pôles lisses. , ayant pour rôle de générer le champ d'induction rotorique :

- Les rotors à pôles lisses à aimant
- les rotors à pôles saillants à aimant

**Rotor à pôles saillants**



**Rotor à pôles lisses**



**Figure I.1 : rotor a pole lisse et a pole saillant [7]**

### I.2.1 Constitution de la machine synchrone à aimant permanent (MSAP)

Le moteur synchrone à aimant permanent est constitué de deux parties, une partie mobile ou rotor constituant l'inducteur, et une partie fixe ou stator portant des enroulements constituant l'induit. La mince zone localisée entre ces deux éléments est appelée entrefer [8].



**Figure I.2 : Machine synchrone à aimant permanent [1].**

Le stator est de structure ordinairement lisse, porte des encoches à l'intérieur desquels sont disposés des enroulements de phases. En mode générateur, la machine fournit de l'énergie au réseau, tandis qu'en mode moteur elle en consomme plutôt.



Stator



Rotor

**Figure I.3 :** Stator et rotor de la MSAP [8].

## I.2.2 Principe de fonctionnement de la MSAP

La machine électrique tournante est un dispositif électromagnétique destiné à transformer de l'énergie mécanique en énergie électrique (fonctionnement en générateur) ou, inversement, à transformer de l'énergie électrique en énergie mécanique (fonctionnement en moteur). Elle comprend principalement deux parties mobiles l'une par rapport à l'autre : l'inducteur qui crée un champ magnétique et l'induit dans lequel ce champ induit une force électromotrice ; ces deux parties sont séparées par un entrefer [9].

La MSAP est un système électromécanique, dont le fonctionnement est basé sur le principe de rotation du champ magnétique au stator en synchronisme avec le rotor. Le champ tournant de l'induit au stator est créé par les courants quasi-sinusoïdaux parcourant ses enroulements et générés par la source d'alimentation en tension ou en courant. L'inducteur ou rotor est la partie mobile de la machine, liée à son axe de rotation et sur lequel sont disposés les aimants permanents générant son excitation permanente. La force d'attraction créée entre ces deux champs donne naissance au couple électromagnétique qui, quant à lui, permet la rotation du rotor [10].

Les bobines (phases) du stator sont reliées à une source triphasée de tensions sinusoïdales. La superposition des trois flux magnétiques créés par les trois bobines du stator produit un flux magnétique sinusoïdal tournant à la fréquence de la source de tension. Ce flux magnétique

tournant interagit avec le flux de rotor dans l'entrefer qui sépare le stator du rotor et crée ainsi une force électromagnétique. Cette force se traduit par la rotation du rotor. La vitesse de rotation du rotor est proportionnelle à la fréquence de la source de tension.

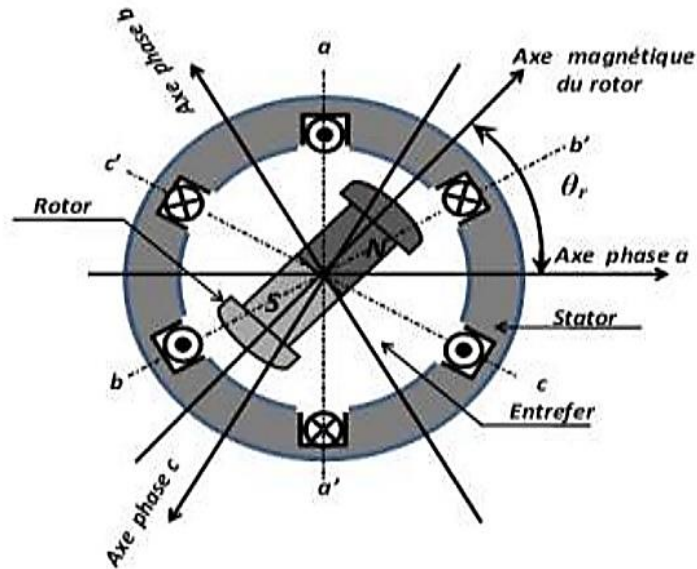


Figure I.4 : principe de fonctionnement du MSAP [9].

### I.2.3 Autopilotage de la MSAP

Afin d'assurer le bon fonctionnement des machines synchrones, les courants de phase doivent évoluer en synchronisme avec la rotation du rotor. On doit donc commander les convertisseurs à l'aide d'un capteur de position (autopilotage).

La structure générale de l'alimentation par convertisseur statique des machines synchrones à vitesse variable est donnée par la figure (I.5). Les interrupteurs utilisés dans ces convertisseurs (onduleurs) sont commandés de manière à imposer une tension ou un courant alternatif dans les enroulements statoriques de la machine. Pour réaliser l'autopilotage, les interrupteurs du convertisseur sont commandés suivant une loi qui est en fonction de la position du rotor, de manière à imposer le courant ou la tension en amplitude et en phase afin d'assurer un contrôle du couple. Plusieurs variantes de ce principe existent qui prennent en compte le type de machine et le type de convertisseur [11].

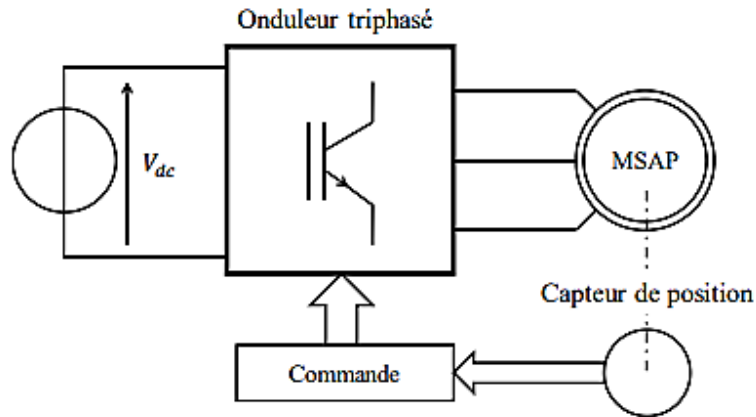


Figure I.5 : Architecture simplifiée d'une MSAP autopilotée.

### I.2.4 Différentes structures de machines synchrones à aimants permanents

Les structures des machines synchrones à aimants permanents sont classées suivant la disposition des aimants sur le rotor. Leurs différentes configurations incluent les machines à flux radial (RFPM) et à flux axial (AFPM). Celles-ci peuvent être alimentées, soit par des courants sinusoïdaux dans le cas des PMSM ou par des courants en créneaux dans le cas des BDCM [12].

Une vue schématique des deux types de machines à aimants, à flux radial et à flux axial, est donnée par la figure (I.6).

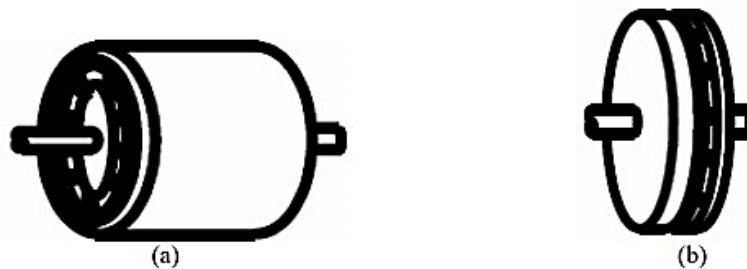
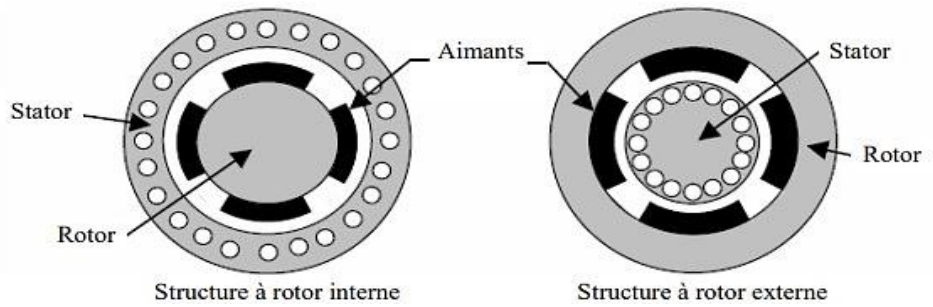


Figure I.6 : Vue schématique des machines : (a) à flux radial, (b) à flux axial [12].

#### I.2.4.A Structures à flux radial (RFPM)

La machine synchrone à flux radial (RFPM) est la machine à aimants 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 (Figure I.7). Les différents types de rotor de machines à flux radial sont munis d'aimants montés soit en surface, soit encastrés ou enterrés [13].



**Figure I.7 :** Exemple de structures à rotor interne et à rotor externe [14].

#### a. Structures à aimants déposés en surface

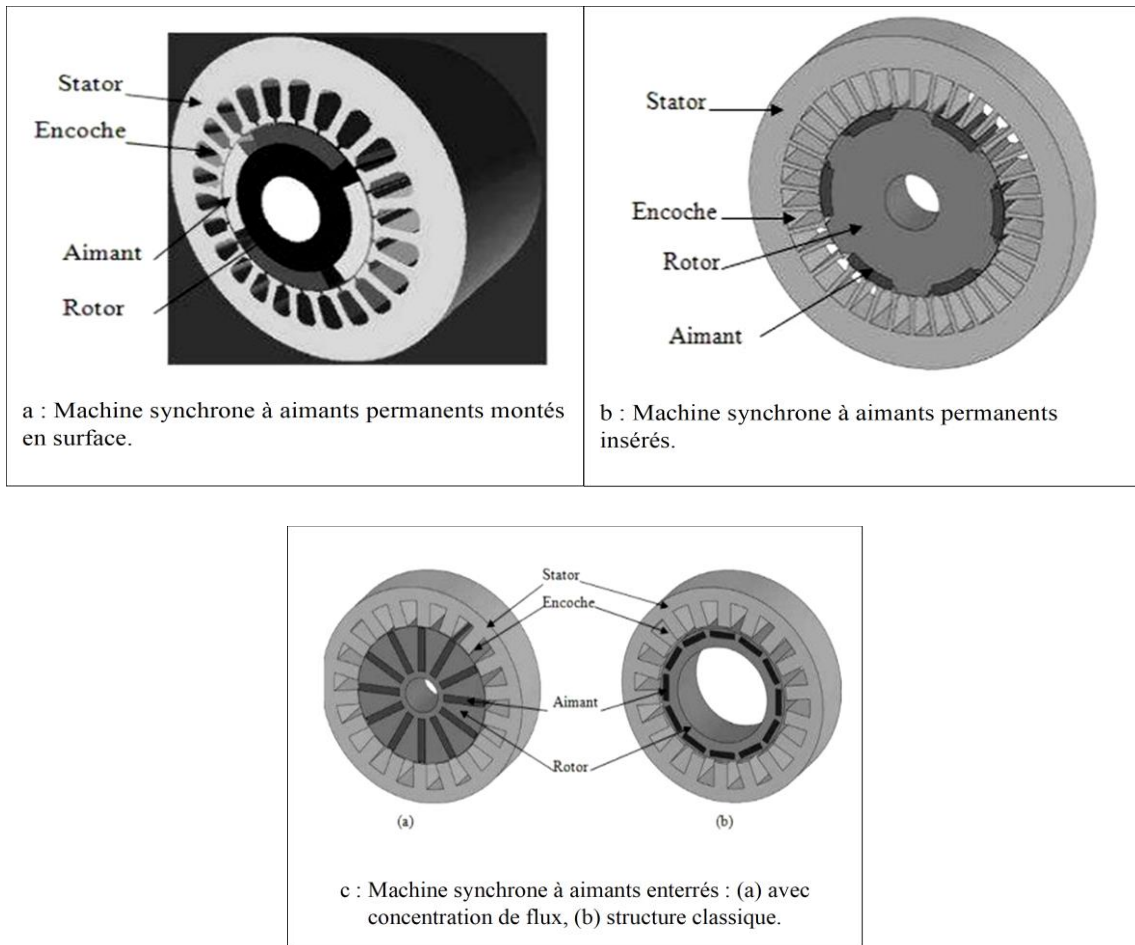
Cette structure est la plus simple à construire parce que des aimants permanents à aimantation radiale sont disposés directement sur la périphérie du rotor. Les aimants ont généralement une forme de tuile et sont collés sur une culasse cylindrique. Cette structure de machine rentre dans la catégorie des machines à pôles lisses (Figure I.8.a) [14].

#### b. Structures à aimants insérés

Possèdent des caractéristiques très proches des machines à aimants en surface, à cela près que le fer entre les aimants rajoute un couple réactant qui améliore le couple volumique de la machine [15], [16]. Mais l'ajout de fer dans l'espace interpolaire diminue l'entrefer et augmente également les fuites entre les aimants (Figure I.8.b).

#### c. Structures à aimants 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 [17]. De plus, les aimants enterrés sont bien protégés contre la démagnétisation (Figure I.8.c) [14].



**Figure I.8 :** Les différents types de rotor de machines à flux radial [14]

### I.2.4.B 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. Le flux provenant des aimants est axial tandis que le courant est dans la direction radiale. Différentes configurations à flux axial existent : celle à structure simple avec un seul rotor associé à un seul stator (Figure I.9.a) et celles à double entrefer avec soit, un seul stator inséré entre deux rotors (Figure I.9.b) ou un seul rotor inséré entre deux stators (Figure I.9.c) [12], [13].

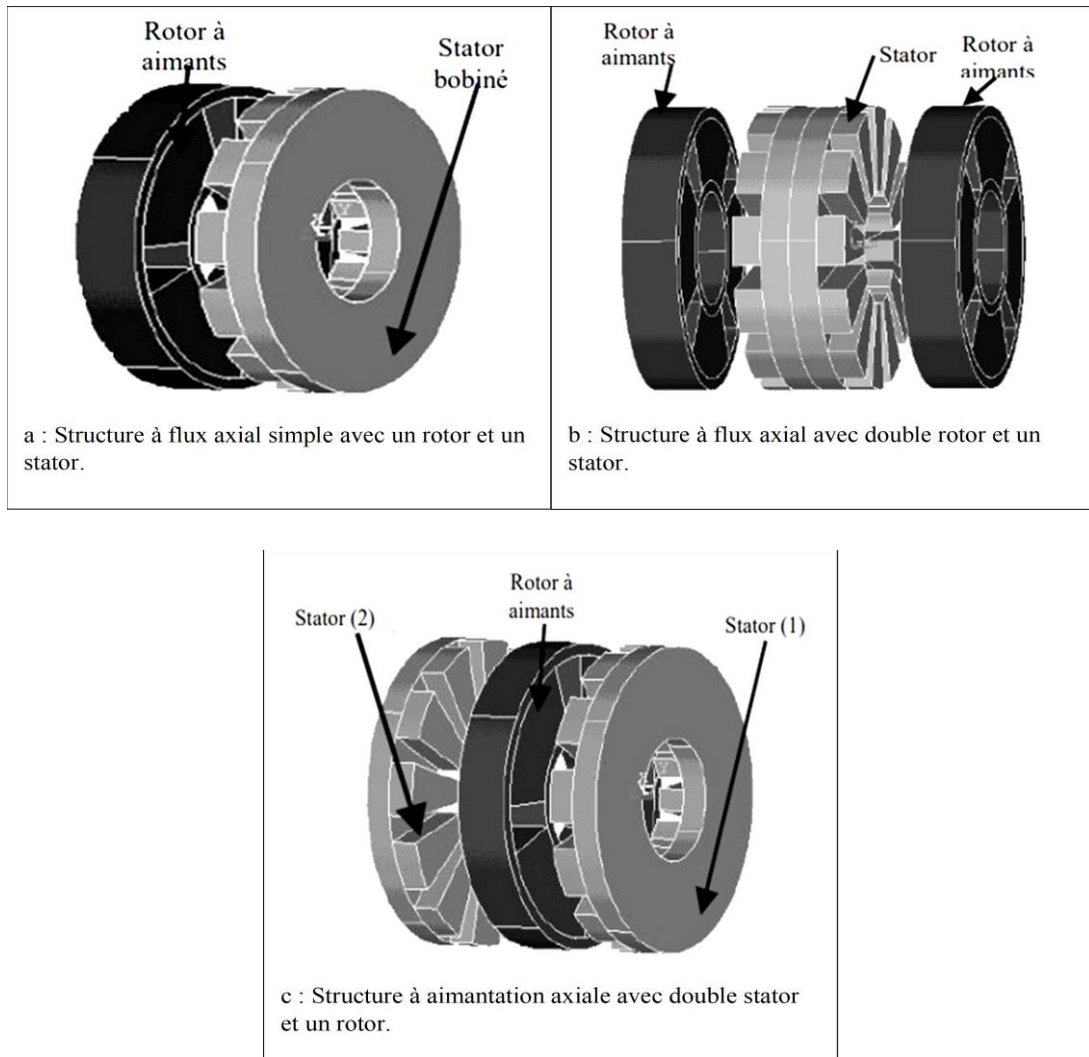


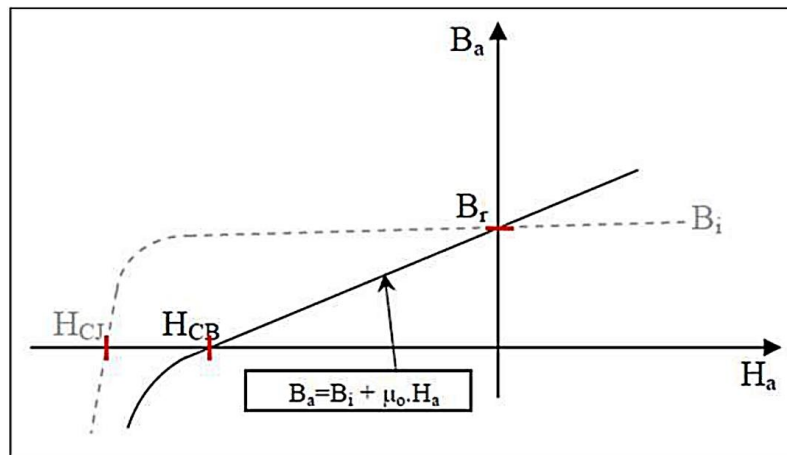
Figure I.9 : Les différentes configurations à flux axial [12].

## I.3 Les aimants permanents

### I.3.1 Aperçu historique

L'aimant doit son origine au latin ADAMAS qui signifie fer, diamant. Les aimants permanents ont vu le jour aux environ 600 ans avant J-C. Mais ce fut au début de ce siècle qu'eut lieu le véritable essor des aimants permanents dont ils ont pris leur place dans tous les domaines et surtout dans les machines électriques [18].





**Figure I.11** : Courbe de désaimantation [12]

- a- L'induction rémanente ( $B_r$ ), c'est -à-dire l'induction résiduelle au circuit fermé, ce qui signifie une induction de la puissance potentielle de l'aimant.
- b- Le champ coercitif ( $H_{cb}$ ), caractérise le champ démagnétisant annulant l'induction, plus sa valeur est élevée plus l'aimant est stable.
- c- Produit d'énergie volumique ( $BH$ ) max, ce produit est couramment appelé énergie spécifique de l'aimant ; cette énergie caractérise la qualité du matériau.

En effet pour un entrefer donné, le volume est d'autant plus faible, que l'énergie spécifique est élevée [20].

### I.3.4 Les différents types des aimants permanents

Il existe une grande variété de matériaux, pour aimants permanents, dont les propriétés et les applications sont diverses. Dans le cas des machines tournantes, on distingue trois types ;

#### I.3.4.A Aimants métalliques (ALNICO)

Ce sont des alliages contenant des pourcentages d'Aluminium, Nickel et Cobalt. Ils sont caractérisés par des grands  $B_r$  et de faibles  $H_c$ . C'est pour cette raison qu'ils doivent être magnétisés pendant longtemps avant leur utilisation car  $H_c$  est faible. Ils sont durs et rigides physiquement. [19].



Figure I.12 : les Alnicos [21].

### I.3.4.B Aimants en ferrite

Ces matériaux ont été développés au début des années 1950 et industrialisés à la suite des publications et brevets de la société Philips. Ce sont des céramiques d'oxydes de fer qui présentent les propriétés générales de l'ensemble des corps céramiques, par opposition aux corps métalliques tels que les Alnicos.

Depuis les années 1970, la production des aimants de type ferrite a dépassé celle des autres types d'aimants. Actuellement, les aimants de type ferrite sont de loin les plus utilisés dans le monde. Cela est essentiellement dû aux raisons suivantes [22] :

- le matériau est bon marché
- les matières premières utilisées ne sont ni rares ni stratégiques
- les propriétés magnétiques obtenues ont permis le développement de nombreuses applications dans les marchés grand public



Figure I.13 : les ferrites [21]

### I.3.4.C Aimants à terre rare

Il existe deux types d'aimants permanents à terres rares :

- A base de Samarium SmCO
- A base de Néodyme NdFeB (Néodyme Fer Bore)

Ils sont caractérisés par de grands  $B_r$  et  $H_c$ , Ils sont plus chers et sensibles aux températures élevées.

En générale, on peut dire que les ALNICO sont utilisés dans des applications très réduites à cause de la non linéarité de leurs caractéristiques de magnétisation et donc susceptibles d'être démagnétisés par l'effet de la réaction magnétique de l'induit. Contrairement, les ferrites sont les plus utilisés grâce à leur faible coût. Les SmCo offrent un grand  $B_r$  et ont une caractéristique de magnétisation linéaire, mais leur coût limite leur utilisation uniquement pour les applications où le problème du poids et du volume sont prépondérants. La tendance actuelle est à l'utilisation des aimants à terres rares à base de Néodyme car il est plus abondant dans la nature et donc moins cher que la Samarium. En plus ce dernier est utilisé avec le Cobalt qui est aussi cher [19].

Le problème qui est toujours posé et qui est sous intenses investigations dans plusieurs laboratoires d'universités prodigieuses est l'effet de la température que les chercheurs essaie de résoudre.

Quelques propriétés magnétiques des différents types d'aimants sont données dans le tableau(I.1) ci-dessous :

**Tableau I.1** : Exemples de propriétés magnétiques des aimants [23].

type	Date Commer-cialis.	$BH_{max}$ kJ/m <sup>3</sup>	$B_r$ (T) à 25°C	$H_{cJ}$ kA/m	coeff B %/K	coeff $H_{cJ}$ %/K	$T_{max}$ opération
NdFeB	1983	200-400	1 à 1,5	900 à 2000	-0,1	- 0,4 à - 0,6	140 à 220°C
SmCo <sub>5</sub>	1966	140-200	1	2000	-0,04	-0,25	280°C
Sm <sub>2</sub> Co <sub>17</sub>	1972	180-240	1,05	2000	- 0,03		350 à 550°C
Alnico	1932	50-85	1,1 à 1,3	130	-0,02	+ 0,01	550°C
Ferrites barium		8 à 30	0,2 à 0,4	170	-0,2		100 à 240°C
Ferrites strontium	1950	27-35	0,3 à 0,4	250	-0,2	+0,4	250°C
Ferrites Lanthanium-Cobalt	2005	35 à 40	0,4 à 0,46	360 à 400	- 0,18	< +0,2	100 à 200°C

## I.4 Avantages et inconvénients des MSAP

Aujourd'hui, avec le progrès actuel des aimants permanents, le moteur synchrone est de plus en plus utilisé dans les systèmes d'entraînement à vitesse variable à hautes performances.

Son choix dans ce domaine est devenu attractif et concurrent de celui des moteurs à courant continu et des moteurs asynchrones. Cela est dû principalement à ses avantages multiples, relativement à ces deux types d'actionneurs.

### Les avantages :

La machine synchrone a beaucoup d'avantage par rapport aux autres types de machine .Parmi ces avantages on peut citer :

- Meilleure caractéristique thermique. La localisation des pertes fers et joules au stator simplifie le refroidissement de la machine
- Pas de contacts glissants
- Rendement et facteur de puissance élevés
- Pas de courant d'excitation
- Une capacité de fonctionnement avec une grande vitesse
- Puissance massique élevée

### Les inconvénients :

Parmi les inconvénients de la MSAP, on cite [24] :

- Coût de la machine élevé
- Les vibrations et les chocs influents sur la structure de la machine
- Pertes par courant de Foucault dans les aimants

## I.5 Domaines d'application de la MSAP

La MSAP est utilisée dans différentes plages de puissance [25] :

- a) Applications aux petites puissances ( $P < 600W$ ) :
- Micro Ventilateur
  - Disque Dur
  - Fraise de dentiste
  - Programmeur Mécanique

b) Applications aux moyennes puissances ( $500\text{W} < P < 100\text{kW}$ ) :

- Vélo à assistance
- Voiture électrique (Toyota Prius)
- Machine-outil
- Robot industrie

c) Applications aux fortes puissances :

- Traction ferroviaire
- Propulsion navale

## I.6 Conclusion

En conclusion, ce chapitre a offert une exploration détaillée et approfondie de la machine synchrone à aimants permanents, un élément clé des systèmes électromécaniques modernes. Les avantages considérables des MSAP, tels que leur robustesse, leur rendement élevé et leur puissance massique, ont été mis en évidence, tout comme leurs domaines d'application variés, allant des petites aux fortes puissances. Malgré certains inconvénients, les MSAP continuent de représenter une solution attractive et concurrentielle dans le paysage des systèmes d'entraînement électromécaniques modernes, offrant des performances et une fiabilité supérieure dans une gamme diversifiée d'applications.

Dans le deuxième chapitre, nous aborderons la modélisation de la machine synchrone à aimants permanents. Nous examinerons en détail les équations qui décrivent le comportement électromagnétique de la MSAP. Cette modélisation est cruciale pour la conception et le contrôle efficace des systèmes électromécaniques utilisant des MSAP, et elle servira de base à nos analyses ultérieures dans ce domaine.

# CHAPITRE II

---

## Modélisation et simulation de la MSAP

## II.1 Introduction

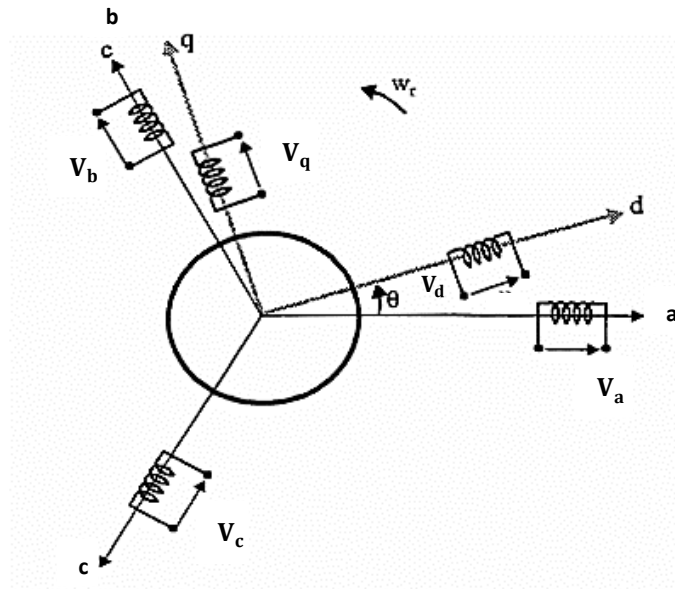
L'étude du comportement d'une machine électrique nécessite, avant tout, une bonne connaissance de son modèle dynamique afin de bien prédire, par voie de simulation, son comportement dans les différents modes de fonctionnement envisagés.

L'étude analytique des ensembles machines tournantes-convertisseurs statiques commandés ne peut s'envisager qu'à travers des hypothèses simplificatrices, cela est dû à plusieurs raisons telles que : ordre élevé des équations qui régissent leur fonctionnement, non-linéarité du système [5].

Dans ce chapitre, nous aborderons la modélisation de la machine synchrone à aimants permanents. Nous détaillerons les équations électriques et mécaniques qui dictent le fonctionnement de cette machine, tout en précisant le modèle à adopter pour représenter notre système d'équations. Nous privilégierons le modèle de Park pour réaliser la simulation de la machine synchrone à aimants permanents.

## II.2 Structure générale d'une MSAP

La structure générale d'une machine synchrone à aimants permanents est présentée par la figure(II.1) :



**Figure II.1** : schéma d'une machine synchrone à aimant permanent

Le moteur synchrone à aimants permanents comporte au stator un enroulement triphasé représenté par les trois axes (**a**, **b**, **c**) déphasés, l'un par rapport à l'autre, de  $120^\circ$  électrique

(Figure II.1) et au rotor des aimants permanents assurant son excitation. En fonction de la manière dont les aimants sont placés, on peut distinguer deux types de rotors. Dans le premier type, les aimants sont montés sur la surface du rotor offrant un entrefer homogène, le moteur est appelé à rotor lisse et les inductances ne dépendent pas de la position du rotor.

### II.3 Hypothèses simplificatrices

Le modèle de la MSAP est beaucoup plus complexe que celui de la machine à courant continu, il nécessite l'utilisation des lois de commande de plus en plus performantes et par voie de conséquence, leur commande est plus compliquée du fait que [26] [27]:

- Les grandeurs sont alternatives, à fréquences fixes ou variables.
- Le système est non linéaire à coefficients variables à entrées et sorties multiples.

Le modèle établi en système lors de son fonctionnement est basé sur des phénomènes physiques qui peuvent être partiellement ou totalement pris en compte, le modèle sera simple pour un nombre d'hypothèses plus grand. Dans ce cas, la modélisation est dépendante des hypothèses simplificatrices suivantes :

- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température et l'effet de peau est négligeable.
- L'hystérésis et les courants de Foucault sont négligeables (le circuit magnétique est supposé parfaitement feuilleté).
- Le circuit magnétique est supposé non saturé.

### II.4 Mise en équation

#### II.4.1 Représentation du MSAP dans l'axe triphasé a, b, c

La figure (II.2) représente schématiquement la MSAP considérée dans le repère fixe a,b,c [28] :

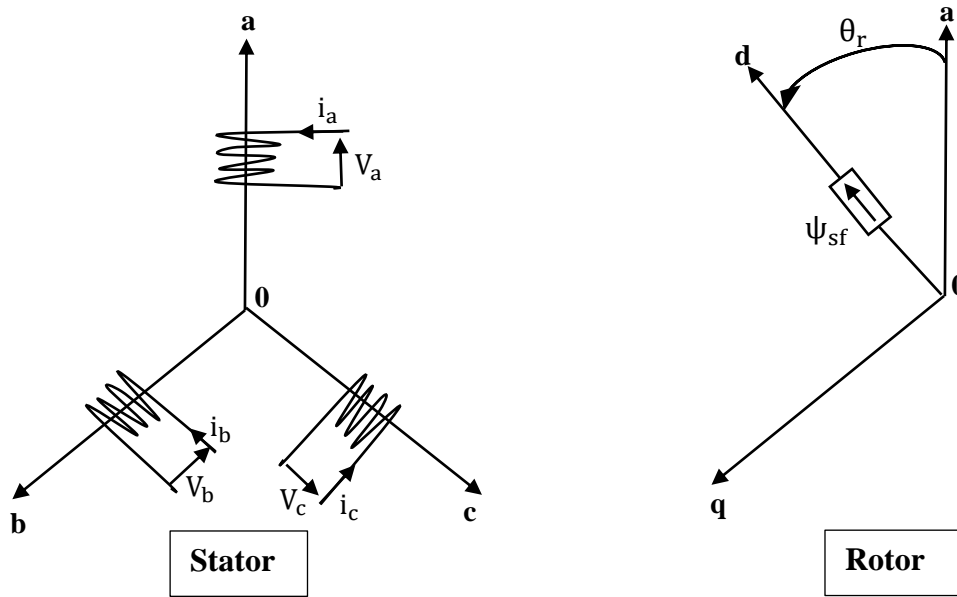


Figure II.2 : Représentation d'une MSAP dans le repère triphasé

A partir de la figure (II.2), le comportement réel du MSAP peut être présenté par trois types d'équations à savoir : électrique, électromagnétique et mécanique.

### II.4.1.A Equations magnétiques

Selon le théorème d'Ampère, tout courant ( $i$ ), parcourant un circuit, crée un champ magnétique à travers la section qu'il entoure. L'inductance de ce circuit est le quotient du flux de ce champ magnétique ( $\psi$ ) par l'intensité du courant traversant le circuit. Les équations de flux pour une machine synchrone triphasée à aimants permanents sont exprimées par [24] :

$$\begin{cases} \psi_{as} = (L_{aa} i_a + L_{ab} i_b + L_{ac} i_c) \\ \psi_{bs} = (L_{ba} i_a + L_{bb} i_b + L_{bc} i_c) \\ \psi_{cs} = (L_{ca} i_a + L_{cb} i_b + L_{cc} i_c) \end{cases} \quad (II.1)$$

En notation matricielle :

$$[\psi_{ss}] = \begin{bmatrix} \psi_{as} \\ \psi_{bs} \\ \psi_{cs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (II.2)$$

Où :

$[\psi_{ss}]$  : Vecteur flux propre produit dans les enroulements statoriques

$L_{aa}$ ,  $L_{bb}$  et  $L_{cc}$  : Inductances propres des enroulements statoriques

$L_{ab}$ ,  $L_{ac}$ ,  $L_{bc}$ ,  $L_{ca}$  et  $L_{cb}$  : Inductances mutuelles des enroulements statoriques

Le flux total produit est la somme du flux propre crée au stator par les courants traversant les enroulements, et du flux produit par les aimants permanents au rotor.

$$[\Psi_s] = [\Psi_{ss}] + [\Psi_f] = [L_s][i_s] + [\Psi_f] \quad (\text{II. 3})$$

Avec :

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad [\Psi_f] = \begin{bmatrix} \Psi_{af} \\ \Psi_{bf} \\ \Psi_{cf} \end{bmatrix} = \Psi_m \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) \\ \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (\text{II. 4})$$

Où :

$[\Psi_s]$  : Vecteur flux total des enroulements statoriques ;

$[\Psi_f] = [\Psi_{af} \ \Psi_{bf} \ \Psi_{cf}]^T$  : Vecteur flux crée par l'aimant permanent sur les trois enroulements statoriques ;

$[\Psi_m]$  : Amplitude maximale du flux de l'aimant permanent dans les enroulements statoriques ;

$[L_s]$  : Matrice des inductances statoriques ;

$[i_s] = [i_a \ i_b \ i_c]^T$  : Vecteur courant des enroulements statoriques

Avec l'hypothèse de la répartition sinusoïdale de la force magnétomotrice dans les enroulements statoriques, la matrice des inductances statoriques se réduit à deux termes dont l'un est constant et l'autre qui varie en fonction de la position angulaire électrique du rotor [24].

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} = [L_{s0}] + [L_{s2}(\theta_r)] \quad (\text{II. 5})$$

$$[L_{s0}] = \begin{bmatrix} L_{aao} + L_a & -\frac{1}{2}L_{aao} & -\frac{1}{2}L_{aao} \\ -\frac{1}{2}L_{aao} & L_{aao} + L_a & -\frac{1}{2}L_{aao} \\ -\frac{1}{2}L_{aao} & -\frac{1}{2}L_{aao} & L_{aao} + L_a \end{bmatrix} \quad (\text{II. 6})$$

$$[L_{s2}(\theta_r)] = L_{aa2} \begin{bmatrix} \cos(2\theta_r) & \cos(2\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(2\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(2\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(2\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(2\theta_r) \\ \cos(2\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & \cos(2\theta_r) & \cos(2\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (\text{II. 7})$$

Avec :

$L_a$  : Inductance de fuite ;

$L_{aa0}$  : Inductance de magnétisation ;

$L_{aa2}$  : Amplitude de premier harmonique de l'inductance propre d'une phase ;

$\theta_r$  : Position angulaire électrique du rotor ;

### II.4.1.B Equations électriques

D'après le schéma de la figure (II. 2), les équations de la machine synchrone relatives au stator et au rotor, en notation matricielle sont [29] :

$$[V_s] = [R_s][i_s] + \frac{d}{dt}[\psi_s] \quad (\text{II. 8})$$

Avec :

$[V_s] = [V_a \ V_b \ V_c]^T$  : Vecteur des tensions statoriques ;

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} : \text{Matrice des résistances statoriques ;}$$

La substitution de (II.3) dans (II.8) donne :

$$[V_s] = [R_s][i_s] + \frac{d}{dt}[[L_s][i_s] + [\psi_f]] \quad (\text{II. 9})$$

En remplaçant  $[L_s]$  par son expression, nous aurons :

$$[V_s] = [R_s][i_s] + [L_{s0}] \frac{d}{dt}[i_s] + \omega_r \frac{d}{d\theta_r}([L_{s2}(\theta_r)][i_s] + [\psi_f]) \quad (\text{II. 10})$$

Avec :  $\omega_r = \frac{d\theta_r}{dt}$

### II.4.1.C Equations mécanique

Les flux du stator interagissent avec le rotor pour créer un couple électromagnétique dans l'entrefer. Si ce couple est assez fort, le rotor commence à tourner, conformément à la deuxième loi de Newton pour les corps en rotation. Cette loi stipule que, dans un référentiel galiléen, un corps avec un moment d'inertie constant  $J$  a une accélération angulaire proportionnelle à la somme des moments de forces appliqués et inversement proportionnelle à son moment d'inertie. Pour une machine électrique tournante, ce principe est décrit par l'équation [30] :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - F\Omega \quad (\text{II. 11})$$

Où :

$$\omega_r = P \Omega$$

Avec :

$J$  : Moment d'inertie total sur l'arbre de la machine

$\Omega$  : Vitesse angulaire mécanique du rotor

$C_{em}$  : Couple électromagnétique

$C_r$  : Couple résistant

$F$  : Coefficient du frottement visqueux

$P$  : Nombre de pair de pôles

Une machine électrique, en fonctionnement moteur, absorbe de l'énergie électrique, et la transforme en partie en énergie mécanique utile. Une autre partie sera dissipée sous forme d'énergie thermique dans le circuit résistif (par effet Joule) et une dernière partie sera stockée dans le circuit inductif sous forme d'énergie magnétique. Il est obtenu à partir de la dérivée de la co-énergie magnétique par rapport à la position électrique du rotor. Son expression générale est donc la suivante [24] :

$$C_{em} = \frac{dW_m}{d\theta_r} \quad (\text{II. 12})$$

Où :

$W_m$  : Co-énergie magnétique ;

En régime non saturé, cette co-énergie magnétique est exprimée par la relation (II. 13) :

$$W_m = \frac{1}{2} [i_s]^T [L_s] [i_s] + [i_s]^T [\psi_f] + W_{ma} \quad (\text{II. 13})$$

Avec :

$W_{ma}$  : Co-énergie constante des aimants ;

La substitution de (II. 13) dans (II. 12) donne :

$$C_{em} = \frac{1}{2} [i_s]^T \frac{d[L_s]}{d\theta_r} [i_s] + [i_s]^T \frac{d}{d\theta_r} [\psi_f] \quad (\text{II. 14})$$

On remarque que les équations établies sont fortement non-linéaires et couplées, puisque les inductances statoriques dépendent de la position relative du rotor par rapport au stator. La matrice de transformation de Park est couramment utilisée pour obtenir l'expression des variables dans un repère tournant **d-q**. Physiquement, l'application de cette matrice de rotation à la MSAP est interprétée comme étant une substitution des enroulements immobiles par des enroulements tournant avec le rotor. Cette matrice de rotation rend les équations dynamiques des moteurs à courant alternatif plus simples ce qui facilite leur étude et leur analyse.

## II.4.2 Transformation triphasé- diphasé

### II.4.2.A Principe de la transformation de Park

Les modèles des machines électriques les plus utilisés sont basés sur la transformation de Park qui est définie par la matrice  $[P(\theta_r)]$ , c'est une transformation mathématique destinée à transformer le circuit triphasé fixe de la machine en un circuit biphasé où les enroulements statoriques sont fixés au référentiel rotor défini par l'axe **d** et **q**. La transformation de Park fait correspondre aux variables réelles statoriques leurs composantes direct d'axe **d** et transversal d'axe **q**, elle rapporte les équations électriques à un système cartésien d'axes **dq**. Dans le repère classique il y a trois axes (**a**, **b**, **c**) orientés suivant les axes des trois enroulements statoriques de la machine. D'habitude, l'axe **a** est considéré comme référence. Quant au rotor, on a toujours un seul axe pour la machine synchrone à aimants permanents et  $\theta_r$  donne la position du rotor par rapport au stator. Les trois enroulements du stator peuvent être remplacés par deux enroulements fictifs à  $\pi/2$  dans l'espace et alimentés par des courants à  $\pi/2$  dans le temps. Les deux enroulements virtuels sont disposés sur les l'axes **d** et **q**, où dans le cas de la MSAP l'axe

$\mathbf{d}$  est orienté suivant le rotor. Pour passer du système triphasé,  $abc$ , au système biphasé,  $\mathbf{d-q}$ , (réciproquement) il faut utiliser les relations suivantes [31] :

$$\begin{aligned} [X_{dqo}] &= [P(\theta_r)][X_{abc}] \\ [X_{abc}] &= [P(\theta_r)^{-1}][X_{dqo}] \end{aligned} \quad (\text{II. 15})$$

Tel que :

$[P(\theta_r)]$  : la matrice de Park

On peut distinguer deux types de transformations de park ; celle qui conserve les amplitudes et celle qui conserve la puissance (dite aussi Park normalisée)

### II.4.2.B Matrice de Park qui conserve les amplitudes

Matrice de park  $[P(\theta_r)]$  qui conserve les amplitudes est la suivante [31] [32] :

$$[P(\theta_r)] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin \theta_r & -\sin(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{II. 16})$$

Cette matrice permet de passer du référentiel ( $\mathbf{abc}$ ) fixe lié au stator au référentiel ( $\mathbf{dqo}$ ) mobile avec une vitesse  $\omega_r$

Les sens des axes  $\mathbf{a}$ ,  $\mathbf{b}$ ,  $\mathbf{c}$  sont obtenus à partir des axes ( $\mathbf{d}$ ,  $\mathbf{q}$ ) à travers la transformation inverse de park  $[P(\theta_r)]^{-1}$ . La matrice inverse est donnée par :

$$[P(\theta_r)]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos \theta_r & -\sin \theta_r & 1 \\ \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta_r - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta_r - \frac{4\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{II. 17})$$

Cette matrice permet le passage inverse c'est à dire du référentiel ( $\mathbf{dq}$ ) au référentiel ( $\mathbf{abc}$ )

### II.4.2.C Matrice de Park qui conserve les puissances

La matrice de Park normalisée nous permet de conserver les puissances et elle est donnée comme suit [31] :

$$[P(\theta_r)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta_r & \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_r - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin \theta_r & -\sin(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_r - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II. 18})$$

Et Park inverse :

$$[P(\theta_r)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta_r & -\sin \theta_r & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta_r - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta_r - \frac{4\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II. 19})$$

### II.4.2.D Passage du repère $\alpha$ - $\beta$ au repère $d$ - $q$

Le passage des composantes  $\alpha$ - $\beta$  aux composantes  $d$ - $q$  est donné par une matrice de rotation

[R] exprimée par [31] :

$$\begin{cases} [X_{dq}] = [R(\theta_r)][X_{\alpha\beta}] \\ [X_{\alpha\beta}] = [R(\theta_r)]^{-1}[X_{dq}] \end{cases} \quad (\text{II. 20})$$

Avec :

$$[R(\theta_r)] = \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & -\sin(\theta_r) \\ \sin(\theta_r) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \quad (\text{II. 21})$$

$$[R(\theta_r)]^{-1} = [R(-\theta_r)] = \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \sin(\theta_r) \\ -\sin(\theta_r) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \quad (\text{II. 22})$$

On remarque que la double transformation appliquant la matrice de Clark ou Concordia suivie par la matrice de rotation va nous donner respectivement la matrice de Park ou Park normalisée

### II.4.3 Equations de la MSAP dans le repère de park

La transformation de park s'exprime par la relation suivante [33] :

$$[X_{dq0}] = [P(\theta_r)][X_{abc}] \quad (\text{II. 23})$$

L'indice « 0 » désigne la composante homopolaire

#### II.4.3.A Equations électriques

La machine triphasée est équilibrée et symétrique avec neutre isolé alors la composante homopolaire est nulle. Les équations électriques sont les suivantes [33] :

$$\begin{cases} V_d = R_s i_d + \frac{d\psi_d}{dt} - \psi_q \omega_r \\ V_q = R_s i_q + \frac{d\psi_q}{dt} + \psi_d \omega_r \end{cases} \quad (\text{II. 24})$$

#### II.4.3.B Equations magnétiques

Les flux peuvent être formulés par les équations suivantes [33] :

$$\text{Sur l'axe } \mathbf{d} : \quad \psi_d = L_d i_d + \psi_f \quad (\text{II. 25})$$

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

$$\text{Sur l'axe } \mathbf{q} : \quad \psi_q = L_q i_q \quad (\text{II. 26})$$

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

$$\begin{cases} V_d = R_s i_d + L_d \frac{d i_d}{dt} - L_q i_q \omega_r \\ V_q = R_s i_q + L_q \frac{d i_q}{dt} + (L_d i_d + \psi_f) \omega_r \end{cases} \quad (\text{II. 27})$$

Où :

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

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

### II.4.3.C Expression de la puissance et du couple électromagnétique

La connaissance du couple électromagnétique  $C_{em}$  de la machine est essentielle pour l'étude de la machine et sa commande. La puissance électrique absorbée par la machine est exprimée par [34] :

$$p(t) = V_a i_a + V_b i_b + V_c i_c \quad (II. 28)$$

Dans le repère de Park, cette puissance s'écrit :

$$p(t) = \frac{3}{2} (V_q i_q + V_d i_d) \quad (II. 29)$$

En remplaçant les courants et les tensions dans l'expression de la puissance on aura :

$$p(t) = \frac{3}{2} \left[ R_s (i_d^2 + i_q^2) + \left( i_d \frac{d\psi_d}{dt} + i_q \frac{d\psi_q}{dt} \right) + (\psi_d i_q - \psi_q i_d) \omega_r \right] \quad (II. 30)$$

Avec :

$\frac{3}{2} R_s (i_d^2 + i_q^2)$  : Pertes par effets Joule.

$\frac{3}{2} \left( i_d \frac{d\psi_d}{dt} + i_q \frac{d\psi_q}{dt} \right)$  : Variation de l'énergie magnétique.

$\frac{3}{2} (\psi_d i_q - \psi_q i_d) \omega_r$  : Puissance électromagnétique

Le couple s'écrit alors :

$$C_{em} = \frac{3}{2} P (\psi_d i_q - \psi_q i_d) \quad (II. 31)$$

On peut l'écrire en fonction des inductances  $L_d$  et  $L_q$  directe et en quadrature comme suit :

$$C_{em} = \frac{3}{2} P [(L_d - L_q) i_d i_q + \psi_f i_q] \quad (II. 32)$$

Si le rotor est à pôles lisse ( $L_d=L_q$ ), l'équation (II. 32) devient :

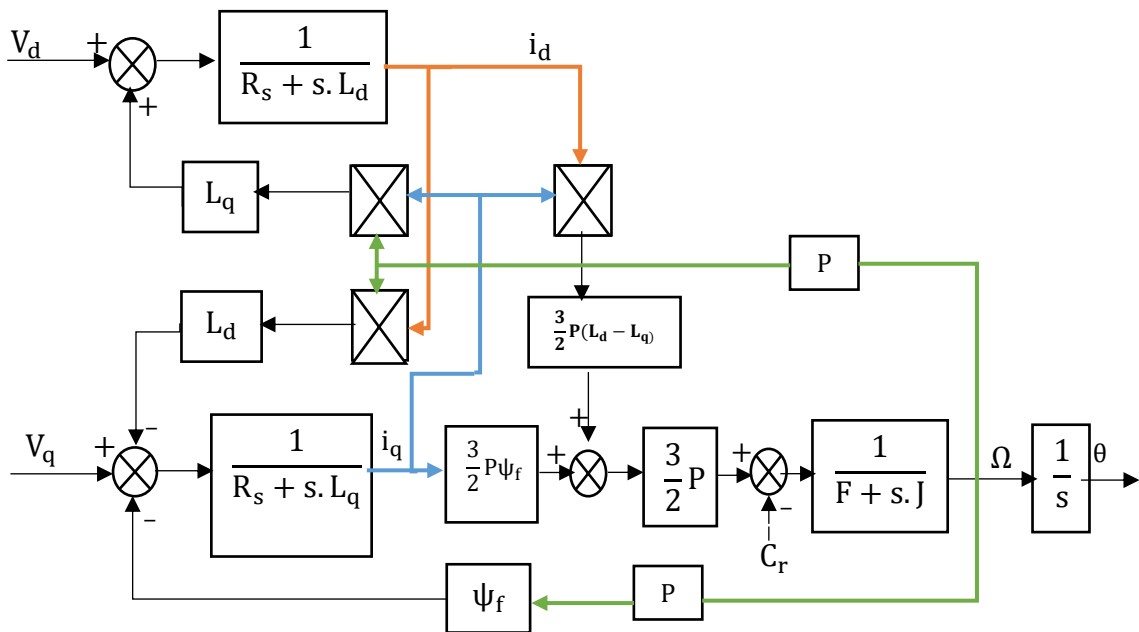
$$C_{em} = \frac{3}{2} P \psi_f i_q \quad (II. 33)$$

A partir de l'équation (II. 32) et l'équations (II. 31), on peut constater que la commande du système est difficile. En effet, cette difficulté réside dans le fait que ce modèle est non linéaire à cause des termes  $(i_d \omega_r)$ ,  $(i_q \omega_r)$  et  $(i_d i_q)$  [24].

**II.5 Schéma fonctionnelle de la MSAP**

D’après les équations (II. 6), (II. 27) et (II. 32), on obtient le système d’équations suivant [35] :

$$\begin{cases} \frac{d i_q}{dt} = \frac{1}{L_q} (V_q - R_s i_q - L_d i_d \omega_r - \psi_f \omega_r) \\ \frac{d i_d}{dt} = \frac{1}{L_d} (V_d - R_s i_d + L_q i_q \omega_r) \\ C_{em} = \frac{3}{2} P [(L_d - L_q) i_d i_q + \psi_f i_q] \\ J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - F\Omega \end{cases} \quad (II. 34)$$



**Figure II.3 :** Schéma bloc d’une MSAP alimentée en tension.

**II.6 Conclusion**

Le chapitre II traitait de la modélisation et la simulation de la machine synchrone à aimants permanents. Il détaillait les différentes étapes de modélisation, en commençant par la présentation de la structure générale de la MSAP et en passant par les hypothèses simplificatrices nécessaires à la mise en équations.

La modélisation est effectuée en utilisant des équations électriques, magnétiques et mécaniques, permettant de représenter le comportement dynamique de la machine dans un système d’équations. Les transformations de Park sont utilisées pour passer du repère triphasé fixe (abc)

au repère tournant (d-q) lié au rotor, simplifiant ainsi l'analyse et la simulation. Les équations obtenues révèlent la complexité du modèle, avec des termes fortement non linéaires et couplés. La connaissance du couple électromagnétique est essentielle pour étudier la machine et sa commande. Enfin, le chapitre se conclut avec un schéma fonctionnel de la MSAP. Cependant un onduleur est essentiel pour son alimentation, car il convertit le courant continu en courant alternatif de fréquence et de tension variables, nécessaires à son bon fonctionnement. Cette conversion permet un contrôle précis de la vitesse et du couple, optimisant ainsi les performances et l'efficacité énergétique de la MSAP. Sans l'onduleur, la MSAP ne pourrait pas fonctionner de manière flexible et adaptée aux exigences de diverses applications industrielles. Pour pallier ce problème, le troisième chapitre sera consacré à la modélisation des onduleurs deux et trois niveaux.

# CHAPITRE III

---

**Modélisation et simulation des  
onduleurs deux et trois niveaux**

### III.1 Introduction

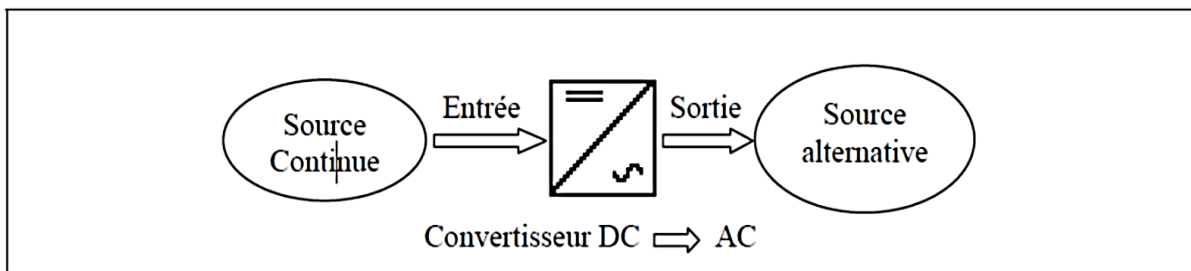
Dans ce chapitre, Nous allons étudier en détail le principe de fonctionnement des onduleurs triphasés deux et trois niveaux à structure NPC (Neutral Point Clamped).

La modélisation est une technique nécessaire à l'étude, l'analyse, la synthèse, le diagnostic et le contrôle des systèmes ou des unités industrielles. Dans le cadre de cette étude nous établissons le modèle mathématique de l'onduleur à trois niveaux de tension de type NPC en mode commandable, en utilisant la notion de fonctions de connexion des interrupteurs et des demi-bras. Ainsi que la modélisation d'un onduleur de tension triphasé à deux niveaux.

### III.2 Définition d'un onduleur

Un onduleur est un convertisseur statique assurant la conversion d'énergie électrique de la forme continue (DC) à la forme alternative (AC). En fait, cette conversion d'énergie est satisfaite au moyen d'un dispositif de commande (semi-conducteurs). Il permet d'obtenir aux bornes du récepteur une tension alternative réglable en fréquence et en valeur efficace, en utilisant ainsi une séquence adéquate de commande. La figure (III.1) représente schéma de principe de l'onduleur.

On distingue deux types d'onduleurs : onduleur de tension et onduleur de courant donnée par le tableau (III.1) :



**Figure III.1** : Schéma de principe de la conversion Continu - Alternative (DC – AC) [36].

Tableau III.1 : différents type d'onduleur

Onduleur	Interrupteurs électroniques	Source continue d'alimentation	Charge alimentée en alternatif
de tension	Bidirectionnels en courant	Source de tension	La tension est imposée, le courant dépend de la charge
de courant	Unidirectionnels en courant	Source de courant	Le courant est imposé, la tension dépend de la charge

- Si l'onduleur impose sa propre fréquence à la charge on parle d'un onduleur autonome.
- Si la fréquence est imposée par la charge (exemple : onduleur débitant sur le réseau) on parle d'un onduleur assisté [37].

### III.3 Classification des onduleurs

Il existe plusieurs schémas d'onduleurs, chacun correspondant à un type d'application déterminé ou permettant des performances recherchées. Les onduleurs sont en général classés selon les modes de commutation de leurs interrupteurs [38].

#### III.3.1 Onduleur autonome

Qui délivre une tension avec une fréquence soit fixe, soit ajustable par l'utilisateur. Il n'a pas besoin de réseau électrique pour fonctionner. ; Par exemple un convertisseur de voyage que l'on branche sur la prise allume-cigare d'une voiture utilise le 12 V continu du véhicule pour générer du 120 ou 230 V, alternatif en 50 ou 60 Hz. Ces onduleurs sont notamment employés pour la réception de la télévision (TV) en mode nomade (récepteur satellite dans un camping-car par exemple) dépourvu d'entrée alimentation électrique basse tension (~12 V).

#### III.3.2 Onduleur non autonome (assisté)

Dans ce cas, les composants utilisés peuvent être de simples thyristors commandés uniquement à la fermeture et la commutation est dite «naturelle » contrairement à l'onduleur autonome, c'est un redresseur fonctionnant en mode onduleur. L'application principale de ce type d'onduleur se trouve dans les variateurs pour moteurs synchrones de très forte puissance où les thyristors sont souvent les seuls composants utilisables.

### III.4 Les applications des onduleurs

Parmi les nombreux domaines d'emploi des onduleurs autonomes, on trouve principalement Les onduleurs à fréquence fixe à commutation forcée : alimentés le plus souvent par une batterie d'accumulateur, ils jouent d'ordinaire le rôle d'alimentation de sécurité, ils constituent à ce titre, le principe déboucle actuel des onduleurs autonomes.

Les onduleurs à fréquence variable à commutation forcés : alimentés à partir du réseau industriel par l'intermédiaire d'un montage redresseur, ils délivrent une tension de fréquence et de valeur efficace nécessaires pour faire tourner à vitesse variable un moteur à courant alternatif [39].

#### III.4.1 Réglage de la vitesse de rotation d'un moteur synchrone

La vitesse d'un moteur synchrone est fixée par la pulsation des courants alternatifs. Pour changer de vitesse il faut donc changer la fréquence des tensions d'alimentation. Il faut donc redresser la tension du réseau puis l'onduler à la fréquence désirée.

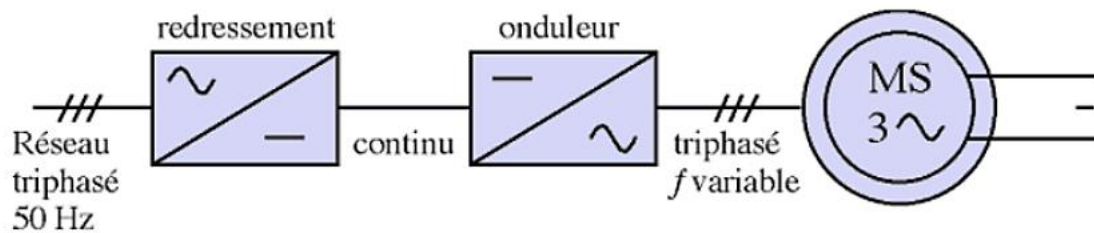


Figure III.2 : Réglage de la vitesse de rotation d'un moteur synchrone.

#### III.4.2 Alimentation de secours

Lors d'une panne d'électricité, un onduleur assure la continuité de l'alimentation des machines à partir des batteries. En informatique professionnelle, un onduleur est indispensable pour éviter la perte d'informations en cas de panne du secteur [40].

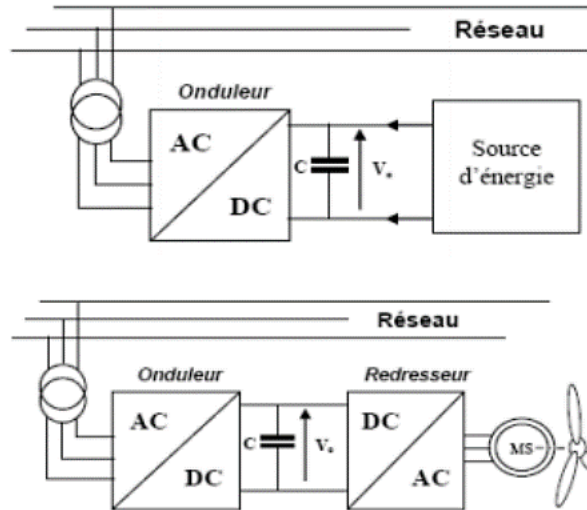


Figure III.3 : Alimentation de secours [40].

### III.4.3 Transfert d'énergie entre deux réseaux de fréquences différentes

La France fournit de l'énergie électrique à la Grande-Bretagne, mais la fréquence du réseau anglais est 60 Hz. Il faut donc adapter la fréquence [40].

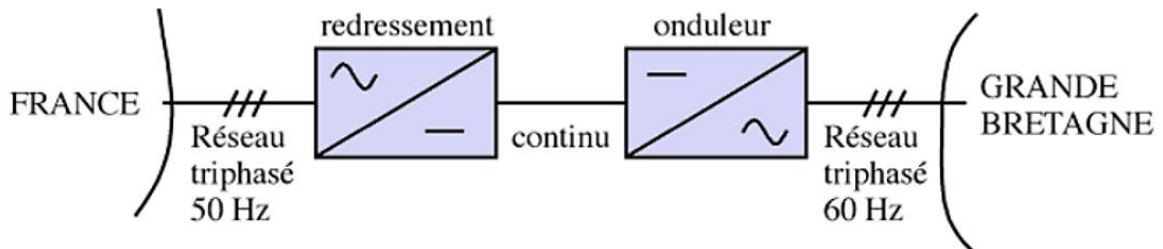


Figure III. 4 : Transfert de l'énergie entre deux réseaux de fréquences différentes.

### III.5 Principe générale de fonctionnement d'un onduleur à deux niveaux

Le principe de fonctionnement d'un onduleur est basé sur l'électronique de commutation, on génère une onde de tension alternative à partir d'une tension continue comme la montre la figure (III. 5) On peut dire qu'il existe deux moyens pour réaliser cette conversion [41] :

- L'utilisation directe d'une paire d'interrupteurs de base, qui consiste à régler la fréquence et la durée des interconnexions de la source avec la sortie. Il est donc plutôt temporel et débouche sur les techniques de modulation de largeur d'impulsion.

Contrôler l'amplitude soit de façon continue en créant d'une source réglable (ce qui suppose l'existence d'un autre étage de conversion), soit de façon discrète en disposant d'un nombre suffisant de sources.

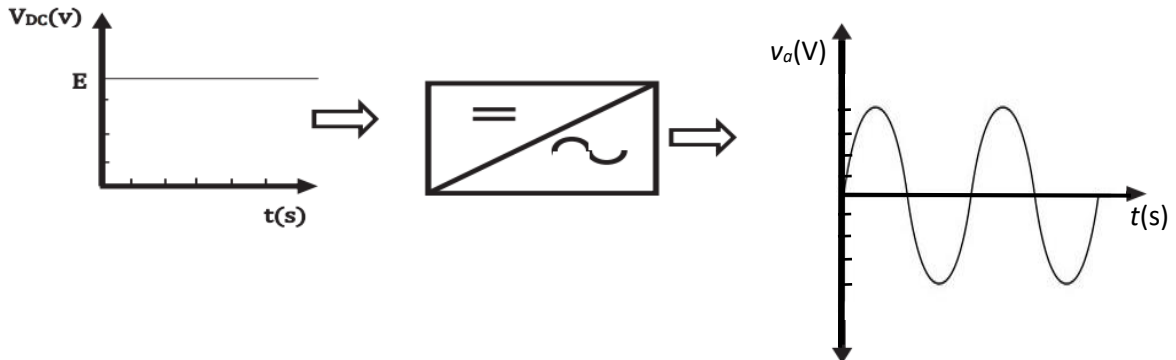


Figure III.5 : Symbole et signal d'un onduleur.

Quand **K11 - K22** sont fermés, et **K12 - K21** sont ouverts pour  $t_1 < t < t_2$  on obtient une alternance positive  $V(t) = E$ , comme le montre la figure (III.6).

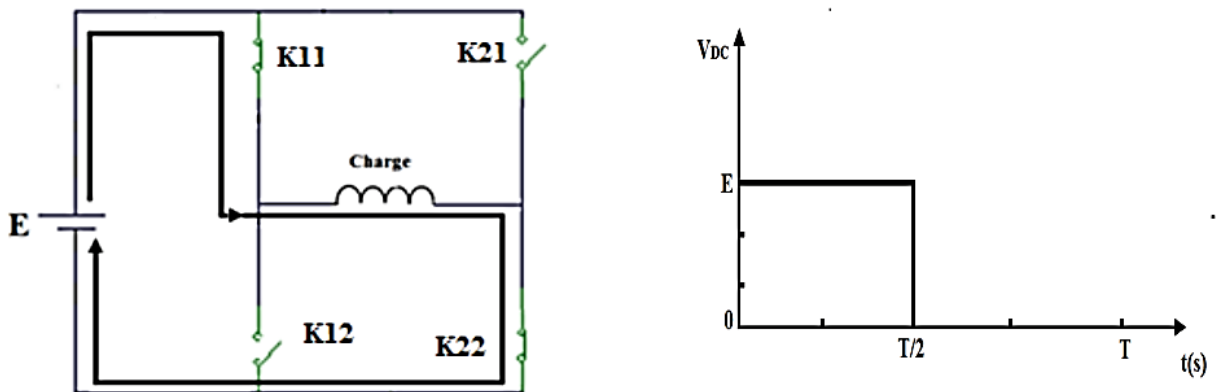


Figure III.6 : Fonctionnement et signal de l'onduleur dans le 1er demi-cycle.

Quand **k11 - k22** sont ouverts, et **k12 - k21** sont fermés, pour  $t_2 < t < t_3$  on obtient une alternance négative  $U(t) = -E$ , comme le montre la figure III.7.

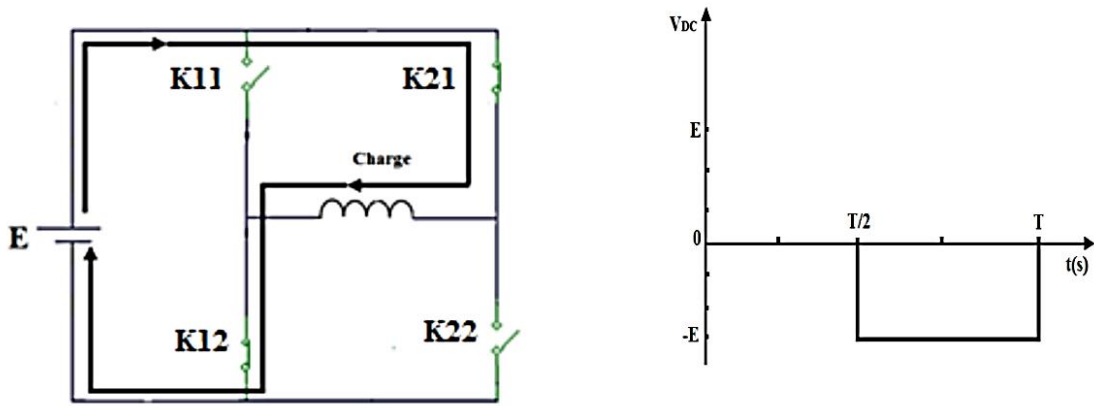


Figure III.7 : Fonctionnement et signal de l'onduleur dans le 2ème demi-cycle.

Pour obtenir le signal résultant sur la période complète qui est présenté sur la figure (III.8)

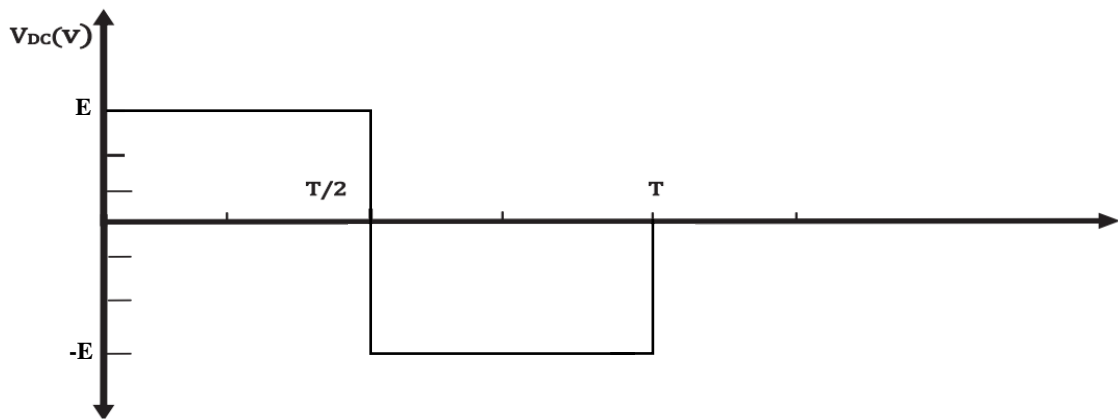


Figure III.8 : Signal à la sortie de l'onduleur.

## III.6 Onduleur classique à deux niveaux

### III.6.1 Topologie d'un onduleur classique à deux niveaux

L'onduleur classique à deux niveaux de tension est représenté sur la figure (III. 9). Il est constitué de trois bras de commutation à transistors. Chaque bras composé de deux cellules comportant chacune une diode et un transistor qui travaillent en commutation forcée. Tous ces éléments sont considérés comme des interrupteurs idéaux. En mode commandable, le bras d'onduleur est un commutateur à deux positions qui permet d'obtenir à la sortie deux niveaux de tension [42].

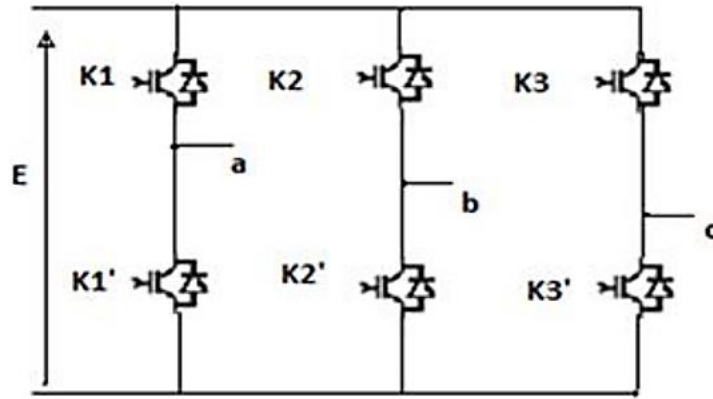


Figure III.9 : Schéma d'un onduleur usuel à 2 niveaux [42].

Pour un convertisseur à 2 niveaux de tensions. Nous avons deux séquences de fonctionnement possible permettant de générer les deux-niveaux de tensions :

- **Séquences 1 : Génération du niveau maximum**

Dans ce cas, l'interrupteur **K1** est passant et **K1'** est bloqué comme le montre la figure (III.10.a). La tension de sortie **Va** est :  $Va = +E$ . La tension inverse appliquée à l'interrupteur **K1'** vaut :  $V_{K1'} = +E$ .

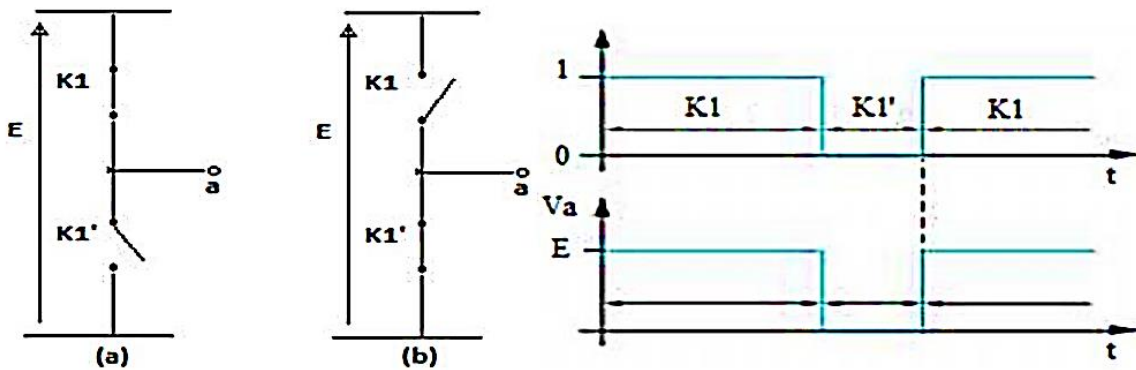


Figure III.10 : Séquences de fonctionnement d'un bras de l'onduleur à deux niveaux [42].

- **Séquences 2 : Génération du niveau minimum**

Dans ce cas, l'interrupteur **K1** est bloqué et **K1'** est passant comme le montre la figure (III.10.b). La tension de sortie **Va** est :  $Va = 0$ . La tension inverse appliquée à l'interrupteur **K1** vaut :  $V_{K1} = +E$ .

Les 2 états ou séquences de commutation possibles sont résumés au tableau (III. 2).

Tableau III.2 : États possibles de l'onduleur usuel à 2 niveaux

K1	K1'	Va
1	0	E
0	1	0

### III.6.2 Modélisation d'un onduleur de tension triphasé à deux niveaux

L'onduleur de tension représente aujourd'hui la « brique de base » dans les systèmes d'interfaçage avec le réseau. Il permet entre autres de contrôler les puissances (active et réactive) échangées avec le réseau. Il peut être utilisé en mode onduleur ou en mode redresseur mais la modélisation reste la même dans les deux cas [43].

L'onduleur est constitué de trois branches où chacune est composée de deux paires d'interrupteurs supposés parfaits et dont les commandes sont disjointes et complémentaires ; chaque interrupteur est représenté par une paire transistor-diode qui est modélisé par deux états définis par la fonction de connexion logique suivante [39]:

On peut commander l'onduleur de manière que :

- Chaque interrupteur conduit durant  $120^\circ$ .
- Chaque interrupteur conduit durant  $180^\circ$ .

On va se limiter à l'étude seulement de cette dernière, c'est-à-dire la commande en pleine onde ( $180^\circ$ ), dont, les intervalles de commande de fermeture de chaque interrupteur sont définis comme suit :

- K1 est fermé pour :  $0 < wt < \pi$
- K2 est fermé pour :  $2\pi/3 < wt < 2\pi/3 + \pi$
- K3 est fermé pour :  $4\pi/3 < wt < \pi/3 + \pi$
- $\overline{K_1}$  est fermé pour :  $\pi < wt < 2\pi$
- $\overline{K_2}$  est fermé pour :  $2\pi/3 + \pi < wt < 2\pi/3 + 2\pi$
- $\overline{K_3}$  est fermé pour :  $4\pi/3 + \pi < wt < \pi/3 + 2\pi$
- $f_i = \begin{cases} 1 & \text{l'interrupteur } i \text{ est fermé (} K_i \text{ conduit, } \overline{K_i} \text{ bloqué)} \\ 0 & \text{l'interrupteur } i \text{ est ouvert (} K_i \text{ bloqué, } \overline{K_i} \text{ conduit)} \end{cases}$
- Avec :  $f_i + \overline{f_i} = 1$  et  $i=1\dots3$ .

La figure (III.11) représente le schéma de l'ondeur triphasé :

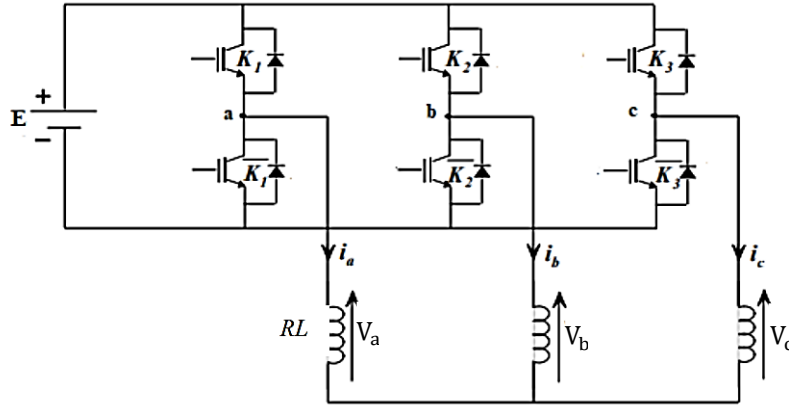


Figure III.11 : Onduleur de tension triphasé.

- Tension entre a, b, c et 0 (neutre) :

$$V_{a0} = V_a - V_0 = \begin{cases} +\frac{E}{2} & \text{si } K_1 \text{ est ferme} \\ -\frac{E}{2} & \text{si } \overline{K_1} \text{ est ferme} \end{cases} \quad \text{(III. 1)}$$

$$V_{b0} = V_b - V_0 = \begin{cases} +\frac{E}{2} & \text{si } K_2 \text{ est ferme} \\ -\frac{E}{2} & \text{si } \overline{K_2} \text{ est ferme} \end{cases} \quad \text{(III. 2)}$$

$$V_{c0} = V_c - V_0 = \begin{cases} +\frac{E}{2} & \text{si } K_3 \text{ est ferme} \\ -\frac{E}{2} & \text{si } \overline{K_3} \text{ est ferme} \end{cases} \quad \text{(III. 3)}$$

- Les tensions simples  $V_{an}$ ,  $V_{bn}$  et  $V_{cn}$  :

Si la charge est équilibrée et couplée en étoile : la somme des courants de ligne est nulle, ce qui implique que la somme des tensions simples est égale à zéro, donc :

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0 \quad \text{(III. 4)}$$

A partir des relations précédentes, on tire :

$$\begin{aligned} V_{an} &= \frac{1}{3} [2(V_a - V_0) - (V_b - V_0) - (V_c - V_0)] \\ V_{bn} &= \frac{1}{3} [2(V_b - V_0) - (V_c - V_0) - (V_a - V_0)] \\ V_{cn} &= \frac{1}{3} [2(V_c - V_0) - (V_a - V_0) - (V_b - V_0)] \\ V_n - V_0 &= \frac{1}{3} [2(V_a - V_0) + (V_b - V_0) + (V_c - V_0)] \end{aligned} \quad \text{(III. 5)}$$

- Tension composée  $V_{ab}$ ,  $V_{bc}$  et  $V_{ca}$  :

De ces tensions simples, on déduit les tensions composées entre les bornes de sortie de l'onduleur, tel que :

$$\begin{aligned} V_{ab} &= V_a - V_b = E * (f_1 - f_2) \\ V_{bc} &= V_b - V_c = E * (f_2 - f_3) \\ V_{ca} &= V_c - V_a = E * (f_3 - f_1) \end{aligned} \tag{III. 6}$$

De ces équations on tire :

$$\begin{aligned} V_a &= \frac{1}{3}(V_{ab} - V_{ca}) = \frac{1}{3}(2V_{a0} - V_{b0} - V_{c0}) \\ V_b &= \frac{1}{3}(V_{bc} - V_{ac}) = \frac{1}{3}(2V_{b0} - V_{c0} - V_{a0}) \\ V_c &= \frac{1}{3}(V_{cb} - V_{ba}) = \frac{1}{3}(2V_{c0} - V_{a0} - V_{b0}) \end{aligned} \tag{III. 7}$$

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{E}{3} * \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \\ f_3 \end{bmatrix} \tag{III. 8}$$

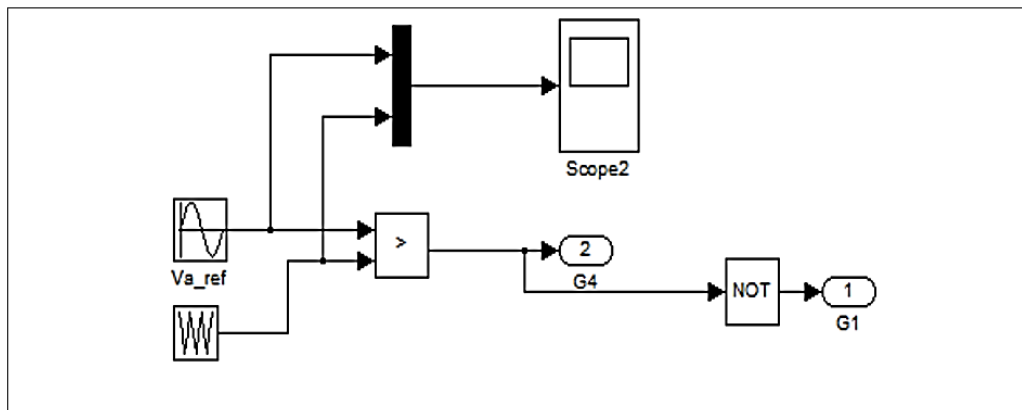
### III.6.3 Commande MLI de l'onduleur à deux niveaux

Pour générer les impulsions de commande **MLI-ST (Modulation de Largeur d'Impulsion Sinusoïdale Triangulaire)** du convertisseur à 2 niveaux de tensions, une seule porteuse triangulaires d'amplitude **Ap** et de fréquence **fp** est nécessaire (figure III. 12). Elle est ensuite comparée au signal de référence (sinusoïdale) d'amplitude **Ar** et de fréquence **fr**. chaque comparaison donne **0** si la porteuse est supérieure ou égale à la référence, **1** dans le cas contraire.

Avec :

- **fp** : La fréquence de la modulation
- **fr** : La fréquence de la référence
- **m** : L'indice de modulation : **m = fp /fr**
- **r** : Le coefficient de réglage en tension : **r = Ar /Ap**
- **Ar** : Amplitude de la référence
- **Ap** : Amplitude de la porteuse

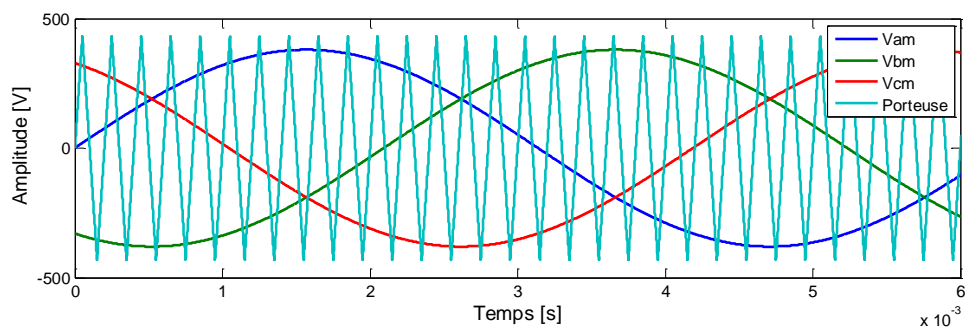
L'indice de modulation « m » est définit comme étant la valeur du rapport de la fréquence de la porteuse triangulaire (ou en dent de scie) sur celle de la référence, son choix procède d'un compromis entre une bonne neutralisation de faibles rangs, et un bon fonctionnement de l'onduleur (meilleur rendement).



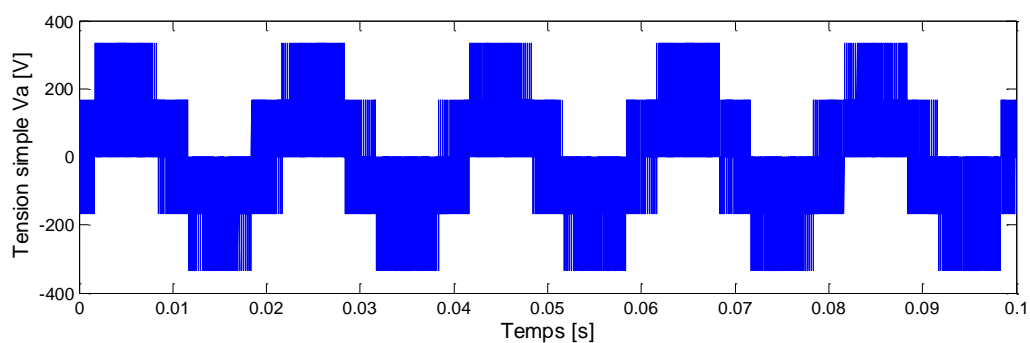
**Figure III.12 :** Génération des signaux de commande MLI -ST d'un onduleur deux niveaux d'un bras.

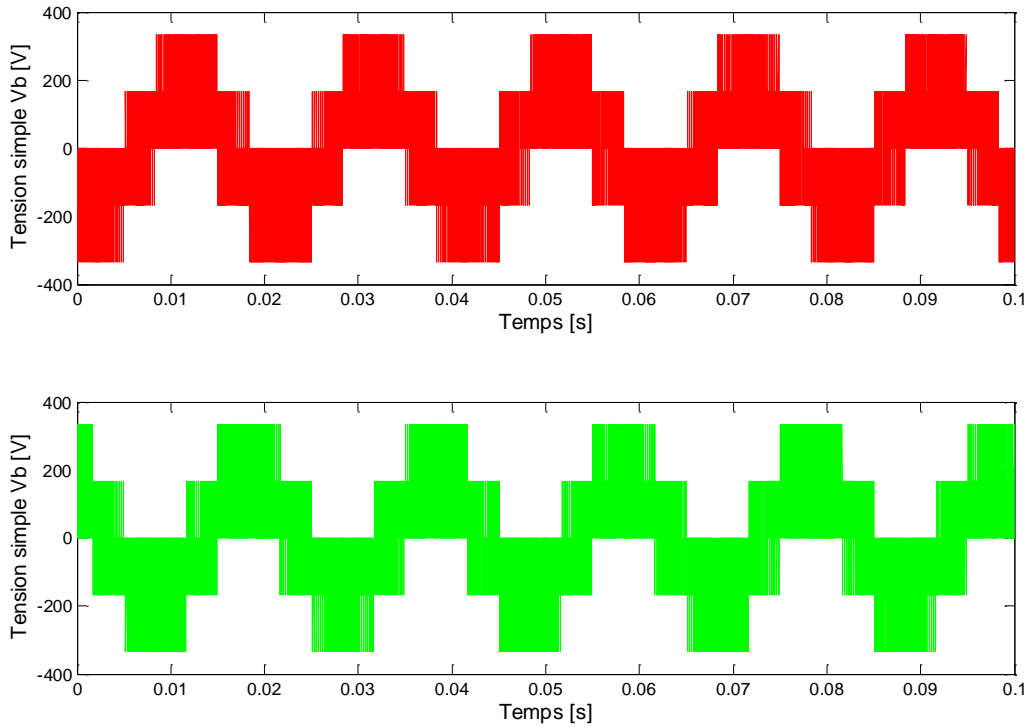
• **Résultats de simulation :**

Après la simulation, on obtient les formes d'ondes présentées ci-dessous avec les paramètres de simulation :

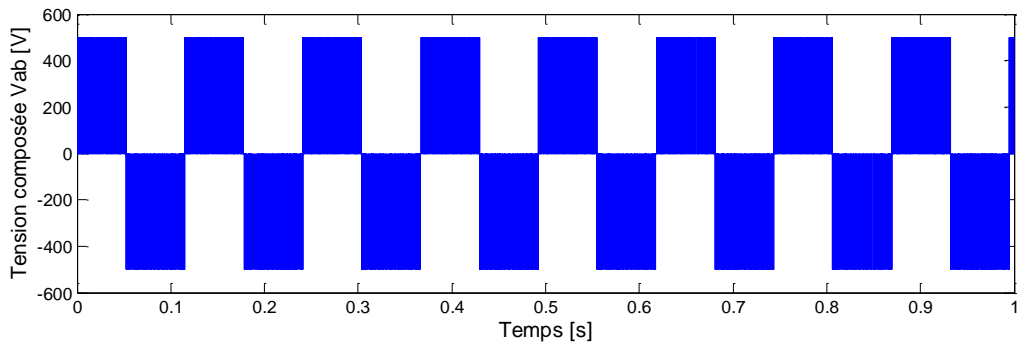


**Figure III.13 :** Principe de la MLI sinus-triangle pour un onduleur triphasé à deux niveaux.





**Figure III.14 :** Les tensions simples  $V_a$ ,  $V_b$  et  $V_c$  à la sortie de l'onduleur 2N



**Figure III.15 :** La tension composée  $V_{ab}$  à la sortie de l'onduleur 2N

### III.7 Onduleur NPC à trois niveaux

#### III.7.1 Présentation de l'onduleur à structure NPC à 3 niveaux

Les convertisseurs véhiculant des puissances élevées voient les composants qui constituent subir des contraintes considérables lors de la commande à l'ouverture ainsi qu'à la fermeture. L'idée est de garder une puissance élevée sans pour autant surdimensionner les interrupteurs et d'associer des structures en série au niveau de la partie concernant la conversion continu/alternatif. L'association en série de convertisseurs, certes, rend l'analyse des phénomènes relatifs à l'interaction plus complexe, mais en contrepartie une distribution

raisonnable et acceptable des contraintes. Grâce à cette mise en série, les contraintes dues aux phénomènes de commutation sollicitant les interrupteurs sont abaissées [44].

La figure (III.16) montre le circuit de puissance de l'onduleur triphasé à trois niveaux à structure NPC. Chaque bras de l'onduleur est constitué de quatre paires (Diode-Transistor) représentant chacune un interrupteur bidirectionnel et deux diodes médianes permettant d'avoir le niveau zéro de la tension de sortie de l'onduleur. Cette structure impose l'utilisation des interrupteurs commandables à l'amorçage et au blocage. Dans notre cas, on utilisera IGBT avec des diodes en antiparallèle.

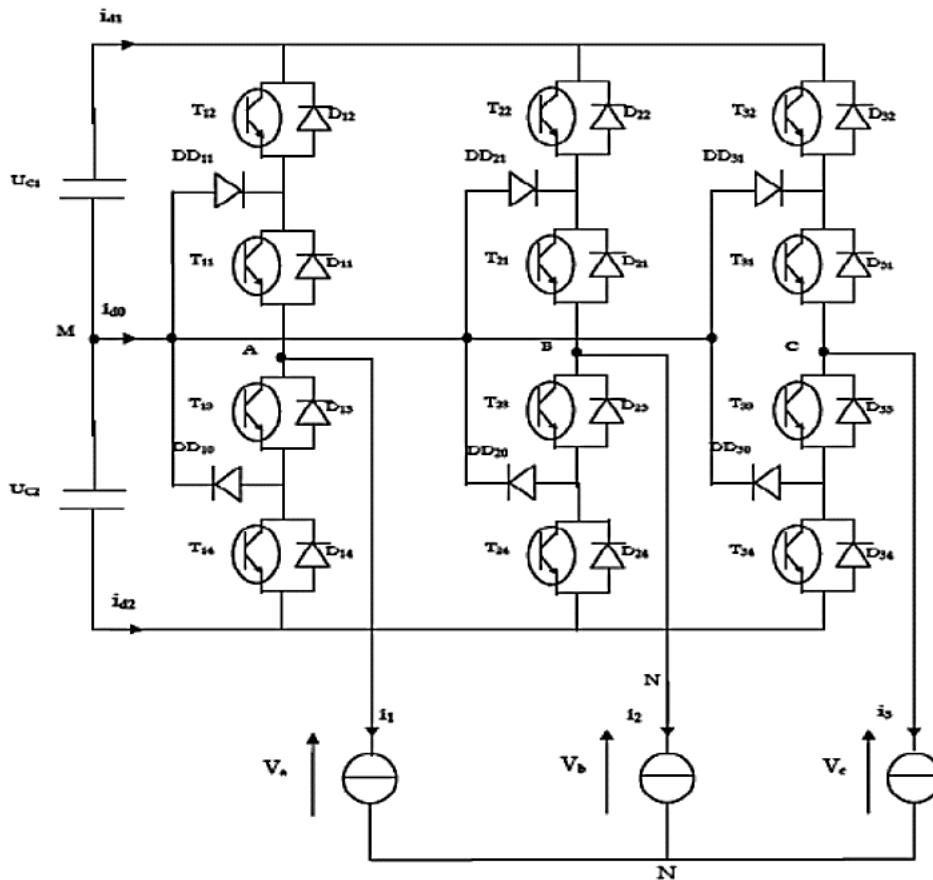


Figure III.16 : Structure de l'onduleur NPC à trois niveaux

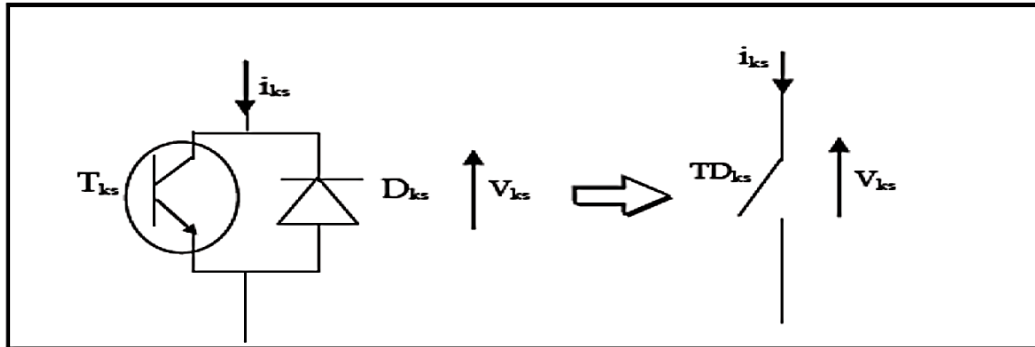
### III.7.2 Interrupteur bidirectionnel

L'interrupteur peut être défini comme un dipôle permettant d'établir un échange énergétique entre une source et une charge monophasée.

Les interrupteurs de synthèse à mettre en œuvre dans un onduleur doivent être bidirectionnels en courant, avec un seul sens d'écoulement des charges contrôlables. Cette fonction est réalisée

par l'association d'un transistor, qui est un interrupteur à commutation commandée par les grandeurs externes, avec une diode en antiparallèle, qui est un interrupteur à commutation spontanée fonction uniquement des grandeurs internes [44].

La figure (III.17) représente chaque paire transistor-diode par un seul interrupteur bidirectionnel.



**Figure III.17 :** Interrupteur bidirectionnel équivalent à la paire transistor-diode

### III.7.3 Principe de fonctionnement de l'onduleur NPC à 3-niveaux

Pour des raisons de simplicité, nous limiterons l'étude à un bras d'onduleur NPC de trois niveaux, l'objectif visé est de déterminer les valeurs que peut prendre la tension  $V_{ao}$  pour les différents états possibles des interrupteurs statiques, de montrer les séquences de conductions des interrupteurs.

Le sens positif ou négatif des courants  $i_{d0}$ ,  $i_{d1}$  et  $i_{d2}$ , fixe le sens du transfert de l'énergie du convertisseur. Lorsque la source de tension est génératrice et la charge est réceptrice, le courant passe à travers les transistors. Lorsque le transfert d'énergie s'effectue de la charge vers la source d'entrée, ce sont les diodes antiparallèles qui assurent le passage du courant.

Pour un convertisseur NPC à N-niveaux de tensions, nous avons N séquences de fonctionnement possible permettant de générer les N niveaux de tensions. Et en particulier pour le NPC à trois niveaux on a trois séquences de fonctionnement [44] :

➤ **Séquences 1 : Génération du niveau maximum**

Dans ce cas, les interrupteurs **K1**, **K2** sont passants et **K3**, **K4**, sont bloqués comme le montre la figure (III.18.a). Et la tension de sortie  $V_{ao}$  est :  $V_{ao} = U_{C1}$ . La tension inverse appliquée aux interrupteurs **K3**, **K4** vaut :  $V_{K3} = V_{K4} = U_{C1}$

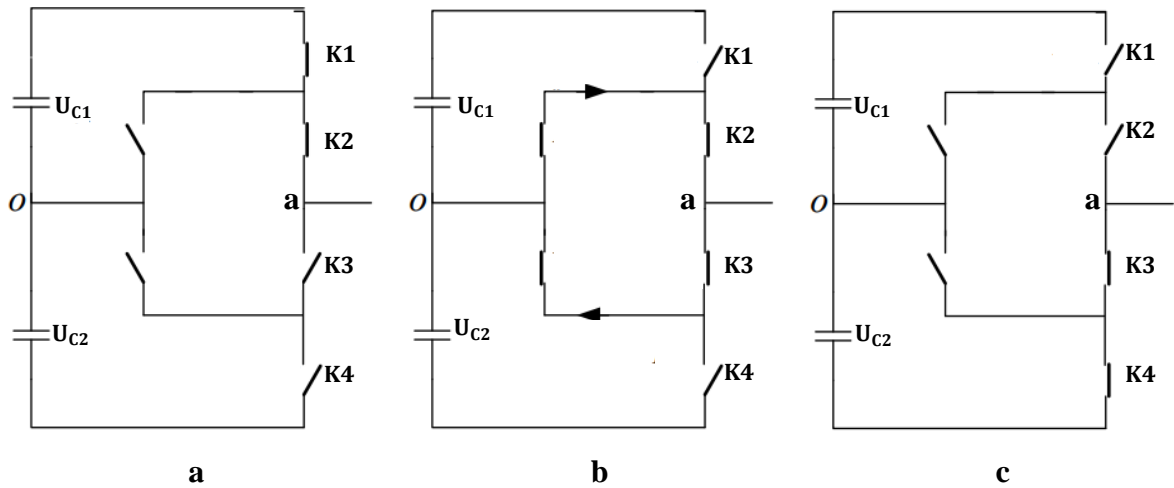
➤ **Séquences 2 : Génération du niveau intermédiaire**

Les interrupteurs **K2**, **K3** sont passants et **K1**, **K4** sont bloqués, dans ce cas le point **a** est relié directement au point **0** à travers l'une des diodes de maintien, comme le montre la figure (III.18.b). Et la tension de sortie  $V_{ao}$  est donc nulle,  $V_{ao} = 0$ . La tension inverse appliquée aux interrupteurs **K1**, **K4** vaut :  $V_{K1} = V_{K4} = U_{C1}$

➤ **Séquences 3 : Génération du niveau minimum**

Dans ce cas, les interrupteurs **K1**, **K2** sont bloqués et **K3**, **K4** sont passants comme le montre la figure (III.18.c). Et la tension de sortie  $V_{ao}$  est :  $V_{ao} = -U_{C2}$ . La tension inverse appliquée aux interrupteurs **K1**, **K2** vaut :  $V_{K1} = V_{K2} = U_{C1}$ . Les figures suivantes illustrent les formes d'onde de la tension de sortie  $V_{ao}$ , ainsi que les signaux de commande de chaque interrupteur.

Avec :  $U_{C1} = U_{C2} = \frac{E}{2}$  ,



**Figure III.18** : Séquences de fonctionnement d'un bras d'onduleur NPC trois niveaux.

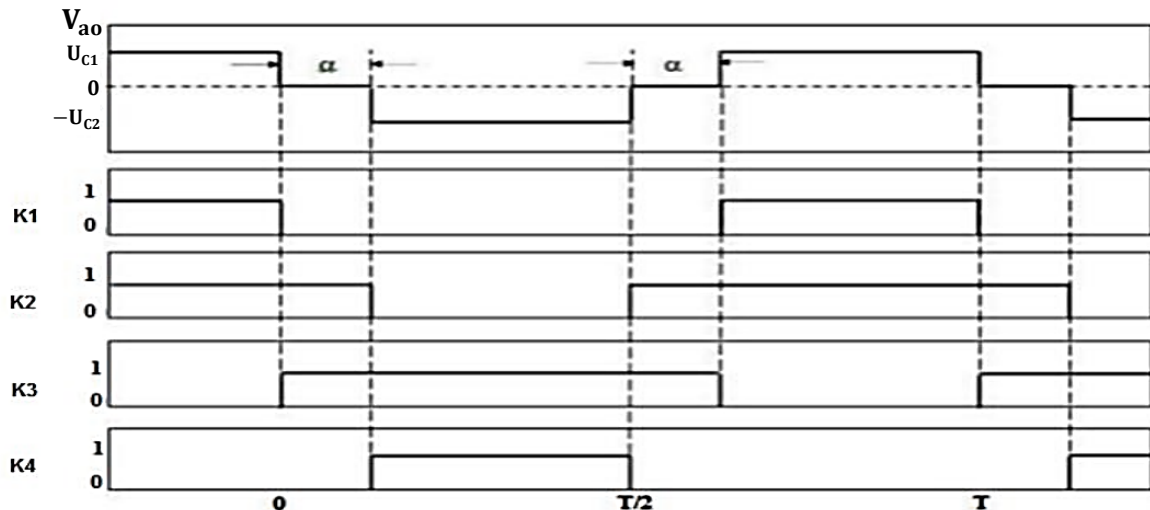


Figure III.19 : Formes d’ondes d’un bras d’onduleur triphasé trois niveau de type NPC [44].

Cette analyse montre que la structure de l’onduleur à trois niveaux limite à  $E/2$  la tension imposée à chaque interrupteur lorsqu’ils bloqué, alors que dans la structure classique de l’onduleur à deux niveaux, cette tension vaut la tension continue complète  $E$ .

C’est cette caractéristique de l’onduleur à trois niveaux qui permet de monté en tension et en puissance dans le cas des applications de forte puissance

Les 3 états ou séquences de commutation possibles sont résumés au tableau (III.3).

Tableau III.3 : états possibles de l’onduleur NPC à 3 niveaux.

K1	K2	K3	K4	$V_{ao}$
1	1	0	0	$U_{c1}$
0	1	1	0	0
0	0	1	1	$-U_{c2}$

### III.7.4 Fonctions de connexion

La fonction de connexion  $F_{KS}$  traduit l’état ouvert ou fermé de l’interrupteur  $TD_{KS}$ . Chaque interrupteur  $K_{KS}$  ( $K \in (1, 2, 3)$ ,  $S \in (1, 2, 3)$ ), supposé idéal introduit une fonction de connexion  $F_{KS}$  [45].

$$F_{KS} = \begin{cases} 1 & \text{si l'interrupteur } K_{KS} \text{ est fermé} \\ 0 & \text{si l'interrupteur } K_{KS} \text{ est ouvert} \end{cases}$$

### 1. Relation entre les fonctions de connexion

Ainsi les fonctions de connexion des interrupteurs du bras **K** sont liées par les relations suivantes :

$$\begin{cases} F_{K1} = 1 - F_{K3} \\ F_{K2} = 1 - F_{K4} \end{cases} \quad (\text{III. 9})$$

### 2. Relation entre les fonctions des demi-bras

On définit la fonction de connexion du demi-bras qu'on notera  $F_{KM}^b$  avec **K** : numéro du bras, **M** = **1** pour le demi-bras du haut et **M** = **0** pour le demi-bras du bas. Pour un bras **K**, les fonctions de connexions des demi-bras s'expriment au moyen des fonctions de connexion des interrupteurs comme suit :

$$\begin{cases} F_{K1}^b = F_{K1} * F_{K2} \\ F_{K0}^b = F_{K3} * F_{K4} \end{cases} \quad (\text{III. 10})$$

$F_{K1}^b$  : est associé au demi-bras du haut (la paire (K<sub>K1</sub>, K<sub>K2</sub>)).

$F_{K0}^b$  : est associé au demi-bras du bas (la paire (K<sub>K3</sub>, K<sub>K4</sub>)).

## III.8 Modélisation de l'onduleur à structure NPC à 3 niveaux

Cette modélisation sera effectuée en considérant l'association de l'onduleur de tension triphasé avec une charge triphasé équilibrée [45].

- Tension simple aux bornes de chaque phase de la charge :  $V_a, V_b, V_c$  ;
- Tension entre le point milieu « i » de chaque bras de l'onduleur et le point neutre « o » de l'alimentation continue de l'onduleur :  $V_{ao}, V_{bo}, V_{co}$  ;
- Charge triphasée équilibrée couplée en étoile.

### III.8.1 Les tensions $V_{io}$

Les tensions des nœuds **a, b, c** de l'onduleur triphasé à trois niveaux par rapport au point milieu **o**, s'expriment comme suit [46] :

$$\begin{cases} V_{ao} = F_{11} \cdot F_{12} \cdot U_{C1} - F_{13} \cdot F_{14} \cdot U_{C2} = (F_{11} \cdot F_{12} - F_{13} \cdot F_{14}) \cdot \frac{E}{2} \\ V_{bo} = F_{21} \cdot F_{22} \cdot U_{C1} - F_{23} \cdot F_{24} \cdot U_{C2} = (F_{21} \cdot F_{22} - F_{23} \cdot F_{24}) \cdot \frac{E}{2} \\ V_{co} = F_{31} \cdot F_{32} \cdot U_{C1} - F_{33} \cdot F_{34} \cdot U_{C2} = (F_{31} \cdot F_{32} - F_{33} \cdot F_{34}) \cdot \frac{E}{2} \end{cases} \quad (\text{III. 11})$$

Pour l'onduleur triphasé à trois niveaux, les fonctions de connexions des demi-bras sont définies selon les relations suivantes :

$$\begin{cases} F_{11}^b = F_{11} \cdot F_{12} \\ F_{10}^b = F_{13} \cdot F_{14} \end{cases} \quad \begin{cases} F_{21}^b = F_{21} \cdot F_{22} \\ F_{20}^b = F_{23} \cdot F_{24} \end{cases} \quad \begin{cases} F_{31}^b = F_{31} \cdot F_{32} \\ F_{30}^b = F_{33} \cdot F_{34} \end{cases} \quad (\text{III. 12})$$

En traduisant ces fonctions de connexions des demis bras dans le système (III.11) on aboutit à:

$$\begin{cases} V_{ao} = F_{11}^b \cdot U_{C1} - F_{10}^b \cdot U_{C2} = (F_{11}^b - F_{10}^b) \cdot \frac{E}{2} \\ V_{bo} = F_{21}^b \cdot U_{C1} - F_{20}^b \cdot U_{C2} = (F_{21}^b - F_{20}^b) \cdot \frac{E}{2} \\ V_{co} = F_{31}^b \cdot U_{C1} - F_{30}^b \cdot U_{C2} = (F_{31}^b - F_{30}^b) \cdot \frac{E}{2} \end{cases} \quad (\text{III. 13})$$

### III.8.2 Tensions de sorties

Le système d'équation (II.12) nous permet d'avoir les tensions de sortie de l'onduleur à trois niveaux exprimée en fonction des deux tensions d'entrées  $U_{C1}$  et  $U_{C2}$ . On peut considérer l'onduleur à trois niveaux comme étant l'association en série de deux onduleurs à deux niveaux et chaque bras de l'un de ces onduleurs sera un demi-bras de l'onduleur à trois niveaux. Dans ces conditions, nous pourrions définir le modèle liant les fonctions des demi-bras et les tensions aux bornes de la charge  $V_a, V_b, V_c$ .

### III.8.3 Tensions composées

Les différentes tensions composées de l'onduleur triphasé à trois niveaux s'expriment à l'aide des fonctions de connexions des interrupteurs comme suit [47] :

$$\begin{cases} V_{ab} = V_{ao} - V_{bo} = (F_{11} \cdot F_{12} - F_{21} \cdot F_{22})U_{C1} - (F_{13} \cdot F_{14} - F_{23} \cdot F_{24})U_{C2} \\ V_{bc} = V_{bo} - V_{co} = (F_{21} \cdot F_{22} - F_{31} \cdot F_{32})U_{C1} - (F_{23} \cdot F_{24} - F_{33} \cdot F_{34})U_{C2} \\ V_{ca} = V_{co} - V_{ao} = (F_{31} \cdot F_{32} - F_{11} \cdot F_{12})U_{C1} - (F_{33} \cdot F_{34} - F_{13} \cdot F_{14})U_{C2} \end{cases} \quad (\text{III. 14})$$

Avec :  $U_{C1} = U_{C2} = \frac{E}{2}$ , le système (III. 14) devient :

$$\begin{cases} V_{ab} = [(F_{11} \cdot F_{12} - F_{21} \cdot F_{22}) - (F_{13} \cdot F_{14} - F_{23} \cdot F_{24})] \frac{E}{2} \\ V_{bc} = [(F_{21} \cdot F_{22} - F_{31} \cdot F_{32}) - (F_{23} \cdot F_{24} - F_{33} \cdot F_{34})] \frac{E}{2} \\ V_{ca} = [(F_{31} \cdot F_{32} - F_{11} \cdot F_{12}) - (F_{33} \cdot F_{34} - F_{13} \cdot F_{14})] \frac{E}{2} \end{cases} \quad (\text{III. 15})$$

Les différentes tensions composées de l'onduleur triphasé à trois niveaux s'expriment à l'aide des fonctions des demi-bras comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_{ab} \\ V_{bc} \\ V_{ca} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \left\{ \begin{bmatrix} F_{11}^b \\ F_{21}^b \\ F_{31}^b \end{bmatrix} U_{C1} - \begin{bmatrix} F_{10}^b \\ F_{20}^b \\ F_{30}^b \end{bmatrix} U_{C2} \right\} \quad (\text{III. 16})$$

Cette relation se réduit à :

$$\begin{bmatrix} V_{ab} \\ V_{bc} \\ V_{ca} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{11}^b - F_{10}^b \\ F_{21}^b - F_{20}^b \\ F_{31}^b - F_{30}^b \end{bmatrix} \frac{E}{2} \quad (\text{III. 17})$$

### III.8.4 Tensions simples

Les tensions simples de sortie de l'onduleur se déduisent en fonction des potentiels des nœuds par rapport au point milieu par la relation suivante [48] :

$$V_a + V_b + V_c = 0 \quad (\text{III. 18})$$

$$\begin{cases} V_a = \frac{1}{3} (2V_{ao} - V_{bo} - V_{co}) \\ V_b = \frac{1}{3} (-V_{ao} + 2V_{bo} - V_{co}) \\ V_c = \frac{1}{3} (-V_{ao} - V_{bo} + 2V_{co}) \end{cases} \quad (\text{III. 19})$$

A partir des relations (III. 13) et (III. 19), on obtient le système matriciel liant les fonctions des demi-bras de l'onduleur aux tensions simples :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \left\{ \begin{bmatrix} F_{11}^b \\ F_{21}^b \\ F_{31}^b \end{bmatrix} U_{C1} - \begin{bmatrix} F_{10}^b \\ F_{20}^b \\ F_{30}^b \end{bmatrix} U_{C2} \right\} \quad (\text{III. 20})$$

Les tensions simples sont déduites comme suit :

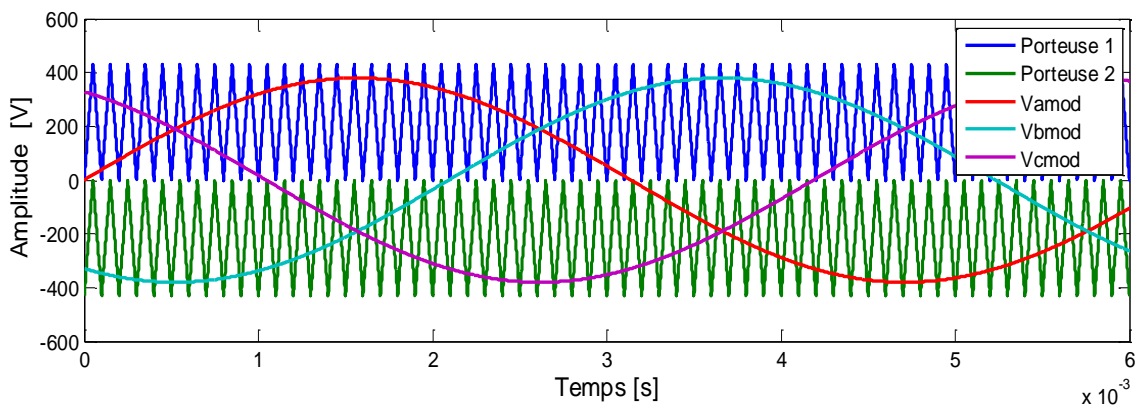
$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_{11}^b - F_{10}^b \\ F_{21}^b - F_{20}^b \\ F_{31}^b - F_{30}^b \end{bmatrix} \frac{E}{2} \quad (\text{III. 21})$$

### III.9 Commande MLI de l'onduleur à trois niveaux

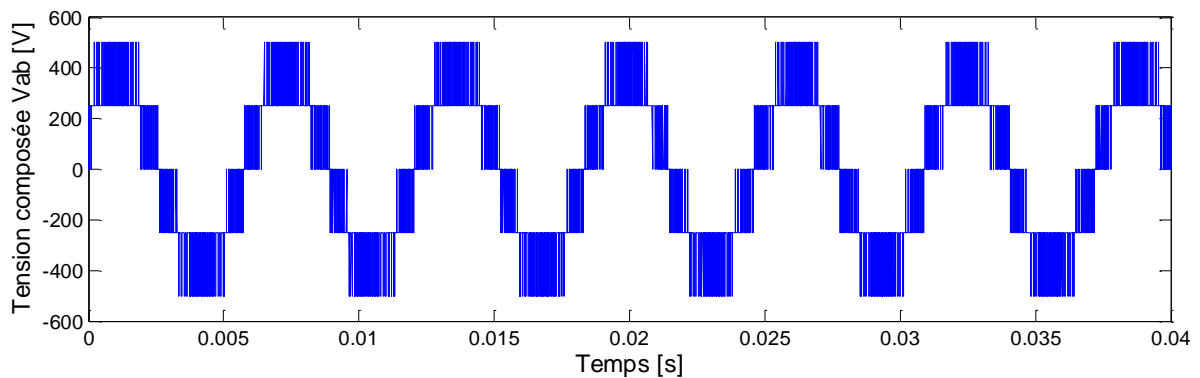
La méthode utilisée pour la commande des interrupteurs est celle à MLI à plusieurs porteuses triangulaire (SPWM) qui utilise la technique du décalage de phase pour réduire les harmoniques de la tension de charge [49].

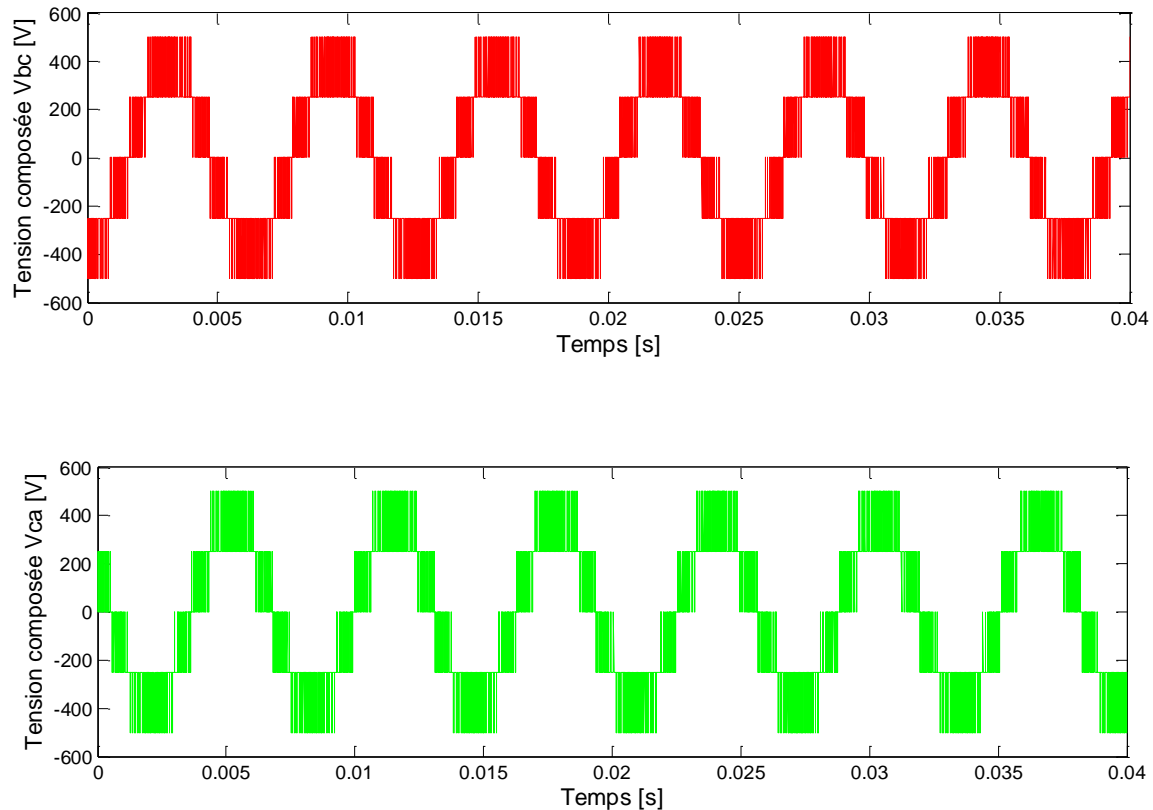
Le signal de référence est comparé à deux porteuses triangulaires comme le montre la Figure (III.20), quand la valeur instantanée du signal triangulaire est inférieure à celui du signal sinusoïdal, la valeur du signal de sortie est "1", sinon elle prend la valeur "0".

Après la simulation, on obtient les formes d'ondes présentées ci-dessous avec les paramètres de simulation :



**Figure III.20 :** Principe de modulation MLI avec deux porteuses pour l'onduleur triphasé à trois niveaux.





**Figure III.21 :** Les tensions composées  $V_{ab}$ ,  $V_{bc}$  et  $V_{ca}$  à la sortie de l'onduleur 3N

### III.10 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié la structure de l'onduleur à deux et à trois niveaux. Nous avons fait l'analyse topologique d'un bras des deux onduleurs. Cette analyse des différentes topologies montrent que l'onduleur trois niveaux possède beaucoup d'avantages par rapport à l'onduleur traditionnel à deux niveaux. Pour modéliser l'onduleur à trois niveaux, on a commencé par le modèle de connaissance de cet onduleur. En effet pour les applications triphasées et pour un petit nombre de niveaux les onduleurs NPC sont intéressants.

D'après les résultats de simulation, nous avons constaté qu'à chaque fois qu'on augmente le niveau de l'onduleur les résultats s'améliorent, la tension de sortie tend de plus en plus à une sinusoïde.

Avec les onduleurs à trois niveaux nous avons des signaux de qualité. Ainsi le convertisseur le mieux adapté pour notre application est l'onduleur de structure NPC à trois niveaux.

# CHAPITRE IV

---

## **Commande vectorielle de la MSAP**

## IV.1 Introduction

Les nouvelles applications industrielles nécessitent des variateurs de vitesse ayant des hautes performances dynamiques. Ces dernières années, les chercheurs et les industries ont porté leur attention sur les machines synchrones à aimants permanents (MSAP) en raison de leur haut rendement, de leur puissance et de leur structure simple par rapport aux autres machines.

La commande vectorielle ou bien la Commande à Flux Orienté (FOC) est une méthode de commande des variateurs de vitesse électrique dans laquelle les courants statoriques triphasés d'un moteur électrique à courants alternatifs sont transformés en deux composantes orthogonales qui peuvent être considérée comme étant des vecteurs [2].

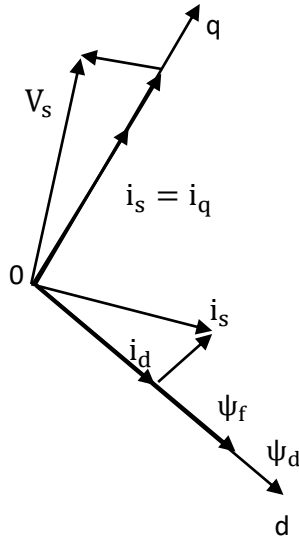
La commande vectorielle basée sur une régulation classique Proportionnel-Intégral (**PI**), associe dans sa structure des termes de compensation qui permettent de découpler l'axe **d** (qui sera utilisé pour le réglage du flux), de l'axe **q** (qui sera utilisé pour le réglage du couple). Cette configuration permet de réaliser des systèmes d'actionnement électriques ayant les performances exigées par les domaines d'applications [50].

Après avoir étudié la modélisation de la machine synchrone à aimants permanents (MSAP), son alimentation et suite à sa simulation, nous présentons dans ce chapitre la commande vectorielle de la MSAP alimentée par un onduleur de tension de deux niveaux et trois niveaux. La stratégie de commande de l'onduleur est contrôlée par la technique MLI, La simulation est réalisée en utilisant le logiciel MATLAB/Simulink.

## IV.2 Principe de la Commande Vectorielle

Le principe de la commande vectorielle est identique à celui de la commande d'une machine à courant continu à excitation séparée. Il faut cependant se placer dans un repère particulier où le couple électromagnétique s'exprime simplement en fonction des composantes des courants suivant les deux axes (axe **d** et axe **q**) [51].

Habituellement, la composante d'axe '**d**' du courant statorique joue le rôle de l'excitation et permet de régler la valeur du flux dans la machine. La composante d'axe '**q**' joue le rôle du courant d'induit et permet de contrôler le couple.



**Figure IV.1** : Diagramme de phase de la MSAP dans le référentiel (**d,q**) lié au champ tournant.

La technique de la commande vectorielle est utilisée pour établir un modèle linéaire et transformer la machine synchrone à aimants en une structure équivalente à la machine à courant continu à excitation séparée.

La figure (IV.1) montre que la position instantanée du rotor, et par conséquent le flux rotorique est situé à un angle  $\theta$  par rapport à l'axe  $\alpha$ , du référentiel ( $\alpha, \beta$ ) liée au stator. L'application de la commande vectorielle nécessite que l'axe de la composante  $i_q$  soit en quadrature par rapport au flux rotorique. Par conséquent, la composante  $i_d$  du courant statorique doit être colinéaire au flux rotorique. Si le courant  $i_d$  est dans la même direction que le flux rotorique, le flux statorique suivant l'axe ' $d$ ' s'ajoute au flux des aimants, ce qui donne une augmentation au flux d'entrefer (surexcitation). D'autre part, si le courant  $i_d$  est négatif, le flux statorique sera en opposition à celui du rotor, ce qui donne une diminution du flux d'entrefer (sous excitation). Le courant  $i_d$  doit être nul, lorsque le système travaille à couple constant [52].

$$i_d = 0 \Rightarrow I_q = i_s \quad (IV.1)$$

Donc :

$$\psi_d = \psi_q \quad (IV.2)$$

La forme du couple électromagnétique est donnée par :

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

Comme le flux est constant, le couple est directement proportionnel à  $i_q$ , d'où la représentation suivante :

$$C_{em} = K_t i_q \quad (IV.4)$$

Avec :

$$K_t = \frac{3}{2} P \psi_f \quad (IV.5)$$

Dans le cas de fonctionnement en survitesse, une stratégie de défluxage est appliquée, la consigne de courant  $i_d$  n'est plus égale à zéro et le couple est limité de manière à toujours respecter la relation suivante :

$$\sqrt{i_d^2 + i_q^2} \leq i_{max} \quad (IV.6)$$

Où :  $i_{max}$  est le courant maximal.

### IV.3 Les différents types de la commande vectorielle du MSAP

Reprenons le modèle de la MSAP dans le référentiel de Park défini par les équations (II.27) où on remarque que les courants ne sont pas indépendants l'un à l'autre, ils sont reliés par des termes de coefficients non linéaires.

La commande d'un courant est donc sensible à la variation de l'autre. Ce couplage qui constitue l'une des difficultés de contrôle des MSAP peut être éliminé par une des trois méthodes de la commande vectorielle définies comme suit :

1. Commande vectorielle simplifiée
2. Commande vectorielle indirecte
3. Commande vectorielle directe

Nous les exposons en mettant l'accent sur les avantages et les inconvénients de chacune d'elles [53].

### IV.3.1 Commande vectorielle simplifiée

La structure de commande peut être simplifiée d'une part au niveau du découplage et d'autre part au niveau des régulateurs. Le courant  $i_d$  peut être naturellement maintenu nul si on découple le système au moyen du retour des variables d'état par l'action calculée à partir des variables du système. Le schéma de principe donné par la figure (IV.2) peut être déduit de la figure (II.1), en représentant en trait discontinu l'action de retour de variable d'état servant à l'annulation du courant  $i_d$  [53].

Son principal intérêt est de réduire la complexité de l'algorithme de commande (réduction du taux de calcul) et par conséquent la réduction du coût de la réalisation pratique mais tout en gardant des performances élevées.

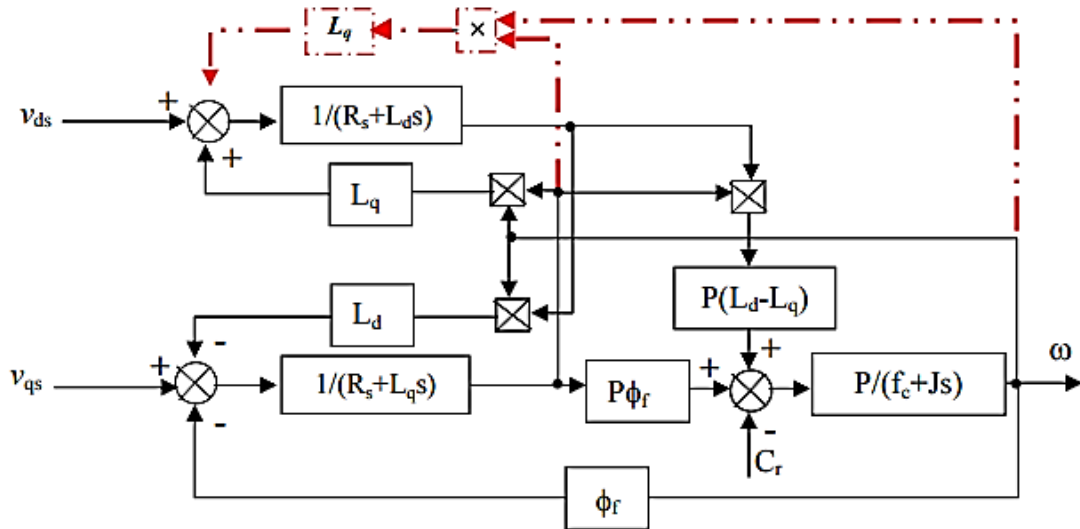


Figure IV.2 : Découplage des axes d, q du MSAP par retour d'état

A partir de l'équation (II.27), le courant  $i_d$  est maintenu nul en prenant :

$$V_d = -L_q i_q \omega_r \tag{VI.7}$$

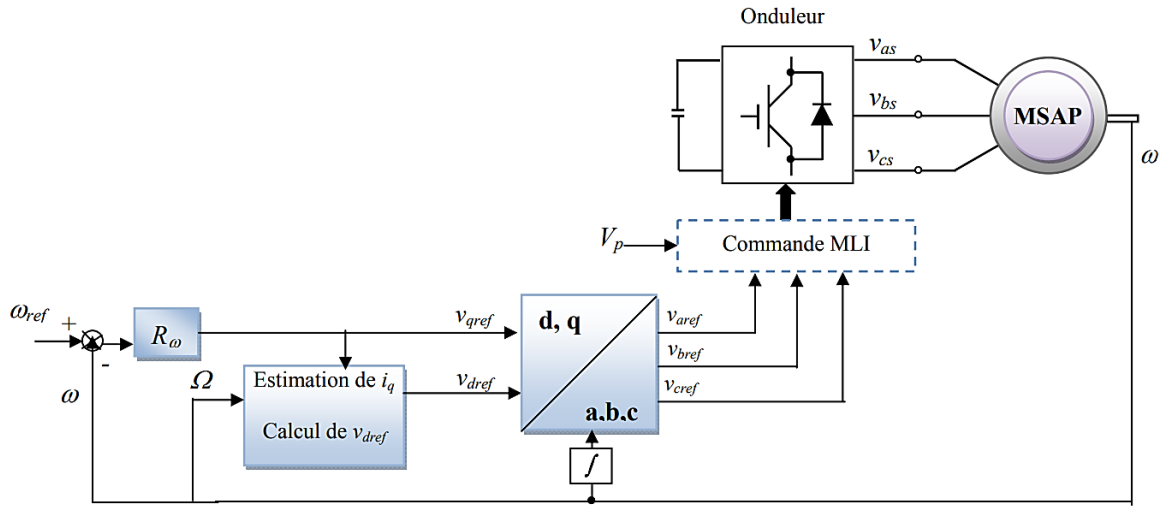
Cependant, en pratique, le découplage réalisé au moyen de l'expression (IV.7) n'est pas parfait à cause des incertitudes sur les paramètres, des imprécisions de mesure ou encore le délai du temps de calcul et les effets de ces imperfections sur la réponse du système peuvent néanmoins être réduits en choisissant des régulateurs suffisamment robustes de vitesse ou de position.

L'estimation du courant  $i_q$  est obtenue à partir du modèle décrit par le système d'équations (II.27), par la relation suivante :

$$i_q = \frac{V_q T}{L_q} - \frac{1 - R_s}{L_q} i_q - \frac{T \psi_f \omega_r}{L_q} \quad (VI. 8)$$

**T** : période d'échantillonnage de l'estimation

La figure (IV.3) illustre la vue globale de cette commande simplifiée associée au réglage de la vitesse où la tension de commande  $V_{d\_ref}$  est calculée par l'équation (IV.7) en utilisant l'estimation du  $i_q$  (IV.8) et la tension  $V_{q\_ref}$  est fournie par le régulateur de vitesse  $\omega_r$



**Figure IV.3** : Schéma global de la commande vectorielle simplifiée avec régulation de vitesse[53].

### IV.3.2 Commande vectorielle indirecte

La structure de découplage du contrôle vectoriel indirecte de la MSAP est obtenue en choisissant un couple de référence  $C_{em\_ref}$  ou un courant de référence calculé à partir des systèmes d'équations suivantes [53] :

$$\begin{cases} V_d = R_s i_d + L_d \frac{d i_d}{dt} - L_q i_q \omega_r \\ V_q = R_s i_q + L_q \frac{d i_q}{dt} + (L_d i_d + \psi_f) \omega_r \\ C_{em} = \frac{3}{2} P \psi_f i_q \end{cases} \quad (IV. 9)$$

Le courant statorique est fixé en boucle ouverte, en posant les conditions suivantes :  $i_{d\_ref} = 0$  et  $C_{em} = C_{em\_ref} = P \psi_f i_{q\_ref}$ , nous obtenons la structure de découplage de la MSAP où les tensions de commande  $V_{d\_ref}$  et  $V_{q\_ref}$  sont :

$$\begin{cases} V_{d\_ref} = -\frac{L_q}{P \psi_f} \omega_r C_{em\_ref} + V_{d0} \\ V_{q\_ref} = \frac{R_s}{P \psi_f} C_{em\_ref} + \frac{L_q}{P \psi_f} \frac{dC_{em\_ref}}{dt} + \psi_f \omega_r \end{cases} \quad (IV.10)$$

$V_{d0}$  : étant la tension de sortie du régulateur de courant  $i_d$  .

La commande découplée par la méthode indirecte est donnée par la figure (IV.4). La référence du couple  $C_{em\_ref}$  étant fixée, et les tensions de commande sont calculées par le bloc FOC.

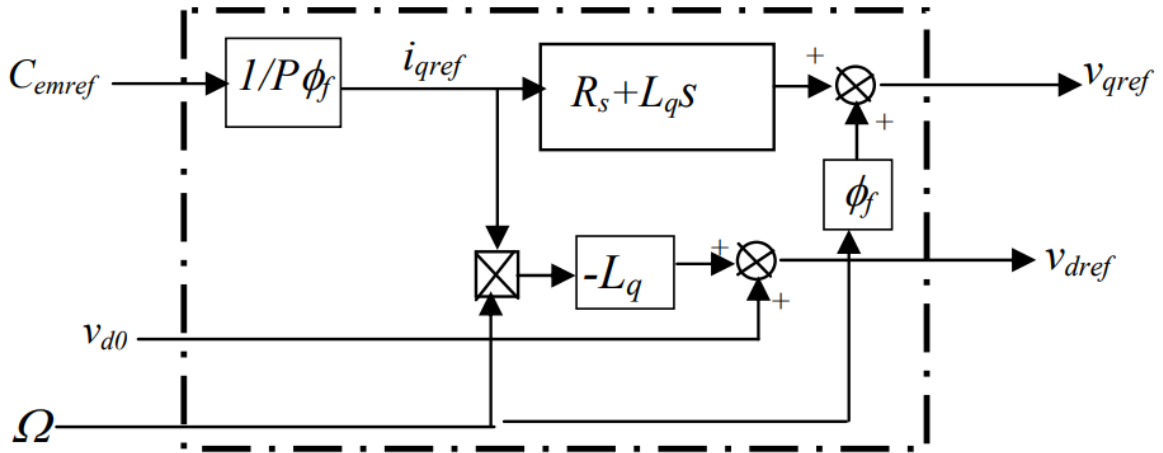
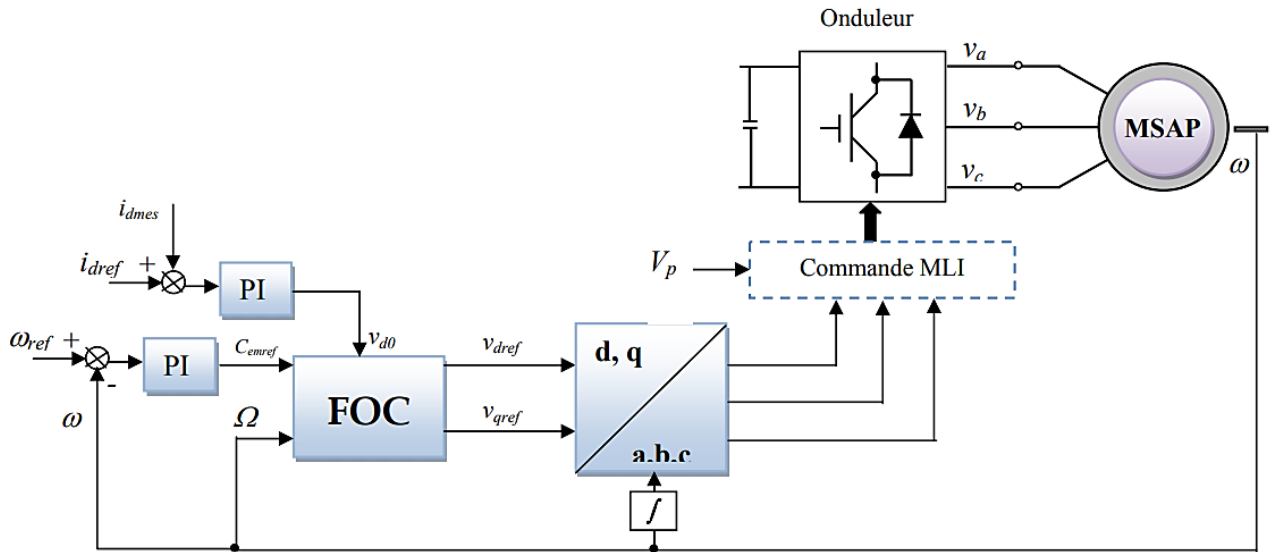


Figure IV.4 : Schéma bloc du FOC [53]

La structure de commande vectorielle indirecte en boucle fermée avec régulation de la vitesse est présentée à la figure (IV.5). Le bloc FOC fournit les tensions statoriques assurant le contrôle des courants  $i_d$  et  $i_q$  puis le passage aux grandeurs réelles se fait par la transformation de Park.



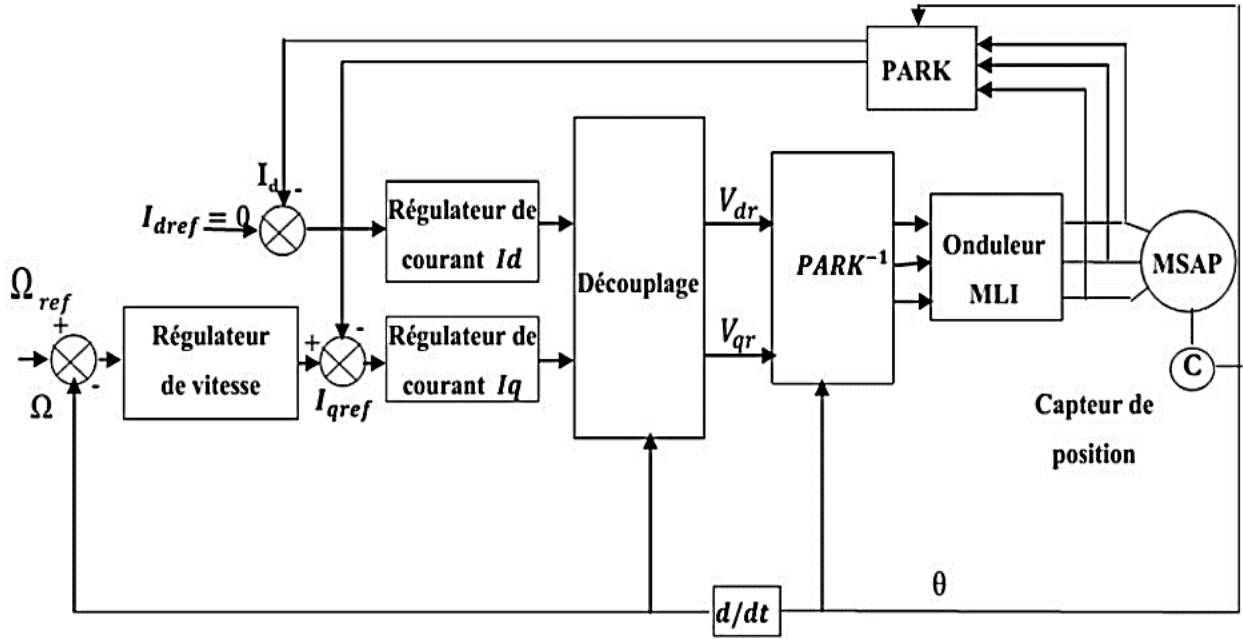
**Figure IV.5 :** Schéma global de la commande vectorielle indirecte avec régulation de vitesse[53].

### IV.3.3 Commande vectorielle directe

Dans la même mesure où un contrôle précis du couple est exigé comme pour le cas des machines de fortes puissances une régulation du courant  $i_q$  est indispensable, afin d'éviter des surcharges importantes des courants dans la machine. La structure de commande précédente est complétée par un régulateur dans l'axe  $q$ . La commande vectorielle directe est à base d'une méthode de compensation classique, celle-ci consiste à faire réguler les deux courants  $i_d$  et  $i_q$  en négligeant les termes de couplage, ces derniers étant rajoutés à la sortie des correcteurs des courants afin d'obtenir les tensions de commande  $V_{d\_ref}$  et  $V_{q\_ref}$  [53].

### IV.4 Description du système global

La figure (IV.6) représente le schéma global de la commande vectorielle en vitesse d'une machine synchrone à aimants permanents dans le repère ( $d q$ ). Cette commande est constituée de deux principales boucles à savoir la boucle de vitesse, les boucles internes des courants et la transformation directe et inverse de Park [54].



**Figure IV.6 :** Schéma bloc d'une régulation de vitesse de la MSAP alimentée en tension et commandée par « orientation du flux » [54].

La vitesse est régulée par la boucle externe du bloc, la sortie de son régulateur est le couple électromagnétique de référence  $C_{em\_ref}$ , permet de générer le courant de référence  $i_{q\_ref}$  qui est comparé à la valeur du courant  $i_q$  issue de la mesure des courants réels et leur erreur applique à l'entrée du régulateur du courant  $i_q$ .

En parallèle avec cette boucle, on trouve une boucle de régulation du courant qui est maintenu à zéro. Les tensions de référence  $V_{d\_ref}$  et  $V_{q\_ref}$  sont générées par les sorties des régulateurs de courant  $i_d$  et  $i_q$ , et par transformation de Park inverse, on obtient les références de tensions  $V_a$ ,  $V_b$  et  $V_c$  qui sont les tensions de la commande de l'onduleur a commandé MLI.

Le modèle de la MSAP alimenté en tension est donné par les équations suivantes :

$$\begin{cases} \frac{d i_q}{dt} = \frac{1}{L_q} (V_q - R_s i_q - L_d i_d \omega_r - \psi_f \omega_r) \\ \frac{d i_d}{dt} = \frac{1}{L_d} (V_d - R_s i_d + L_q i_q \omega_r) \\ C_{em} = \frac{3}{2} P [(L_d - L_q) i_d i_q + \psi_f i_q] \\ J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - F\Omega \end{cases} \quad (IV. 11)$$

Avec :

$$\omega_r = P \Omega$$

La stratégie de commande consiste à maintenir la composante  $\mathbf{id}$  nulle ( $\mathbf{id} = \mathbf{0}$ ). Nous contrôlons le couple uniquement par le courant  $\mathbf{i}_q$ . On règle ainsi la vitesse ou la position par la composante  $\mathbf{i}_q$ .

Le système d'équations de la MSAP devient :

$$\begin{cases} V_d = -L_q i_q \omega_r \\ V_q = R_s i_q + L_q \frac{d i_q}{dt} + \psi_f \omega_r \\ C_{em} = \frac{3}{2} P \psi_f i_q \end{cases} \quad (IV.12)$$

On remarque qu'on élimine le problème de couplage entre les axes ( $\mathbf{d}$ ,  $\mathbf{q}$ ). Donc le modèle de la MSAP est réduit au modèle équivalent à la machine à courant continu à excitation séparée donné par la figure (IV.7) :

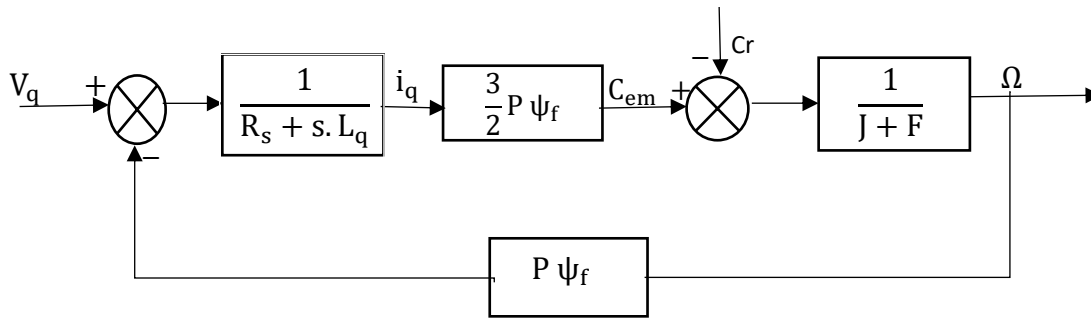


Figure IV.7 : Modèle de MSAP commandé à flux orienté à  $\mathbf{id}$  nul.

### IV.5 Découplage

Le modèle de la machine synchrone dans le référentiel de Park conduit à un système d'équations différentielles où les courants,  $\mathbf{i}_d$   $\mathbf{i}_q$  ne sont pas indépendants l'un de l'autre. Ils sont reliés par des termes non linéaires  $L_q i_q \omega_r$  et  $L_d i_d \omega_r$  [55].

$$\begin{cases} V_d = R_s i_d + L_d \frac{d i_d}{dt} - L_q i_q \omega_r \\ V_q = R_s i_q + L_q \frac{d i_q}{dt} + (L_d i_d + \psi_f) \omega_r \end{cases} \quad (IV.13)$$

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

### IV.5.1 Découplage par compensation

La compensation donc, a pour but de découpler les axes **d** et **q**. Ce découplage permet d'écrire les équations de la machine et de la partie régulation d'une manière simple et ainsi de calculer aisément les coefficients des régulateurs [55].

Le principe de ce découplage revient à définir deux nouvelles variables de commande, **e<sub>d</sub>**, **e<sub>q</sub>** représentée dans la figure (IV.6) telle que :

$$\begin{cases} V_d = V_{d1} - e_d \\ V_q = V_{q1} + e_q \end{cases} \quad (\text{IV. 14})$$

Avec :

$$\begin{cases} V_{d1} = R_s i_d + L_d \frac{d i_d}{dt} \\ V_{q1} = R_s i_q + L_q \frac{d i_q}{dt} \end{cases} \quad (\text{IV. 15})$$

Et :

$$\begin{cases} e_d = L_q i_q \omega_r \\ e_q = (L_d i_d + \psi_f) \omega_r \end{cases} \quad (\text{IV. 16})$$

On a donc les courants **i<sub>d</sub>** et **i<sub>q</sub>** sont découplés. Le courant **i<sub>d</sub>** ne dépend que de **V<sub>d1</sub>** et **i<sub>q</sub>** ne dépend que **V<sub>q1</sub>**, à partir de l'équation (IV.15) les courant **i<sub>d</sub>** et **i<sub>q</sub>** s'écrivent de la façon suivante :

$$\begin{cases} i_d = \frac{V_{d1}}{R_s + s \cdot L_d} \\ i_q = \frac{V_{q1}}{R_s + s \cdot L_q} \end{cases} \quad (\text{IV. 17})$$

**s** : Opérateur de Laplace.

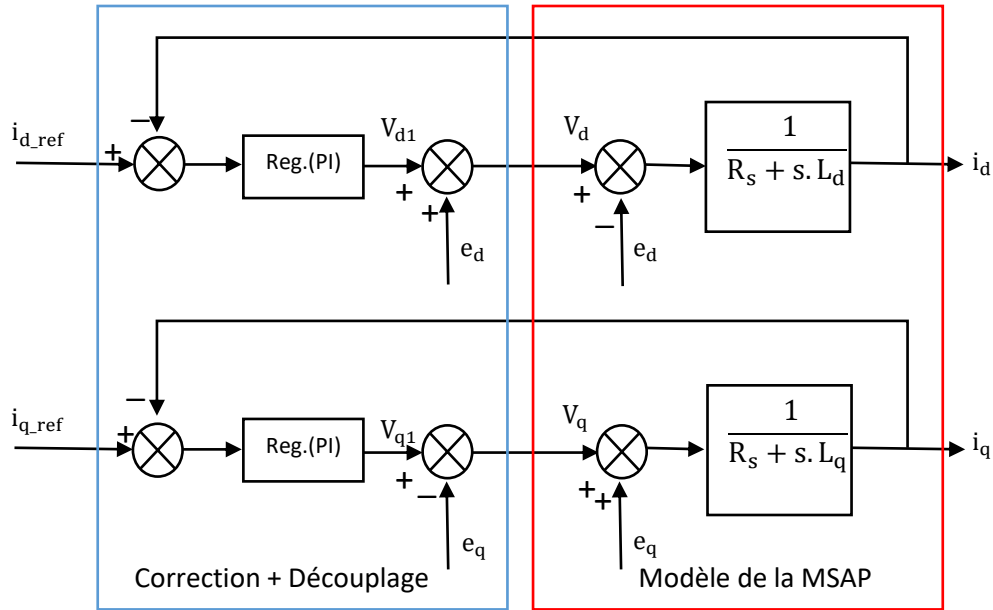


Figure IV.8 : Découplage par compensation.

Les actions sur les axes **d** et **q** sont donc découplés et représentées par la figure (IV.7).

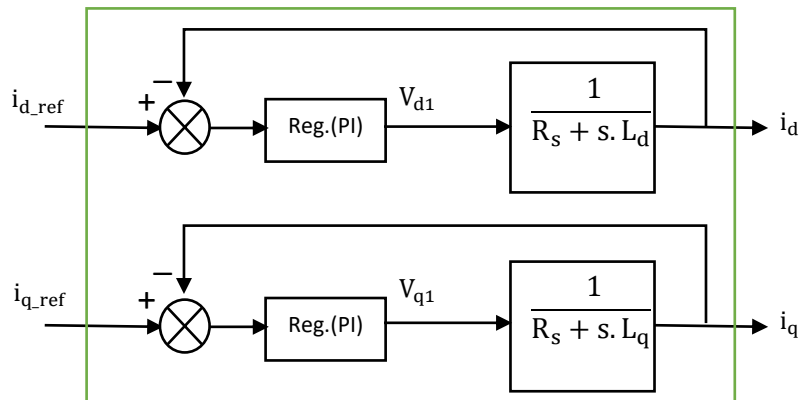


Figure IV.9 : Commande découplée.

### IV.6 Calcul des régulateurs

Après découplage, les régulateurs de courant et de vitesse peuvent être synthétisés au moyen des techniques classiques ou avancés. Dans cette section on se limitera à utiliser des régulateurs classiques PI (proportionnelle-intégrale). Pour ce type de commande le coefficient d'intégration  $K_i$  sert de réduire l'écart entre la consigne et la grandeur régulée (réduire l'erreur statique), tandis que le terme proportionnel  $K_p$  permet le réglage de la rapidité du système et donc le temps de réponse [56][57].

### IV.6.1 Régulation du courant $i_d$

Le schéma fonctionnel de la boucle de régulateur du courant  $i_{d\_ref}$  par un régulateur PI est donné par la figure suivante :

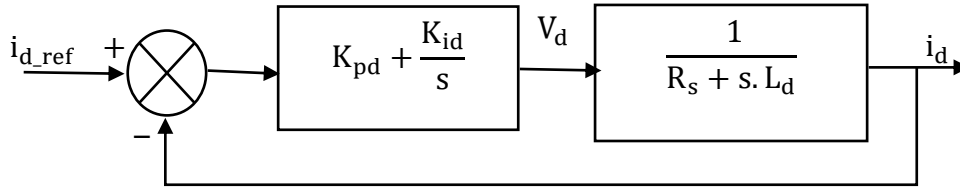


Figure IV.10 : Boucle de régulation du courant  $i_d$ .

La fonction de transfert du régulateur PI est donnée par l'équation suivante relative aux deux axes  $d$  et  $q$  : (pour plus de détails sur le calcul des régulateurs, consultez la référence 54)

$$F(s) = \left( K_p + \frac{K_i}{s} \right) \quad (IV.19)$$

➤ La fonction de transfert en boucle ouverte (**FTBO**) est donnée par :

$$FTBO(s) = \left( K_{pd} + \frac{K_{id}}{s} \right) \left( \frac{1}{R_s + s.L_d} \right) = \frac{K_{id}}{s} \left( 1 + \frac{K_{pd} \cdot s}{K_{id}} \right) \left( \frac{\frac{1}{R_s}}{1 + \frac{L_d}{R_s} \cdot s} \right) \quad (IV.20)$$

$$FTBO(s) = \frac{K_{id}}{s} \left( 1 + \frac{K_{pd} \cdot s}{K_{id}} \right) \left( \frac{\frac{1}{R_s}}{1 + T_d \cdot s} \right) \quad (IV.21)$$

$T_d = \frac{L_d}{R_s}$  : Constante de temps électrique de l'axe  $d$  de la machine.

➤ La fonction de transfert en boucle fermée (**FTBF**) est donnée par :

$$FTBF(s) = \frac{FTBO(s)}{1 + FTBO(s)} \quad (IV.22)$$

La fonction de transfert en boucle ouverte du système régulé est donnée par l'équation précédente (IV.21). Posant «  $\frac{K_{pd}}{K_{id}} = \frac{L_d}{R_s}$  », la fonction de transfert en boucle ouverte et fermée seront :

$$\begin{cases} \text{FTBO}(s) = \frac{K_{id}}{R_s \cdot s} \\ \text{FTBF}(s) = \frac{1}{\frac{R_s}{K_{id}} \cdot s + 1} \end{cases} \quad (\text{IV. 23})$$

«  $\tau_r = 3T_d$  », Les gains du régulateur (**PI**) pour un temps de réponse donné seront calculés comme suit :

$$\begin{cases} \tau_r = \frac{3R_s}{K_{id}} \rightarrow K_{id} = \frac{3R_s}{\tau_r} \\ \frac{K_{pd}}{K_{id}} = \frac{L_d}{R_s} \rightarrow K_{pd} = \frac{3L_d}{\tau_r} \end{cases} \quad (\text{IV. 24})$$

### IV.6.2 Régulation du courant $i_q$

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

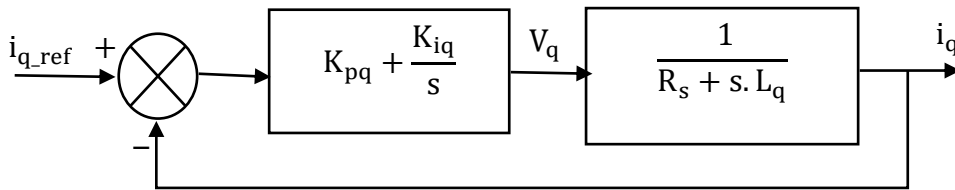


Figure IV.11 : Boucle de régulation du courant  $i_q$ .

$$\begin{cases} \tau_r = \frac{3R_s}{K_{iq}} \rightarrow K_{iq} = \frac{3R_s}{\tau_r} \\ \frac{K_{pq}}{K_{iq}} = \frac{L_q}{R_s} \rightarrow K_{pq} = \frac{3L_q}{\tau_r} \end{cases} \quad (\text{IV. 25})$$

$\tau_r = 3T_q$  : Temps de réponse

$T_q = \frac{L_q}{R_s}$  : Constante de temps

### IV.6.3 Régulation de la vitesse

Le système présente donc pour la régulation de vitesse un schéma bloc selon la figure (IV.10):

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - F\Omega \quad (\text{IV. 26})$$

$$\Omega = \frac{C_{em} - C_r}{J + F} = \frac{1}{J + F} (C_{em} - C_r) \quad (IV.27)$$

$$C_{em} = \frac{3}{2} P \psi_f i_q = K_t i_q \quad (IV.28)$$

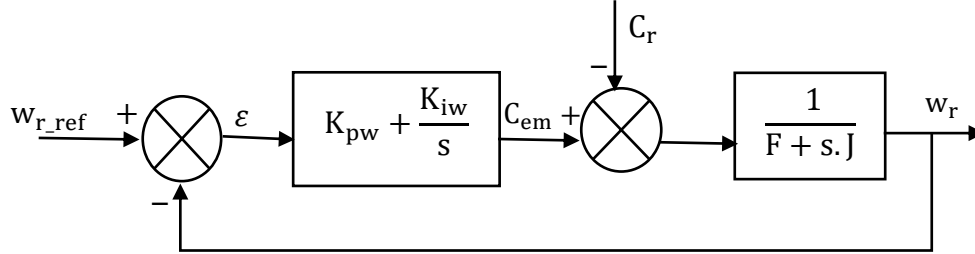


Figure IV.12 : Boucle de régulation de vitesse.

La fonction de transfert du régulateur de vitesse est donnée par :

$$K_{pw} + \frac{K_{iw}}{s} = \frac{K_{pw}}{s} \left( s + \frac{K_{pw}}{K_{iw}} \right) \quad (IV.29)$$

La fonction de transfert de la vitesse en boucle ouverte est donnée par ( $C_r = 0$ ) :

$$FTBO = \frac{K_{pw}}{s} \left( s + \frac{K_{iw}}{K_{pw}} \right) \frac{3P \psi_f}{2} \frac{1}{J + F} \quad (IV.30)$$

$$FTBF = \frac{w(s)}{w_{ref}(s)} = \frac{3P \psi_f K_{pw} \left( s + \frac{K_{iw}}{K_{pw}} \right)}{2J^2 + (2F + 3P \psi_f K_{pw})s + 3P \psi_f K_{iw}} \quad (IV.31)$$

La FTBF possède une dynamique de 2eme ordre, par identification à la forme canonique du 2ème ordre dont l'équation caractéristique est représentée comme suit :

$$\frac{1}{\omega_n^2} s^2 + \frac{2\varepsilon}{\omega_n} s + 1 = 0 \quad (IV.32)$$

Alors par identification on trouve :

$$\frac{2J}{3P \psi_f K_{iw}} = \frac{1}{\omega_n^2} \quad (IV.33)$$

$$\frac{3P \psi_f K_{pw} + 2F}{3P \psi_f K_{iw}} = \frac{2\varepsilon}{\omega_n} \quad (IV.34)$$

Avec :

- Coefficients d'amortissement :  $\varepsilon$
- Pulsation naturelle (propre non amortie) :  $\omega_n$

$$K_{pw} = \frac{4 \varepsilon J \omega_n - 2F}{3 P \psi_f} \quad (IV.35)$$

$$K_{iw} = \frac{2 J \omega_n^2}{3 P \psi_f}$$

Pour un coefficient d'amortissement  $\varepsilon = 0.707$  et une pulsation naturelle  $\omega_n = 314$  rad/s.

Le moteur synchrone à aimants permanents utilisé dans notre étude est à pôles saillants, d'une puissance (500 W) dont les paramètres sont donnés dans le tableau (IV.1) :

**Tableau IV.1 : Paramètres de la MSAP**

Paramètres	Valeurs
<b>Pn : Puissance nominale</b>	500 [W]
<b>Rs : Résistance d'une phase</b>	17.5 [ $\Omega$ ]
<b>Ld : Inductance de l'axe d</b>	0.048 [mH]
<b>Lq : Inductance de l'axe q</b>	0.064 [mH]
<b>Phi : Flux d'excitation</b>	0.39144 [Web]
<b>N : Vitesse nominale</b>	1500 [tr/mn]
<b>F : frottement</b>	0.0028 [N.m/s]
<b>J : Moment d'inertie</b>	0.0051 [Kg.m <sup>2</sup> ]
<b>P : Nombre de paires de pôles</b>	2

## IV.7 Avantages et inconvénients de la commande vectorielle

### IV.7.1 Avantages de la commande vectorielle

La commande vectorielle présente les avantages suivants [58] :

- Elle est basée sur le modèle transitoire (traiter les régimes transitoires ce que ne permettait pas de faire le variateur classique).
- Elle est précise et rapide.
- Le contrôle des grandeurs se fait en amplitude et en phase.
- Il y a un contrôle du couple à l'arrêt.

## IV.7.2 Inconvénients de la commande vectorielle

Le contrôle vectoriel par orientation du flux présente un certain nombre d'inconvénients :

- Faible robustesse aux variations paramétriques et en particulier à celles de la constante de temps rotorique.
- Très chère (encodeur incrémental ou estimateur de vitesse, DSP.)
- Utilisation des régulateurs traditionnels qui fonctionnent uniquement dans le système linéaire.
- La vitesse de rotation intervient explicitement dans l'algorithme de commande. Quand on ne mesure pas cette vitesse (variateur sans capteur de vitesse), les erreurs sur l'estimée de cette vitesse dégradent les performances du variateur [58].

## IV.8 Résultats de simulation de la commande vectorielle de la MSAP

### IV.8.1 Conditions de simulation

Les différentes simulations ont été faites à l'aide du logiciel MATLAB/ SIMULINK. Les conditions adoptées lors des simulations sont les suivantes :

**Tableau IV.2 : Conditions des simulations**

Conditions	Valeurs
Fixed step size (fundamental sample time)	1e-5
Tasking mode for periodic sample time	Auto
Fréquence (fm)	50 Hz
Vitesse de rotation référence	160 rad/s
Couple de charge « Cr »	Cr=3N.m
Temps d'application du couple de charge	t=4s
Fréquence de la porteuse (fp)	10KHz
Temps de simulation	t=8s
La tension continue d'onduleur	E=500V

IV.8.2 Résultats de simulation avec l'onduleur à deux niveaux

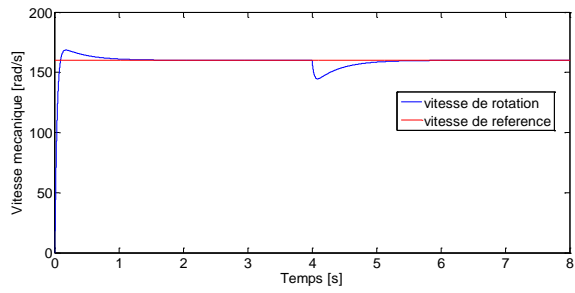


Figure IV.13 : Vitesse de rotation mécanique

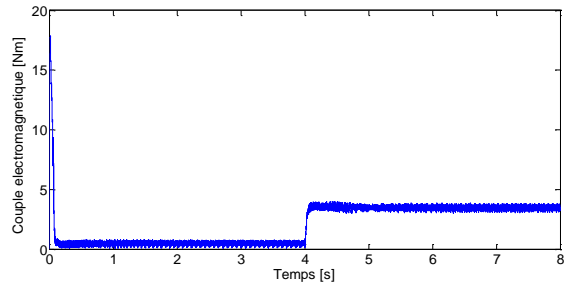


Figure IV.14 : Couple électromagnétique (Cem)

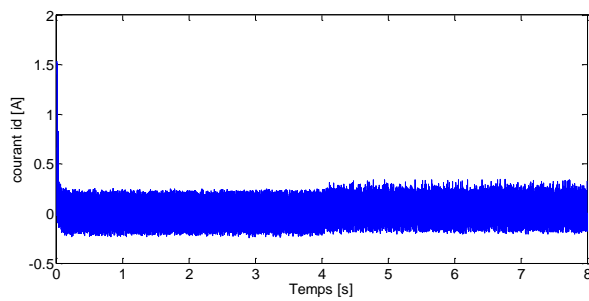


Figure IV.15 : Courant « id »

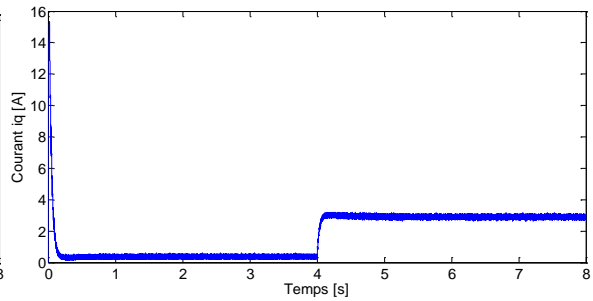
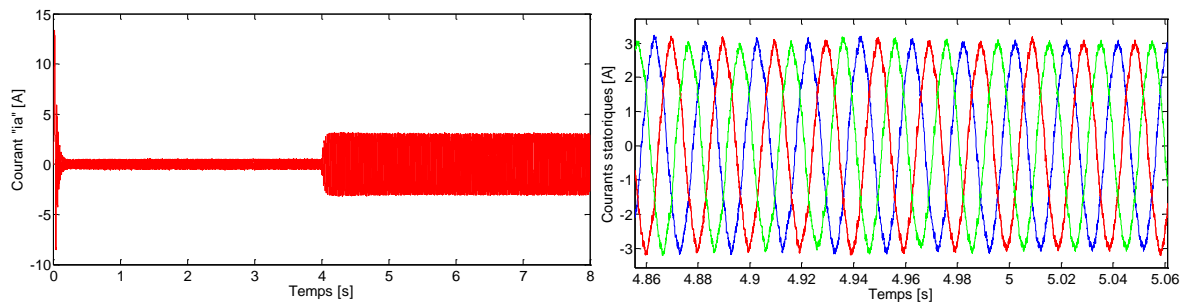


Figure IV.16 : Courant « iq »



a : courant d'une phase statorique « ia »

b : Zoom des courants statorique

Figure IV.17 : Les courants statoriques

### IV.8.3 Résultats de simulation avec l'onduleur NPC à trois niveaux

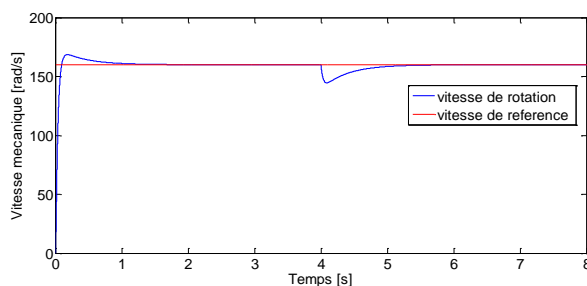


Figure IV.18 : Vitesse de rotation mécanique

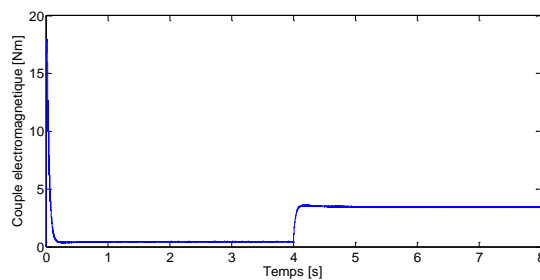


Figure IV.19 : Couple électromagnétique (Cem)

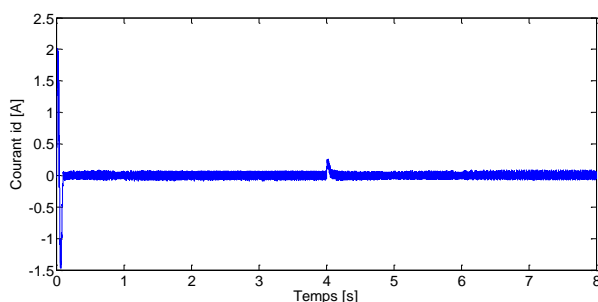


Figure IV.20 : Courant « id »

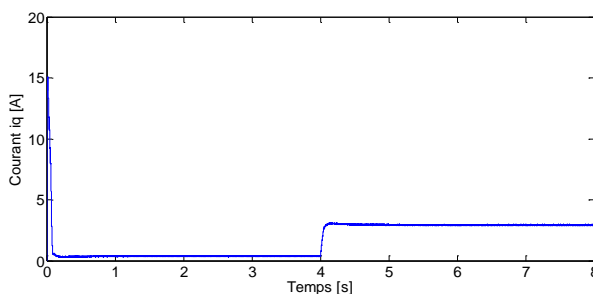
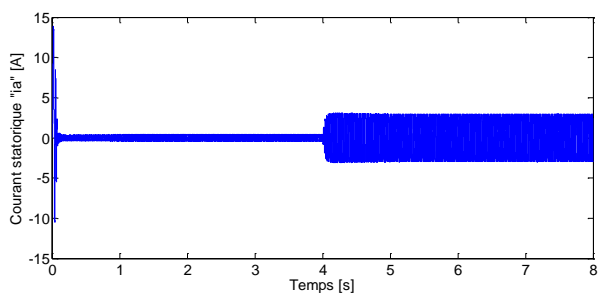
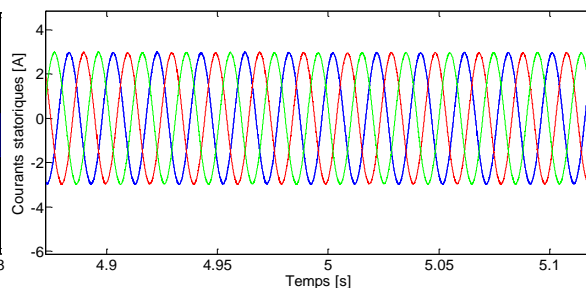


Figure IV.21 : Courant « iq »



a : courant d'une phase statorique « ia »



b : Zoom des courants statoriques

Figure IV.22 : Les courants statoriques

### IV.8.4 Interprétations des résultats de simulation

Les performances de l'association machine synchrone à aimants permanents et onduleurs commandés par la technique MLI triangulo-sinusoïdale sont mises en reliée par une simulation numérique. Les paramètres de la machine utilisée dans les différentes simulations sont récapitulés dans le tableau (IV.1).

**a. Résultats de la vitesse de rotation mécanique**

Les figures (IV.13) et (IV.18) montrent le comportement de la MSAP pour une consigne de 160 rad/s lors d'un démarrage à vide et après application d'un couple de charge de 3 Nm à l'instant  $t=4$ s. On remarque que l'allure de la vitesse suit parfaitement sa référence avec un léger dépassement et un temps de réponse d'environ 1.15s. Après application de la charge, la vitesse présente une chute qui est rejetée après un temps de réponse d'environ 1,2 secondes, puis rejoint sa valeur de référence. Ces résultats confirment la pertinence du choix des coefficients de réglage du régulateur de vitesse.

**b. Résultats de simulation sur le couple électromagnétiques et le courant « iq »**

Les figures (IV.14), (IV.19) et (IV.16), (IV.21) présentent simultanément le couple électromagnétique ( $C_{em}$ ) et le courant en quadrature ( $i_q$ ) de la MSAP. La réponse à vide de la machine est caractérisée par un pic significatif du couple électromagnétique et du courant « $i_q$ ». Suite à l'application d'un couple de charge, on observe un pic supplémentaire qui accroît le couple électromagnétique et le courant « $i_q$ ». La commande réagit rapidement à cet échelon de charge avec une dynamique instantanée et stabilise le couple électromagnétique à une valeur de 4.15 Nm et le courant « $i_q$ » à une valeur de 2.92 A.

Remarque : La composante ( $i_q$ ) présente la même allure et la même dynamique que celle du couple électromagnétique et cela pour répondre au couple de charge.

**c. Résultats de simulation du courant « id »**

Le courants « $i_d$ » dans le repère de Park est illustrés par les figures (IV.15) et (IV.20), on remarque qu'à vide : la composante ( $i_d$ ) est maintenue à zéro par le régulateur de courant. Suite à l'application d'un couple de charge de 3 Nm à  $t = 4$  s, on observe un pic et le bon choix des coefficients de réglage du régulateur de courant maintient la composante ( $i_d$ ) toujours égale à zéro.

**d. Résultats de simulation des courants statorique**

Les courants statoriques absorbés par la machine sont illustrés dans les figures (IV.17) et (IV.22). Ces courants présentent des oscillations significatives au moment du démarrage de la machine, avant de se stabiliser autour de zéro lors de son fonctionnement à vide. Lorsque la machine est chargée (application d'un couple de charge à  $t=4$ s), elle absorbe un courant quasi-sinusoïdal correspondant au courant de charge.

## IV.9 Comparaison des résultats de simulation

Avec les mêmes conditions de simulation, la comparaison des résultats de simulation obtenus en alimentant la machine avec un onduleur de tension à deux niveaux sont comparés à ceux obtenus en alimentant la MSAP avec onduleur de tension à structure NPC. Ces résultats sont illustrés par les figures suivantes :

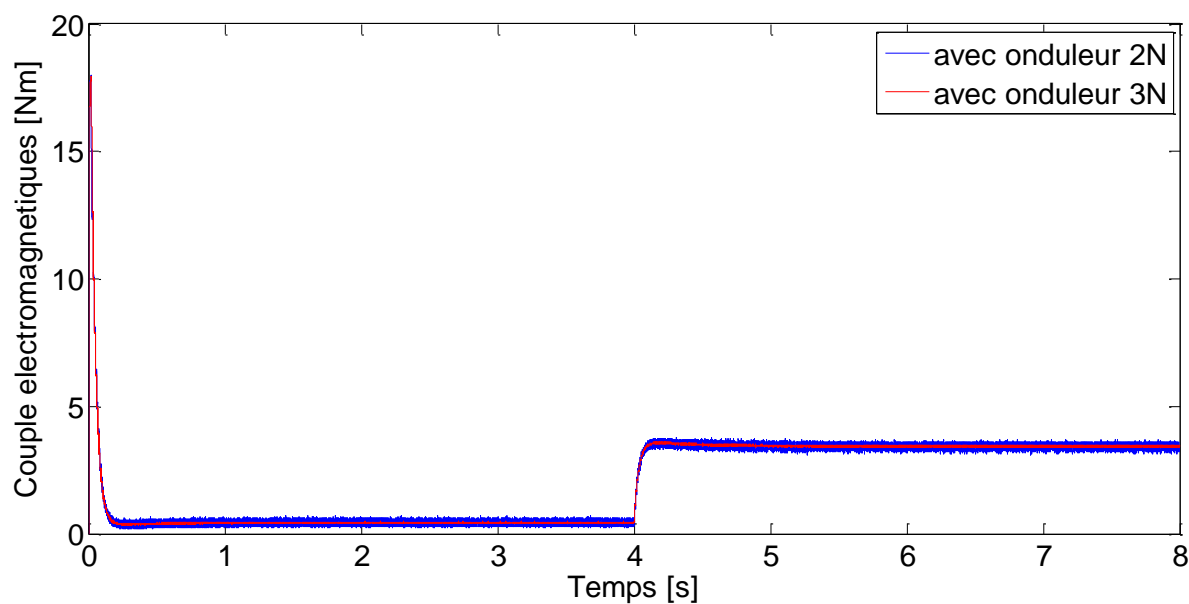


Figure IV.23 : Les couples électromagnétiques

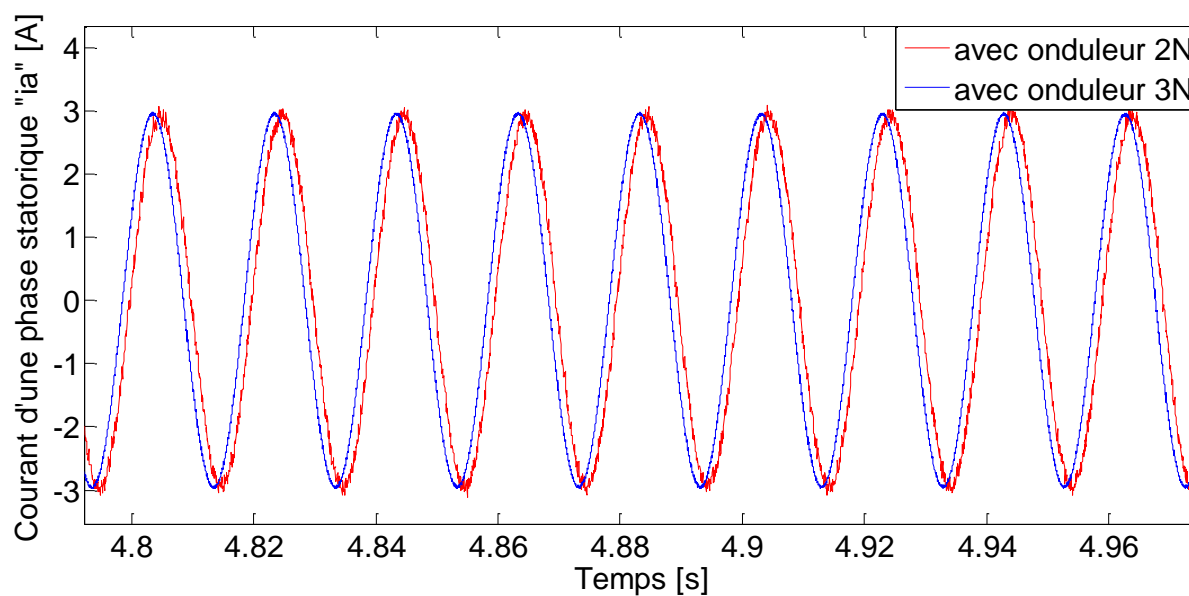


Figure IV.24 : Les courants d'une phase statorique «  $i_a$  »

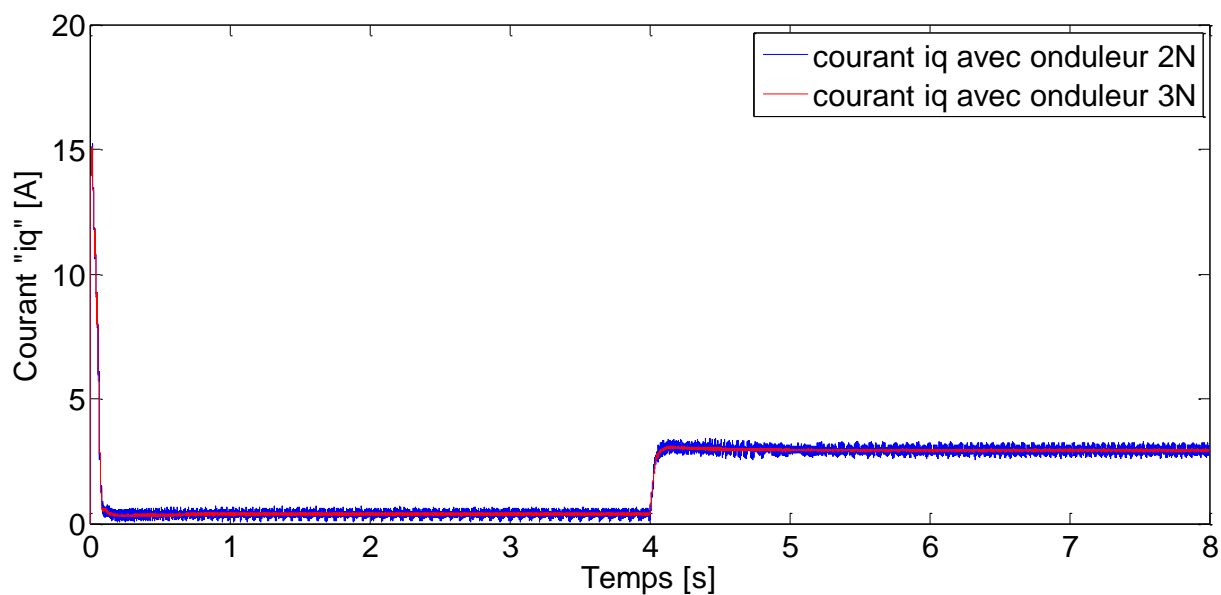


Figure IV.25 : Le courant « iq »

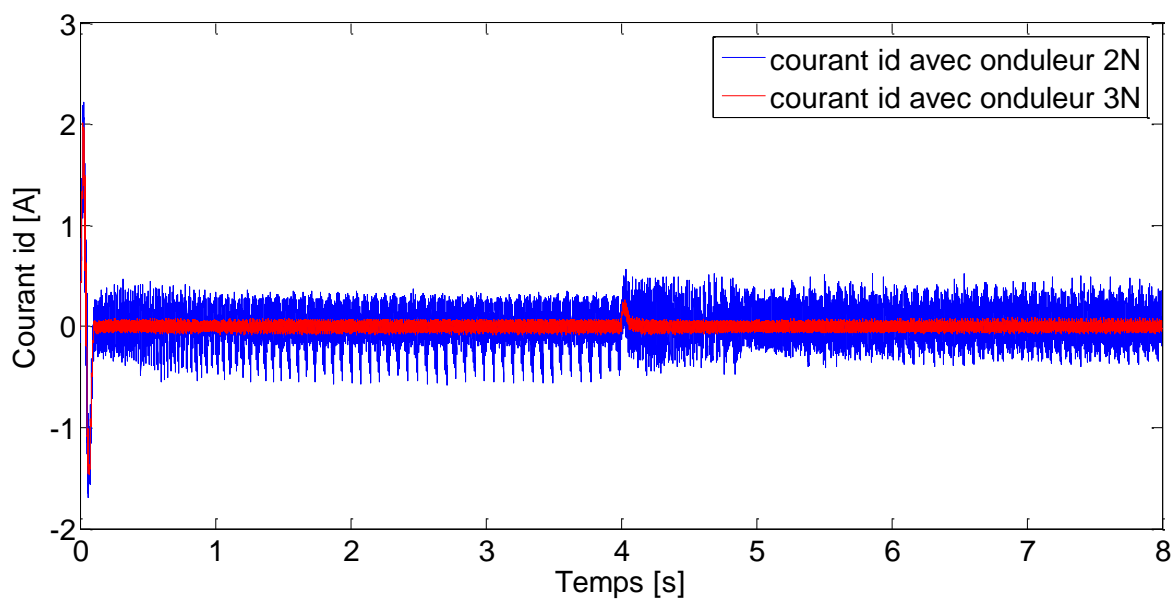


Figure IV.26 : Le courant « id »

### IV.9.1 Interprétations des résultats de simulations

Les figures (IV.23) jusqu'à (IV.26) illustrent une comparaison des résultats de simulation du couple électromagnétique (figure IV.23), du courant de la phase statorique "ia" (figure IV.24), ainsi que la composante du courant "iq" (figure IV.25) et "id" (figure IV.26), en utilisant un onduleur de tension à deux niveaux et un onduleur de tension à trois niveaux à structure NPC.

Bien que la configuration soit similaire dans les deux cas, les résultats obtenus avec l'onduleur à trois niveaux montrent une nette amélioration des performances et moins des réticences par rapport à ceux obtenus avec un onduleur à deux niveaux. En effet, l'augmentation du nombre de niveaux de l'onduleur permet d'obtenir des résultats significativement meilleurs et conduit à une amélioration des performances de la MSAP.

#### **IV.10 Conclusion**

Dans ce chapitre, nous avons présenté l'application de la commande vectorielle à la machine synchrone à aimants permanents (MSAP). Cette méthode permet de découpler le couple et le flux, garantissant ainsi un contrôle fluide de la vitesse de la machine.

Les résultats obtenus montrent que l'utilisation de la commande vectorielle sur la MSAP simplifie non seulement le modèle de la machine, mais améliore également ses performances, tant dynamiques que statiques. Grâce à cette approche, un découplage entre les axes  $d$  et  $q$  est atteint, rendant le comportement de la machine synchrone à aimants permanents comparable à celui d'une machine à courant continu. De plus, la régulation de la vitesse via une commande vectorielle associée à un régulateur classique (PI) permet d'obtenir des performances dynamiques satisfaisantes. La commande vectorielle est une des techniques permettant de découpler la machine synchrone à aimants permanents.

La comparaison des résultats de simulation en utilisant les onduleurs deux et trois niveaux montre que les performances de la MSAP sont nettement améliorées en utilisant l'onduleur à trois niveaux à structure NPC.

# Conclusion générale

---

## **Conclusion générale**

L'étude menée au sein de ce mémoire s'est focalisée sur l'amélioration des performances d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents alimentée par un onduleur trois niveaux. Ce travail s'inscrit dans un contexte où l'efficacité énergétique et la performance des systèmes d'entraînement électrique jouent un rôle crucial dans le développement des technologies modernes, telles que les véhicules électriques et les applications industrielles...etc

À travers une approche structurée, quatre chapitres ont permis de couvrir les aspects essentiels de la MSAP et de ses systèmes de commande :

Dans un premier temps, une revue générale sur la MSAP a permis de rappeler les bases théoriques, les caractéristiques et les avantages de cette machine, largement plébiscitée pour ses hautes performances en termes de densité de puissance, de rendement, et de contrôle du couple.

Ensuite, la modélisation et simulation de la MSAP ont été explorées pour mieux appréhender le comportement dynamique de la machine. Grâce aux outils de simulation, il a été possible de valider les modèles théoriques et de mettre en lumière les performances attendues en conditions réelles.

La troisième partie a traité de la modélisation des onduleurs deux et trois niveaux, en mettant en exergue l'impact de chaque architecture sur les performances de la machine.

Enfin, l'étude de la commande vectorielle de la MSAP a démontré l'efficacité de cette stratégie pour un contrôle précis du flux et du couple de la machine. Elle permet, en effet, une meilleure réactivité et une gestion optimisée de l'énergie. Les résultats obtenus confirment la pertinence du choix d'une MSAP associée à un onduleur trois niveaux dans des systèmes exigeant à la fois performance, précision et efficacité énergétique. Cependant, bien que ce travail ait apporté des réponses claires à plusieurs problématiques, des améliorations peuvent être apportées au présent travail :

- Etude des défauts sur les onduleurs (exemple : défaillance d'un composant électronique)
- L'utilisation d'autres techniques de commande tel que : la commande par mode glissant, la commande neuro-flou, la commande prédictive,...etc.

- Il serait intéressant de modifier la stratégie de commande des onduleurs deux et trois niveaux. Nous n'avons considéré pour le moment qu'un pilotage par MLI sinus-triangle. L'utilisation d'une MLI vectorielle ou encore calculée pourrait fournir de meilleures solutions.

---

---

## Références Bibliographiques

- [1] **A. MAAROUK**, « Commande Dynamique d'une Machine Synchrone à Aimant Permanent Alimentée en Tension », Mémoire de Master, Université de Boumerdes, 2016.
- [2] **Y. REZIG**, « Commande Vectorielle et Commande par Mode Glissant de la Machine Synchrone à Aimants Permanents(MSAP) », Mémoire de Master, Université de Biskra, 2018.
- [3] **D. LAHOUEL**, « Commande non linéaire adaptative d'une machine synchrone à aimants permanents », mémoire de magister, Université de Batna, Algérie, 2009.
- [4] **K. MATI, A. BOUDAHRI**, « modélisation et identification hors ligne des paramètres d'une machine synchrone à rotor bobiné de faible puissance », mémoire de master, université Aboubakr Belkaïd Tlemcen ,2020.
- [5] **R. KERID**, « modélisation et identification de la machine synchrone à aimants permanents », thèse de doctorat, université de Blida 1.
- [6] **M. KADJOUJ**, « contribution à la commande d'une MSAP », thèse de doctorat, université El Hadj Lakhder de Batna, 2003.
- [7] **L. BEN MOUHOUB, M. BELHARACHE**, « modélisation d'une machine synchrone à aimant permanent », thèse d'ingénieur, UMMTO, 2005.
- [8] **S. ARIF, A. BOUCHAALA**, « commande de la machine synchrone à aimant permanent (MSAP) par les réseaux de neurones artificiels » mémoire master académique, université Kasdi Merbah Ouargla, 2019.
- [9] **A. KAROUÏ, A. BRAHIMI**, « détection de défaut statorique par suivi paramétrique d'un moteur synchrone à aimants permanents », mémoire master, université Kasdi Merbah Ouargla, 2014.
- [10] **M. MOMENZADEH, A.F. AHMED et A. TOLBA**, « Modelling and Simulation of The BLDC Electric Drive System Using SIMULINK/MATLAB for a Hybrid Vehicle, » Paderborn, Germany, 2014.
- [11] **T. RIKIOUA**, « contribution à la modélisation et à la commande vectorielle des machines synchrones à aimants permanents », thèse doctorat à l'I.N.P.L en génie électrique, institut national polytechnique de lorraine, 1991.
- [12] **B. BOUKAIS**, « contribution à la modélisation des systèmes couples machines convertisseurs : application aux machines à aimants permanents (BDCM-PMSM) », thèse de doctorat, université Mouloud Mammeri, Tizi-Ouzou, 2012.
- [13] **A. PARVIAINEN**, « design of axial-flux permanent-magnet low-speed machines and performance comparison between radial-flux and axial-flux machines », thesis for the degree of doctor of science (technology), university of technology Lappeenranta, Finland, 2005.
- [14] **F. ZAIDI**, « modélisation des machines synchrones à double excitations », mémoire de master, université de Mohamed Boudiaf Msila, 2016.
- [15] **T. SEBASTIEN, G. SLEMON, and M. RAHMAN**, « Modelling of permanent magnet synchronous motors », IEEE Transactions on Magnetics, vol. 22, no. 5, 1986, pp. 1069–1071.

- [16] **T. SEBASTIEN, G. SLEMON**, « Transient torque and short circuit capabilities of variable speed permanent magnet motors,» IEEE Transactions on Magnetics, vol. 23, no. 5, 1987, pp. 3619–3621.
- [17] **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.
- [18] **F. L-LAGARRIGUE**, «Contribution à l'identification, l'estimation et la commande de moteurs synchrones à aimants permanents (MSAP)», thèse de doctorat d'état école Centrale de Lille. 2012.
- [19] **N. BENAMROUCHE**, «machines électriques spéciales », cours, université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, 2020.
- [20] **A.A BOUGOSSA, A .LAGGOUN**, « modélisation et conception de moteur synchrone à aimant permanent (MSAP) », mémoire master, université Kasdi Merbah Ouargla, 2021.
- [21] **A. BENMOHAD**, « étude électromagnétique d'une machine synchrone pour une conception optimale », mémoire de master, université Mohamed Boudiaf Msila, 2020.
- [22] **J. M. LE BRETON, L. LECHEVALLIER, P. TENAUD, A. MOREL**, « Aimants permanents - Matériaux et propriétés », article, 2021.
- [23] **B. MULTON**, « Application des aimants aux machines électriques ». Doctorat. 35, France. 2010. ffccl-01246816v2.
- [24] **H. ABDELLAOUI**, « amélioration des performances des convertisseurs électromécaniques basés sur la machine synchrone à aimants permanents », thèse de doctorat, Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, 2020.
- [25] **N. SENHADJI, A. CHALABI**, « commande du moteur synchrone à aimants permanents par backstepping », mémoire de master, université Abou Bekr Belkaid Tlemcen, 2015.
- [26] **A. KHLAIEF**, « nouvelle approche de détection de la position initiale du rotor des moteurs synchrones à aimants permanents », mémoire de mastère de l'école supérieure des sciences et technologies du Tunis, 2007.
- [27] **B. ROBYNS, Y. FU, F. LABRIQUE, H. BUYSE**, « Commande de moteur synchrone à aimants permanents de faible puissance », article, J. Plus III France 1995.
- [28] **I.E. BENNACEUR, A. GHETTAS**, « commande d'un moteur synchrone à aimant permanent par pid fractionnaire », master mémoire académique université Kasdi Merbah Ouargla, 2019.
- [29] **G. PONGO NYOUMEA**, « modèles d'identification et de commande d'un aérogénérateur à machine synchrone à aimants permanents », mémoire présenté à l'université du Québec en Abitibi Témiscamingue, 2018.
- [30] **S. LAAMIRI**, « Commande des systèmes électriques : machines synchrones et convertisseurs multi-niveaux », Thèse de doctorat présentée et soutenue à Centrale Nantes, 2019.
- [31] **A. HAMICHI, F. BENKERROU**, «étude et modélisation d'une machine synchrone à aimant permanent». Mémoire de mastère, université Abderrahmane mira de Bejaïa, 2015.

- [32] **H. ABDELLAOUI**, « étude expérimentale de la position rotorique d'un moteur synchrone à aimants permanents par variables électriques », mémoire de magistère, université Mouloud Mammeri, Tizi-Ouzou.
- [33] **Z. KHALILI, I. NOUARI**, «étude et commande de la machine synchrone à aimant permanent MSAP», mémoire de mastère, université Ahmed Draia Adrar, 2021.
- [34] **A. CHEMIDI**, « commande des machines », cours de 4ème année automatique, école supérieure en sciences appliquées de Tlemcen.
- [35] **A. BENBRAHIM**, « commande prédictive généralisée d'une machine synchrone à aimants permanents », mémoire de magistère, université de Batna, 2009.
- [36] **H. ELFERD, M. ZEGAAR**, « Fonctionnement en mode dégradé d'un onduleur multi niveaux application au filtre actif parallèle », mémoire de master, université Mohamed Boudiaf Msila, 2017.
- [37] **K. BOUBKER**, « Onduleurs », cours, CPGE Réda Slaoui-Agadir SI-GE TSI-Spé, 2018.
- [38] **H. OUADOUD**, « modélisation et commande d'un onduleur multiniveaux type "PUC" », mémoire de master, université Mohamed Boudiaf Msila, 2020.
- [39] **A. BOUKAROURA**, « Modélisation et diagnostic d'un onduleur Triphasé par l'Approche Bond-Graph », mémoire de master, université de Ferhat Abbas de Setif, 2009.
- [40] **S. OKBAOUI, M. CHAIN**, « réalisation et commande d'un onduleur triphasé à deux niveaux », mémoire de master, université Amar Telidji Laghouat, 2018/2019.
- [41] **F. CHOUAF**, « commande d'un onduleur triphasé par MLI vectorielle », thèse de doctorat, université Badji Mokhtar Annaba, 2018.
- [42] **C. BENZAZAH, M. AIT LAFKIH, L. LAZRAK**, « Etude comparative entre deux topologies d'onduleurs triphasés, classique à 2-niveaux et NPC à 3-niveaux avec deux différentes méthodes de commande MLI-ST et SWM », article, Laboratory of Automatic and Energy Conversion (LACE), University of Sultan Moulay Slimane, 2014.
- [43] **A. MOHDEB, A. MEZIANI**, « étude comparative entre les performances d'un onduleur de tension à deux niveaux et multi-niveaux », mémoire de master, université Abderrahmane Mira de Bejaia, 2021.
- [44] **M. GUERROU, I. MENECEUR**, « modélisation et commande d'un statcom basé sur un convertisseur trois niveaux », mémoire de master, université ibn Khaldoun de Tiaret, 2015.
- [45] **M.S. GUERBOUZ, I. SALAHI**, « Etude, Modélisation et commande d'un onduleur à trois niveaux à structure NPC », Mémoire de master, Université Ahmed Draya d'ADRAR, 2021.
- [46] **S. DJABRI, B. BOUNEZRA**, « étude, modélisation et commande d'un onduleur à trois niveaux à structure NPC », mémoire de master, université Ahmed draya d'Adrar, 2021.
- [47] **F. ZAAMOUCHE**, « amélioration des tensions de sorties des onduleurs par l'utilisation des nouvelles topologies et techniques de commandes », thèse de doctorat, université Badji Mokhtar Annaba, 2018.
- [48] **F. MEHEDI**, «apport de la logique floue et la modulation vectorielle à la commande DTC d'une association machine asynchrone – onduleur de tension à trois niveaux», mémoire de magister, université Hassiba ben Bouali de Chlef, 2011.

- [49] **K. BERRAHAL**, « application d'un onduleur multi-niveaux à la compensation de la puissance réactive », thèse de doctorat, université de Batna 2, 2018.
- [50] **D. CHERCHAR, F. SELLAM**, « Commande vectorielle sans capteur de vitesse d'un moteur synchrone à aimants permanents (MSAP) par l'utilisation d'un observateur MRAS », mémoire de master, Université Mohamed Khider – Biskra.
- [51] **M.I. HEMMAMI**, « commande sans capteur de vitesse d'un moteur synchrone à aimants permanents (MSAP) par l'utilisation de la commande directe du couple et d'un observateur de vitesse à mode glissant », mémoire de magister, université Mohamed Khider – Biskra.
- [52] **A. GOLEA**, « Contribution au développement d'une méthodologie de conception des associations convertisseurs-machines », thèse de docteur, Institut National Polytechnique Grenoble (INPG), 1994.
- [53] **K. KENDOUCI**, « Contribution à la commande sans capteur mécanique d'une machine synchrone à aimants permanents », thèse de doctorat, Université des Sciences et de la Technologie d'Oran, 2012.
- [54] **L. BELLAHCENE, M. DJAOUANI**, « commande vectorielle en vitesse du moteur synchrone à aimants permanents dotée d'un observateur MRAS », mémoire de master, Université de technologie, Chatouane , Tlemcen, 2017.
- [55] **N. BOUNASLA**, « commande par mode de glissement d'ordre supérieur de la machine synchrone à aimants permanents », mémoire de magister, université Ferhat Abbas Sétif - 1, 2014.
- [56] **H. LAKEHAL**, « commande adaptative et intelligente avec observateurs pour les systèmes non linéaires », thèse de doctorat, université Batna 2 – Mostefa ben Boulaïd, 2023.
- [57] **R. MANSOURI**, « Régulation Industrielle », cours, université Mouloud Mammeri Tizi-Ouzou, 2017.
- [58] **K. AKKOUCI**, « Commande de hautes performances sans capteur mécanique d'un moteur synchrone à aimant permanent », thèse de doctorat, Université Mohamed Khider de Biskra, 2022.

## **Résumé :**

Ce mémoire traite l'amélioration des performances de la Machine Synchrone à Aimants Permanents (MSAP) alimentée par un onduleur triphasé à trois niveaux de type NPC (Neutral Point Clamped). La MSAP est reconnue pour ses hautes performances en termes de rendement, de densité de puissance et du couple, ce qui la rend essentielle dans les domaines des énergies renouvelables et de la mobilité électrique. Toutefois, sa commande reste complexe en raison de l'absence de découplage naturel entre l'inducteur et l'induit. Pour répondre à cette problématique, des techniques de commande avancées, notamment la commande vectorielle, sont utilisées pour optimiser le fonctionnement de la machine.

L'objectif principal de cette étude est de minimiser les pertes et les distorsions harmoniques tout en améliorant les performances de la MSAP grâce à une alimentation adaptée avec un onduleur multiniveaux.

**Mots clés :** Machine Synchrone à Aimants Permanents (MSAP), onduleur à trois niveaux, commande vectorielle, performances de la MSAP, régulateur Proportionnel Intégral (PI).

## **Abstract :**

This thesis deals with the improvement of the performance of the Permanent Magnet Synchronous Machine (PMSM) powered by a three-phase three-level NPC (Neutral Point Clamped) inverter. The PMSM is recognized for its high performances in terms of efficiency, power density and torque, which makes it essential in the fields of renewable energies and electric mobility. However, its control remains complex due to the absence of natural decoupling between the inductor and the armature. To address this issue, advanced control techniques, including vector control, are used to optimize the operation of the machine.

The main objective of this study is to minimize losses and harmonic distortions while improving the performance of the PMSM through multilevel inverters.

**Keywords :** Permanent Magnet Synchronous Machine (PMSM), three-level inverter, Field Oriented Control, PMSM performances, Proportional Integral controller (PI).