

UNIVERSITE DE KASDI MERBAH OURGLA

Faculté de science Appliquée
Département de génie électrique



Mémoire

MASTER ACADEMIQUE

Domaine: science et technique

Filière : Génie électrique

Spécialité : Machine électrique et électronique de puissance

Présenté par :

Ghilani Mohammed

Boulif Ala eddine

Thème :

Diverse stratégies de commande d'un onduleur à deux niveaux associé à une machine synchrone à aimants permanents(MSAP)

Soutenu publiquement:

Le : ../.. /2017

Devant le jury

M ^r : BOUAKAZ Ouahid	MA(A)	Président	UKM Ouargla
M ^r : SAHRAOUI Lazhar	MC(B)	Encadreur / Rapporteur	UKM Ouargla
M ^{me} :BOUALI khadidja	MC(B)	Examineur	UKM Ouargla

Année Universitaire 2016/2017

REMERCIEMENTS

Tout d'abord on remercie le bon dieu puissant de la bonne santé, la volonté et de la patience qu'il nous a donnée tout au long de notre étude.

*Nous remercions Très sincèrement **Mr. Sahraoui Lazhar** notre promoteur de travail, pour ses conseils pertinents. et ses orientations judicieuses sa patience et diligence, et par ses suggestions à grandement facilité ce travail*

Notre profonde gratitude à tous les enseignants du département Génie électrique, qui ont encouragé à donné le meilleur d'eux même en nous assurant une formation aussi meilleur que possible, et particulier

M^r .BOUAKAZ Ouahid / M^{me} .BOUALI khadidja

nous remercions vivement toutes les personnes qui ont contribué de près ou de loin, à la réalisation de ce travail.

Boulif Alaeddine
Ghilani Mohammed

Dédicace

Je dédie ce mémoire à :

-Mes parents :

-Ma mère, qui a œuvré pour ma réussite, de par son amour, son soutien, tous les sacrifices consentis et ses précieux conseils, pour tout son assistance et sa présence dans ma vie.

-Mon père, qui peut être fier et trouver ici le résultat de longues années de sacrifices et de privation pour m'aider à avancer dans la vie.

-Mes grand-mères.

-Mes frères et sœurs qui n'ont cessé d'être pour moi de exemples de persévérance, de courage et de générosité.

-A mes Oncles

-A tout ma famille

-A tous mes amis.

Boulif Ala eddine

Dédicace

Je dédie ce travail:

-Mes parents :

-Ma mère et mon père qui m'ont toujours entouré et motivé à sans cesse devenir meilleur.

-Amon grand-père et mes grand-mères.

-Mes frères et sœurs qui n'ont cessé d'être pour moi de exemples de persévérance, de courage et de générosité

-A mes Oncles et mes Tantes

-A tout ma famille

-A tous mes amis.

Ghilani Mohammed

Les symboles

MSAP	Machine synchrone à aimants permanents
SVM	Space Vécotor Modulation
IGBT	Insulated Gâte Bipolaire Transistor
ω_s	Pulsation des courants statorique
p	Nombre de pair de pole.
V_a, v_b, v_c	Les tension statoriques
i_a, i_b, i_c	Les courants statoriques
LS	Inductances cycliques statoriques par phase
LR	Inductances cycliques rotoriques par phase
[Lss]	Matrice des inductances propres et mutuelles entre phases statoriques.
m_s	Mutuelle entre enroulements statorique.
T_{em}	Le couple électromagnétique
Φ_j	les flux rotoriques
X	un courant, une tension ou un flux
θ	représente la position du rotor
K_θ	matrice de transformation
GTO	Gâte Turn Off
IGBT	Insulated Gâte Bipolaire Transistor
v_{AO}, v_{BO}, v_{CO}	les tensions d'entrée de l'onduleur
v_{AN}, v_{BN}, v_{CN}	sot les tensions des phases de la charge
$V_a(K), V_b(K), V_c(K)$	le repère triphasé (les tension)
T_{mod}	la période de modulation
T_1 et T_2	temps d'application
p_i	rappports cycliques

Liste des figures de chapitre 1 :

Figure (1) : Différentes structures de la roue polaire d'un moteur synchrone à aimant permanents.06
Figure (2) : Schéma équivalent d'un MSAP dans le repère (d,q) lié au rotor..... 09
Figure (3): Schéma d'un enroulement triphasé et du repère (d, q).....11
Figure (4): Evolution des grandeurs mécaniques.....13
Figure (5):Evolution des grandeurs électromagnétiques.....14

Liste des figures de chapitre 2 :

Figure (1) : schéma global de l'alimentation de MAS.....18
Figure(2) : structure d'un onduleur triphasé en pont.....19
Figure(3) : Interrupteur avec IGBT et diode.....19
Figure (4) : Représentation de polygone de commutation.....22

Liste des figures de chapitre 3 :

Figure (1) : Principe de l'MLI Sinus-Triangle.....25
Figure (2) : Evolution des tensions de référence, de la porteuse et de la phase a de l'onduleur.....26
Figure (3) : Evolution de tension d'une seul phase de l'onduleur.....26
Figure (4) : La topologie d'un onduleur triphasé de tension.....26
Figure (5) : les huit états topologies de l'onduleur triphasé.....27
Figure (6) Représentation vectorielle des tensions générées par l'onduleur.....27
Figure (7): Topologie 1 – V1(1,0,0) de l'onduleur triphasé.....28
Figure (8) : Représentation de la topologie 1 dans le plan (α,β).....29
Figure (9) Représentation des vecteurs de tension différents de zéro dans le plan (α,β).....29
Figure (10): Les deux topologies de l'onduleur V7 et V8.....29
Figure (11) : Représentation des vecteurs de tension nulle dans le plan (α, β).....30
Figure (12) : Onduleur de tension à deux niveaux.....30
Figure (13) : Evolution des tensions de référence , de la porteuse et de la phase a de MLI_SVM ...31
Figure (14) : Evolution de tension d'une seule phase.....31
Figure (17) : Tensions dans le repère α, β33
Figure (18) : Décomposition d'une vectrice tension.....33
Figure (20) : Vecteurs tensions dans le plan α, β34
Figure (22) : Evolution de la vitesse.....35
Figure (23) : Evolution du couple.....36

Sommaire

Introduction général	2
Chapitre 1 : Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents (MSAP)	
1. Introduction	5
2. Présentation de la machine synchrone à aimants permanents	5
2.1. Différentes structures de machines synchrones à aimants permanents	6
2.2. Avantages des machines synchrones à aimants permanents	7
2.3. Domaines d'applications	7
3. Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents	8
3.1. Hypothèses simplificatrices	8
3.2. Mise en équation et modèle de <i>Park</i>	8
3.3. Mise en équation	9
3.4. Équations électriques d'un enroulement triphasé dans le repère <i>dq</i>	11
3.5. Équation des flux du MSAP dans le repère de <i>Park</i>	12
3.6. Équation des tensions du MSAP dans le repère de <i>Park</i>	12
3.7. Expression du couple électromagnétique	12
4. Simulation	13
5. Conclusion	15

Chapitre 2 : Structure, alimentation et modélisation de l'onduleur triphasé à deux niveaux

1. Introduction	17
2. Généralités sur les convertisseurs statiques	17
3. Alimentation de l'onduleur	18
3.1. Constitution de l'onduleur	18
3.2. Différents types d'onduleurs	20
3.3. Onduleur de courant	20
3.4. Onduleur de tension	20
4. Modélisation de l'onduleur de tension triphasé à deux niveaux	20
4.1. Modèle de la matrice de transfert	23
5. Conclusion	23

Chapitre 3 : Stratégies de commande de l'onduleur

Stratégies de commande de l'onduleur	25
1. Introduction	25
2. Modulation de Largeur d'Impulsion Sinus-Triangle	25
3. Une simulation de l'onduleur MLI	26
4. Modulation de largeur d'impulsion vectorielle	26
4.1. Introduction	26
5. Les vecteurs spatiaux de tension	28
6. Principe de la MLI Vectorielle	30
7. Une simulation de l'onduleur à MLI vectorielle	31
8. MLI VECTORIELLE, MONTAGE EN TRIANGLE	32

Sommaire

8.1. Calcul des temps d'application des états de l'onduleur.	33
8.2. Calcul des rapports cycliques de commutation pour chaque secteur	34
9. Apport de la modulation vectorielle	35
10. Les résultats de simulations	35
11. Conclusion	36
Conclusion générale	38
Bibliographie	41

Introduction

générale

Introduction générale

Le terme de machine synchrone regroupe toutes les machines dont la vitesse de rotation de l'arbre de sortie est égale à la vitesse de rotation du champ tournant. Pour obtenir un tel fonctionnement, le champ magnétique rotorique est généré soit par des aimants, soit par un circuit d'excitation. La position du champ magnétique rotorique est alors fixe par rapport au rotor, ce qui impose en fonctionnement normal une vitesse de rotation identique entre le rotor et le champ tournant statorique.[01]

Cette famille de machine regroupe en fait plusieurs sous familles, qui vont de l'alternateur de plusieurs centaines de mégawatts au moteur de quelques watts, en passant par les moteurs pas à pas. Néanmoins, la structure de toutes ces machines est relativement proche. Le stator est généralement constitué de trois enroulements triphasés répartis, tel que les forces électromotrices générées par la rotation du champ rotorique soient sinusoïdales où trapézoïdales. [03]

Les machines synchrones à aimants permanents se composent d'un stator comportant un bobinage qui est alimenté en triphasé et produit un champ magnétique tournant à la fréquence d'alimentation et d'un rotor où le champ magnétique est produit par des aimants permanents. Les moteurs à aimants permanents peuvent accepter des courants de surcharge importants pour démarrer rapidement. Associés à des variateurs de vitesse électroniques, ils trouvent leur place dans certaines applications de motorisation d'ascenseurs lorsque l'on cherche une certaine compacité et une accélération rapide (immeuble de grande hauteur par exemple). L'excitation, dans ce cas, est créée par les aimants permanents. Le couple instantané (dans n'importe quelle configuration de machine à aimants) est la somme de trois couples élémentaires : le couple réactif, le couple hybride et le couple de détente[05]

L'évolution conjointe de l'électronique de puissance et de l'électronique numérique a contribué à l'élaboration des algorithmes de commande plus avancés améliorant les performances statique et dynamique de cette machine et assurant ainsi un découplage du flux et du couple.

Structure du mémoire

Notre mémoire est structuré de la manière suivante :

Le premier chapitre est consacré à la modélisation de la machine synchrone nécessaire pour élaborer un schéma de simulation de la commande de la machine. Cette modélisation est précédée par une introduction.[03]

le deuxième chapitre est réservé à l'étude de l'onduleur du vue alimentation, constitution et modélisation.

Le troisième chapitre est dédié à l'étude et simulation des stratégies de commande de l'onduleur.

Les stratégies utilisées sont celles de la modulation de largeur d'impulsion (MLI) et la modulation de largeur d'impulsion vectorielle (MLI_SVM).

Ce troisième chapitre est achevé par une conclusion générale. [09]

Chapitre 1

*Modélisation de la machine synchrone
à aimants permanents (MSAP)*

1. Introduction

Grâce au développement de la technologie des composants de l'électronique de puissance, et l'apparition des processeurs numériques, le moteur synchrone à aimants permanents, est de plus en plus utilisé dans le domaine de vitesse variable. Son choix dans les entraînements à vitesse variable devient attractif et concurrent de celui des moteurs asynchrone et à courant continu grâce à l'évolution de la technologie des aimants permanents qu'ils soient à base d'alliage ou à terre rares [01].

Le moteur synchrone est fortement pénalisé par l'absence du couple hors du synchronisme. Alimenté par des réseaux à fréquence fixe, il doit être lancé à la vitesse du synchronisme pour fournir un couple électromagnétique. Pour palier ces difficultés, il doit être muni d'une alimentation à fréquence variable, qui est généralement un onduleur à MLI. Cela constitue un variateur de vitesse électromécanique constitué d'une machine synchrone associée à un convertisseur statique de l'électronique de puissance [02]

Dans ce chapitre, on présentera la modélisation d'une machine synchrone à aimants permanents.

2. Présentation de la machine synchrone à aimants permanents

Le moteur synchrone à aimants permanents comporte, tout comme la machine asynchrone, un stator bobiné dont l'alimentation donne naissance à une force magnétomotrice de composante fondamentale F_a tournant à la vitesse angulaire ω_s . Le rotor ou la roue polaire dont le nombre de pôles est égal à celui du stator, est excité par un bobinage parcouru par un courant continu ou par des aimants pour produire une force magnétomotrice dite d'excitation F_θ . Dans le cas du moteur synchrone à aimants permanents, l'inducteur est remplacé par des aimants, ceci présente l'avantage d'éliminer les balais et les pertes rotoriques, ainsi que la nécessité d'une source pour fournir le courant d'excitation [02]. Cependant, on ne peut pas contrôler le flux rotorique.

D'autre part, la surface interne du stator est cylindrique, et les enroulements sont placés dans des encoches taillées suivant les génératrices de ce cylindre. Chaque enroulement est réalisé de manière à créer une force magnétomotrice sinusoïdale dans l'entrefer. Les forces magnétomotrices créées par chacun des trois enroulements sont déphasées spécialement d'un angle électrique. En alimentant cet enroulement triphasé par des courants triphasés, on crée un champ tournant circulaire.

Suivant la disposition des aimants, on distingue [02] .

La machine à inducteurs lisses, où les aimants utilisés sans pièces polaires (machines de structure dite SPP) sont disposés au niveau de l'entrefer sur un moyeu ferromagnétique (Voir figure 1). Aux fuites magnétiques près (le coefficient de fuites σ est de l'ordre de

(1.03 à 1.05), l'induction B_e dans l'entrefer est celle de l'aimant B_a . Les aimants composés des terres rares peuvent créer ainsi une induction dans l'entrefer de 0.60 (T) à 0.85 (T), suivant la nature de l'aimant et le rapport de son épaisseur à celle de l'entrefer (en général il est de 5 à 6 fois).

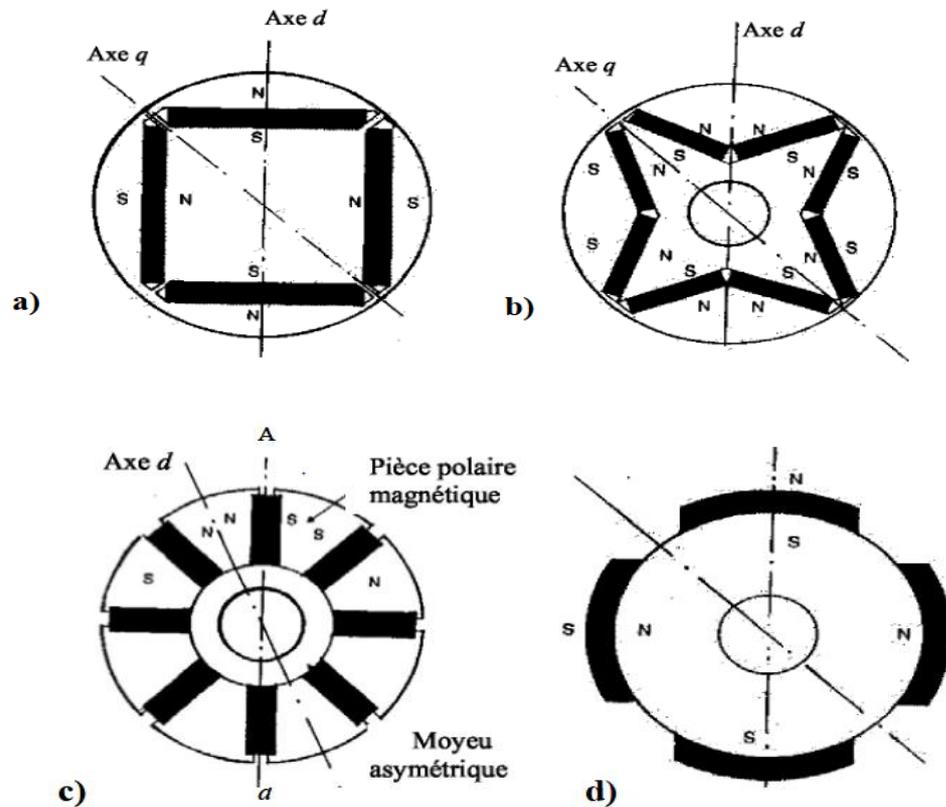


Figure (1) : Différentes structures de la roue polaire d'un moteur synchrone à aimants permanents

2.1. 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 courants sinusoïdaux dans le cas des PMSM ou par des courants en créneaux dans le cas des BDCM.

Les aimants sont immobilisés sur le moyeu soit par une frette de fibres de verre ou de carbone liées par une résine époxy, soit par un tube mince en métal amagnétique et à résistivité élevée emmanché à chaud.

La machine à pôles saillants, où les aimants sont montés entre des pièces polaires (machines dites de structure APP). Un exemple de réalisation est montré dans la figure (2) avec des aimants insérés dans un paquet de tôles magnétiques spécialement découpées. Un pont saturé d'une épaisseur de l'ordre de millimètres sépare les pôles. La machine à pôles saillants dite " à concentration de flux " est montrée sur la figure (2) où les aimants sont alors logés entre les pièces polaires et leur aimantation est transversale.

2.2. Avantages des machines synchrones à aimants permanents

Les avantages associés à l'utilisation des machines à courant alternatif asynchrone et synchrone à aimants permanents ne sont pas à démontrer en terme de robustesse et de fiabilité. 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 [01]. On cite principalement :

- Facteur de puissance et rendement élevé par rapport à ceux des moteurs asynchrones;
- Robustesse incontestée par rapport au moteur à courant continu;
- Puissance massique élevée et précision de sa commande;
- Développement de la technologie des composants de l'électronique de puissance, et l'apparition des processeurs numériques à fréquence élevée et à forte puissance du calcul, surmontant ainsi le problème de l'implantation d'algorithmes de commande de l'onduleur assurant l'auto pilotage du MASP;
- Augmentation de la constante thermique et de la fiabilité, à cause de l'absence de contacts bague-balais dans ces machines.

2.3. Domaines d'applications

Le moteur synchrone à aimants permanents est utilisé dans une large gamme de puissance, allant de centaines de Watts (servomoteurs) à plusieurs méga Watts (systèmes de propulsion des navires), dans des applications aussi diverses que le positionnement, la synchronisation l'entraînement à vitesse variable, et la traction [02].

- Il fonctionne comme compensateur synchrone.
- Il est utilisé pour les entraînements qui nécessitent une vitesse de rotation constante, tels que les grands ventilateurs, les compresseurs et les pompes centrifuges.

3. Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents

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

Les lois modernes de commande de plus en plus performantes permettent un meilleur contrôle des régimes transitoires tout en assurant, dans une grande plage de fonctionnement, un asservissement précis de la vitesse. Tous ces perfectionnements demandent une bonne connaissance de la machine et de son convertisseur.

3.1. Hypothèses simplificatrices

Les phénomènes physiques inhérents au fonctionnement du système peuvent être partiellement ou totalement pris en compte dans un modèle. Ils découlent plusieurs niveaux de modélisation liés aux hypothèses simplificatrices associées.

Plus le nombre d'hypothèses est grand, plus simple sera le modèle. Cela permet une étude et une exploitation plus aisées. [03].

Dans ce but, on adopte les suppositions suivantes :

- Le circuit magnétique de la machine n'est pas saturé.
- Les f.m.m. sont réparties sinusoïdalement dans l'entrefer de la machine.
- L'effet de la température sur les résistances est négligeable.
- On ne tient pas compte de l'hystérésis et des courants de Foucault dans les parties magnétiques.
- L'effet de Peau qui augmente les résistances et réduit les inductances est négligeable.
- L'entrefer est d'épaisseur uniforme.

3.2. Mise en équation et modèle de Park

On peut modéliser les machines synchrones selon différentes méthodes, en fonction des objectifs recherchés.

- les modèles en abc, découlant des équations différentielles à coefficient périodiques régissant le fonctionnement de la machine. Ils sont utilisés essentiellement pour l'étude des régimes permanents.
- Les modèles issus de la transformation de Park, utilisés couramment pour l'étude des régimes transitoires et pour la commande vectorielle des moteurs.

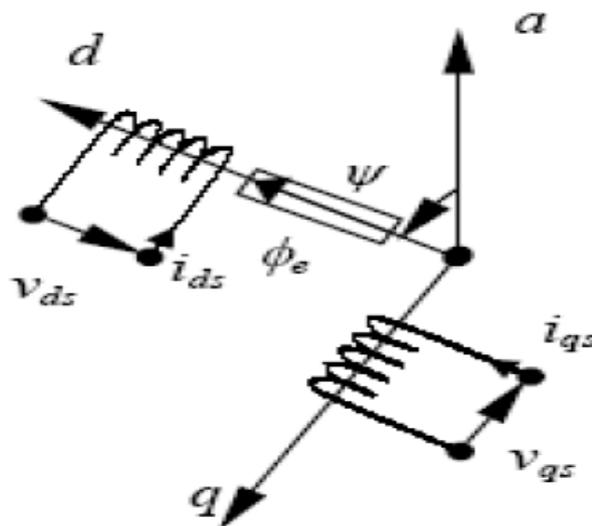
Les représentations mathématiques de ces modèles peuvent se faire, selon le cas, de plusieurs manières différentes : un système d'équations linéaires, des représentations d'états, des fonctions de transferts.

La mise en équations des moteurs synchrones triphasés aboutit à des équations différentielles à coefficients variables. L'étude analytique du comportement du système est alors difficile, vu le grand nombre de variables. On utilise des transformations mathématiques qui permettent de décrire le comportement du moteur à l'aide d'équations différentielles à coefficients constants. Les transformations de *Concordia* ou de *Park* permettent d'obtenir un système équivalent formé de trois enroulements orthogonaux, deux de ces enroulements sont situés dans le même plan que les enroulements a , b , et c . Le troisième enroulement est situé dans le plan orthogonal au plan formé par les axes de phases a , b , et c et représente la composante homopolaire. La transformation de *Park* permet de passer d'une représentation dans le repère triphasé (a , b , c) à une représentation dans un repère dit de *Park* à axes orthogonaux (d , q , o) [10], [11], [12], [13].

En se basant sur les hypothèses simplificatrices, et en appliquant la transformation de *Park* ou la transformation de *Concordia* au stator et au rotor, on peut exprimer l'ensemble des relations de la machine dans ce repère. Le repère de *Park* (d , q , o) est à priori quelconque, on peut ainsi considérer qu'il tourne à une vitesse arbitraire. Des choix plus ou moins pertinents peuvent être faits en fonction du repère auquel on lie la représentation de Park. Tandis que la transformation de *Concordia* conserve la puissance instantanée, elle est donc invariante en puissance.

3.3. Mise en équation

À un système triphasé quelconque (a , b , c), on associe un système biphasé (d , q , o) donnant le même champ tournant dans un MSAP, les aimants sont représentés par un inducteur au rotor alimenté par une source de courant continu parfaite, comme le montre la figure suivante :



Figure(2) : Schéma équivalent d'un MSAP dans le repère (d , q) lié au rotor.

D’après le schéma de la figure (2) : on donne les équations de la machine synchrone relatives au stator et au rotor :

- Équations des flux de la machine

Les vecteurs flux à travers les enroulements, exprimés par rapport aux matrices inductances et aux vecteurs courants sont :

$$\Phi_e = [M_{se}]^T [i_{abc}]_s + L_e I_e \dots \dots \dots (1.1)$$

$$[\Phi_{abc}]_s = [L_s] [i_{abc}]_s + [M_{sf}] I_f$$

- Équations de tension :

$$[u_{abc}]_s = [r_s] [i_{abc}]_s + \frac{d[\Phi_{abc}]_s}{dt} \dots \dots \dots (1.2)$$

Les équations électriques du modèle en abc s’écrivent alors :

$$[u_{abc}]_s = [r_s] [i_{abc}]_s + d\{[L_s] [i_{abc}]_s + [M_{sf}] I_f\} / dt \dots \dots \dots (1.3)$$

La matrice $[L_s]$ est une matrice carrée de dimension 3×3 , composée de termes variables et de termes constants. En regroupant les termes variables dans la matrice $[L_{s2}]$ et les termes constants dans la matrice $[L_{s0}]$, on peut écrire :

$$[L_s] = [L_{s0}] + [L_{s2}] \text{ est la matrice inductance du stator.} \dots \dots \dots (1.4)$$

Avec :

$$[L_{s0}] = \begin{bmatrix} L_{s0} & M_{s0} & M_{s0} \\ M_{s0} & L_{s0} & M_{s0} \\ M_{s0} & M_{s0} & L_{s0} \end{bmatrix}; [L_{s2}] = L_{s2} \begin{bmatrix} \cos(2\theta) & \cos(2\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(2\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(2\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(2\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(2\theta) \\ \cos(2\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(2\theta) & \cos(2\theta - \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix}$$

Et :

$$[M_{se}] = M_{se} \begin{bmatrix} \cos(2\theta) \\ \cos(2\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(2\theta - \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \dots \dots \dots (1.5)$$

Où, $\theta = p\theta_m$ est l’angle électrique et θ_m est la position mécanique du rotor par rapport au stator, $[L_s]$ est la matrice des inductances satiriques, $[M_{se}(\theta)]$ correspond à la matrice des inductances mutuelles stator-rotor, et M_{se} est la valeur maximale de ces inductances mutuelles.

On peut remarquer que les flux s'expriment en fonction de deux courants l’un est statorique et l’autre est rotorique; ce qui implique un couplage entre les grandeurs du stator et du rotor. Ce couplage est à la base des non linéarités du moteur synchrone. La stratégie des commandes modernes telle que la commande vectorielle, et la DTC, est de découpler les grandeurs électriques du moteur afin de disposer de variables de contrôle indépendantes. La dernière relation importante

complétant le modèle du MSAP, est l'équation fondamentale de la mécanique décrivant la dynamique du rotor de la machine :

$$J \frac{d\Omega_r}{dt} + f_r \Omega_r = C_e - C_r \dots \dots \dots (1.6)$$

Avec :

J : c'est le moment d'inertie du moteur.

Ω_r : c'est la vitesse angulaire mécanique du rotor.

f_r : c'est le coefficient de frottement visqueux.

C_e : c'est le couple électromagnétique délivré par le moteur.

C_r : c'est le couple résistant, ou de charge.

On note les vecteurs triphasés de tensions, de courants ou de flux :

$$[x_{abc}] = [x_a \quad x_b \quad x_c]^T ; \text{ et } [x_{\alpha\beta 0}] = [x_\alpha \quad x_\beta \quad x_0]^T$$

3.4. Équations électriques d'un enroulement triphasé dans le repère dq

La loi des mailles s'exprime sur l'un des enroulements statoriques par la relation

$$u = ri + \frac{d\phi}{dt}$$

Une équation compacte peut être établie pour trois phases repérées par les indices a, b, c sous forme matricielle :

$$[u_{abc}] = [r][i_{abc}] + \frac{d[\phi_{abc}]}{dt}$$

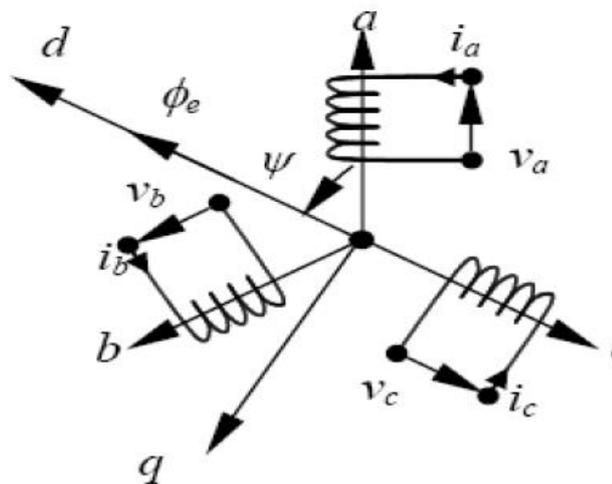


Figure (3) : Schéma d'un enroulement triphasé et du repère (d, q).

Par application de la transformation de Park :

$$[P(\psi)]^{-1} [u_{dq0}] = [r][P(\psi)]^{-1} [i_{dq0}] + \frac{d[P(\psi)]^{-1} [\phi_{dq0}]}{dt}$$

Soit en multipliant à gauche par $[P(\psi)]$:

$$[u_{dqo}] = [r][i_{dqo}] + \frac{d[\phi_{dqo}]}{dt} + [P(\psi)] \left(\frac{d[P(\psi)]^{-1}}{dt} \right) [\phi_{dqo}]$$

Après simplification, on obtient le système des équations des tensions dans le repère de Park, qui constitue un modèle électrique dynamique pour l'enroulement équivalent :

$$\begin{cases} u_d = r i_d + \frac{d\phi_d}{dt} - \frac{d\psi}{dt} \phi_q \\ u_q = r i_q + \frac{d\phi_q}{dt} - \frac{d\psi}{dt} \phi_d \\ u_o = r i_o + \frac{d\phi_o}{dt} \end{cases}$$

Dans le cas où le système est équilibré (la somme des composantes a, b, c est nulle), la troisième équation, toujours vérifiée car identiquement nulle, devient inutile.

3.5. Équation des flux du MSAP dans le repère de Park

Les équations des flux satiriques s'écrivent dans le repère de Park lié au rotor sous la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} \phi_{ds} \\ \phi_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_d & 0 \\ 0 & l_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \phi_e \\ 0 \end{bmatrix}$$

3.6. Équation des tensions du MSAP dans le repère de Park

Les équations des tensions statoriques s'écrivent dans le repère de Park lié au rotor sous la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} u_{ds} \\ u_{qs} \end{bmatrix} = r_s \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} l_d & 0 \\ 0 & l_q \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} + P\Omega_r \begin{bmatrix} 0 \\ \phi_e \end{bmatrix}$$

Pour agir sur les grandeurs réelles, il faut alors opérer un changement de référentiel c'est à dire la transformation inverse de Park. De même à partir des grandeurs saisies pour l'estimation ou la commande du système, il convient pour passer dans ce repère de Park, d'opérer les deux transformations de Clarke et de Park respectivement

$$abc \longrightarrow \alpha\beta \quad \text{et} \quad \alpha\beta \longrightarrow dq$$

3.7. Expression du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique peut être exprimé par plusieurs expressions, dont on retient la suivante qui convient à la commande directe, et qui correspond à la forme d'état précédente :

$$C_e = \frac{2}{3} p (l_d - l_q) i_d + \phi_e i_q$$

Le couple électromagnétique se décompose en deux termes :

$$C_{ep} = P\phi_e i_q \quad \text{qui représente le couple principal.}$$

$$C_{er} = \frac{2}{3} p (l_d - l_q) i_d \quad \text{qui est le couple de réluctance variable.}$$

4. Simulation

Une simulation en Simulink sous Matlab a été effectuée de la manière suivante :

Le temps de simulation est de 2 secondes.

Le moteur démarre à vide et la charge de couple nominal est appliquée à 0,5 secondes.

On a obtenu les résultats suivants :

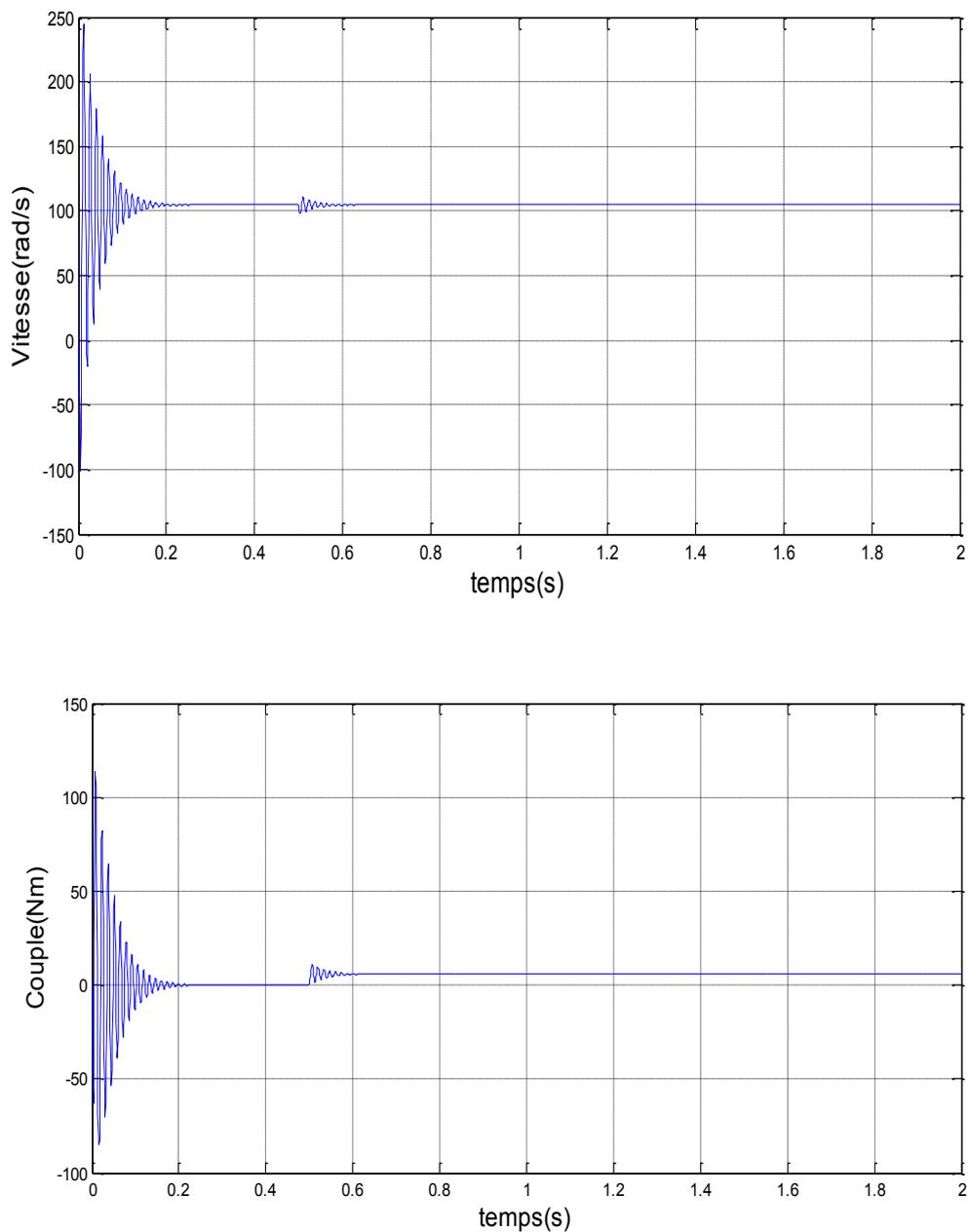


Figure (4): Evolution des grandeurs mécaniques

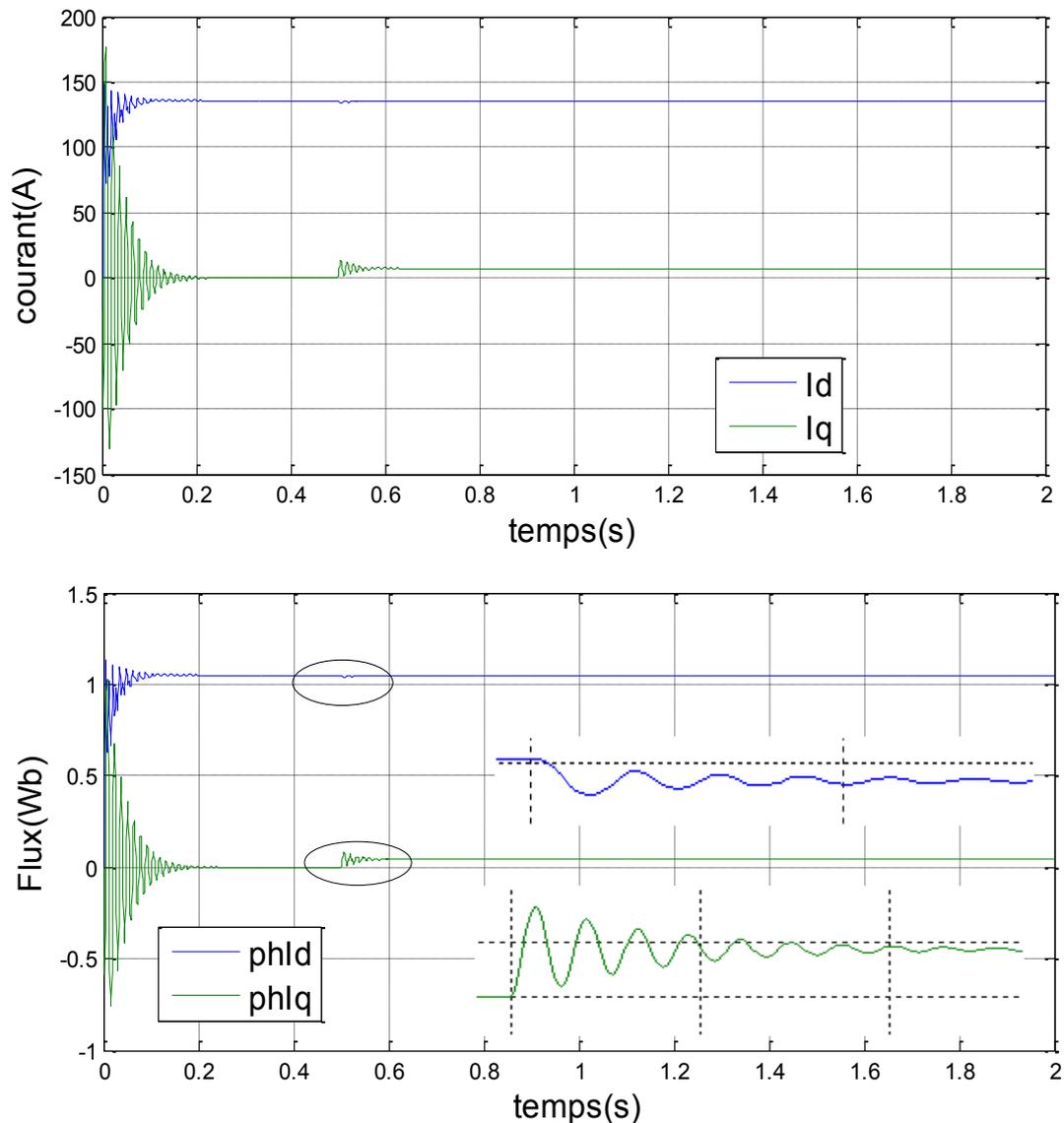


Figure (5): Evolution des grandeurs électromagnétiques

D'après les résultats de simulation :

- La vitesse, au démarrage elle subit une série d'oscillations et elle se stabilise à la vitesse du synchronisme.
- Les grandeurs électromagnétiques sont des constantes en régime établi.
- Le couple électromagnétique, suit la charge après une série d'oscillations qui ne durent qu'un bref instant.
- Toutes les grandeurs dépendent de la charge mécanique appliquée à la machine. Cette dépendance est aussi prévisible sur la caractéristique mécanique de la machine.
- Le courant suivant l'axe d suit le flux tandis que le courant suivant l'axe q suit la charge.
- Le flux dépend de la charge, ce qui explique le couplage du flux au couple.

5. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté le modèle dynamique du moteur synchrone à aimants permanents. Le modèle triphasé est de nos jours rarement utilisé à cause de sa complexité et du fort couplage de ses équations. On y montre qu'à l'aide de la transformation de Park, le modèle devient plus simple et les non-linéarités sont réduites au nombre de trois. Les équations obtenues par la transformation de Park engendrent des phénomènes identiques aux phénomènes liés à la machine à courant continu, ce qui confirme l'analogie entre les deux modèles.

Chapitre 2

*Structure, alimentation et
modélisation de l'onduleur triphasé à
deux niveaux*

1. Introduction

Les onduleurs de tension constituent une fonction incontournable de l'électronique de puissance. Ils sont présents dans des domaines d'application les plus variés, dont le plus connu est sans doute celui de la variation de vitesse des machines à courant alternatif. La forte évolution de cette fonction s'est appuyée, d'une part, sur le développement de composants à semi-conducteurs entièrement commandables, puissants, robustes et rapides, et d'autre part, sur l'utilisation quasi-généralisée des techniques dites de modulation de largeurs d'impulsions. Dans les applications de fortes puissances, la structure des onduleurs à trois niveaux est plus adaptée, par rapport à la structure classique, du fait que les tensions et courants de sortie présentent un taux d'harmoniques nettement inférieur. La tension aux bornes de chaque interrupteur est divisée par deux et la fréquence de hachage est plus basse [05].

2. Généralités sur les convertisseurs statiques

Grâce aux progrès technologiques réalisés ces dernières années dans le domaine de l'électronique de puissance, les convertisseurs statiques voient progressivement leur champ d'application s'élargir. Certaines de ces nouvelles applications, telles que le filtrage actif et la dépollution de réseaux électriques, ou l'alimentation de machines à courant alternatif pour des applications particulières, sont très exigeantes en termes de performances dynamiques, l'amplification de puissance (audio). Pour de telles applications, il faudrait un convertisseur idéal, qui générerait une tension (ou un courant) de sortie rigoureusement identique à un signal de référence, à un facteur de proportionnalité près, y compris lorsque ce signal varie rapidement.

Le transfert d'énergie entre la source et le récepteur serait alors idéalement contrôlé, et il n'y aurait pas d'harmoniques indésirables sur la tension (ou le courant) de sortie du convertisseur. En réalité, les convertisseurs statiques ne peuvent fournir qu'une tension (ou un courant) découpé, car l'électronique de puissance ne peut être qu'une électronique de commutation.

Un grand nombre de procédés industriels s'appuient sur des entraînements électriques à vitesse variable. Dans beaucoup de ces applications, l'élément principal est un onduleur de tension qui alimente un moteur synchrone. Les onduleurs sont des structures en pont constituées le plus souvent d'interrupteurs électroniques tels que les IGBT ou des transistors de puissance [06]

3. Alimentation de l'onduleur

Pour fonctionner, un onduleur a besoin d'une source à courant continu que l'on peut obtenir en redressant la tension du réseau triphasé. La sortie à courant continu du redresseur et l'entrée à courant continu de l'onduleur sont reliées par un circuit intermédiaire. On utilise deux types de liaisons : les liaisons à source de courant et les liaisons à source de tension. Un onduleur associé à un redresseur est alors appelé onduleur de courant ou de tension. Un onduleur est la dernière partie du variateur de vitesse située avant le moteur. Il fournit des grandeurs électriques variables au moteur. Dans tous les cas, l'onduleur est composé de semi-conducteurs disposés par paires en trois bras. Les semi-conducteurs de l'onduleur commutent sur des signaux en provenance du circuit de commande.[07]

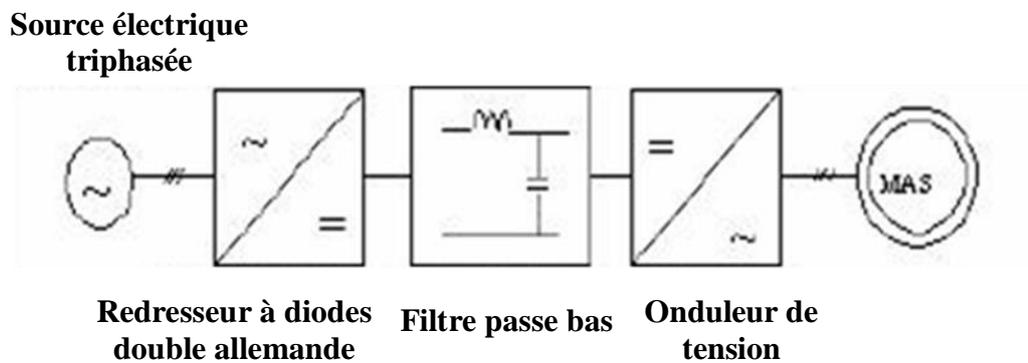


Figure (1) : schéma global de l'alimentation de MAS

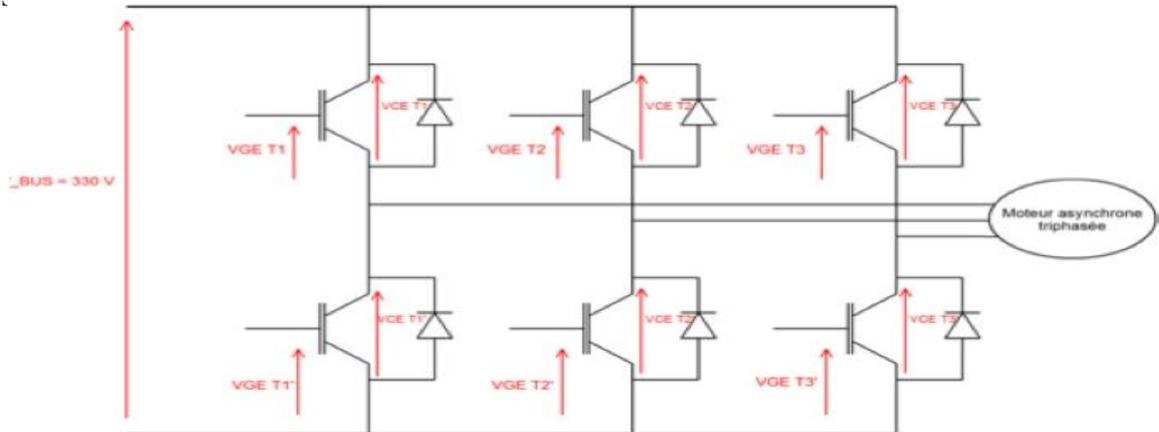
3.1. Constitution de l'onduleur

L'onduleur triphasé en pont est constitué d'une source de tension continue et de six interrupteurs monté en pont. La tension continue est généralement obtenue par un redresseur triphasé à diodes suivi d'un filtre, figure (1). Celui-ci est très utilisé en MLI pour l'alimentation des récepteurs triphasés équilibrés à tension et fréquence variables. Il peut être considéré comme étant superposition de trois, Chacune des

Trois tension de sorte et formé d'une onde prenant les valeurs $-u$ et $+u$ mais décalées de $\frac{2\pi}{3}$ l'une par rapport à l'autre, De plus si le récepteur est couplé en étoile sans neutre ou en triangle, les harmoniques multiples de trois éliminées. Ainsi, le système triphasé

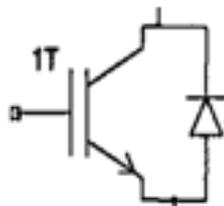
Obtenu à la sortie de l'onduleur est un système équilibré en tension ne contenant que les Harmoniques impairs différents de trois. Pour obtenir une tension alternative à partir une tension contenue, il faut découper la tension d'entrée et l'appliquer une fois dans un sens, l'autre fois

dans l'autre à la charge. L'onduleur de tension alimenté par une source de tension parfaite impose à sa sortie, grâce au jeu d'ouverture des interrupteurs, une tension alternative formée d'une succession de créneaux rectangulaires à deux niveaux, la période de fonctionnement est fixée par la commande des interrupteurs. L'architecture de ce convertisseur se compose de plusieurs bras, connectés chacun à une phase du réseau et comportant deux interrupteurs de puissance



Figure(2) : structure d'un onduleur triphasé en pont

Eléments de base de l'onduleur, les interrupteurs de puissance se composent, selon la puissance commutée, de GTO (Gate Turn Off), de MOS de puissance ou d'IGBT (Insulated Gate Bipolaire Transistor), en parallèle avec une diode (figure 2). la diode permet d'assurer la continuité du courant lors du changement de sens de celui-ci.



Figure(3) : Interrupteur avec IGBT et diode

Les caractéristiques de l'onduleur sont principalement définies par ces composants de puissance. Ceux-ci déterminent la puissance, la tension et courant maximum commutés, la fréquence maximale de commutation et le temps mort. Ces deux dernières caractéristiques sont particulièrement importantes car elles vont beaucoup influencer la conception. [06]

3.2. Différents types d'onduleurs

La variation de la vitesse de la machine est assurée grâce à leur alimentation par des convertisseurs statiques. Cette variation est obtenue par action sur une action ou un courant permettant la commande simultanée de la fréquence et de l'amplitude du signal.

Il existe essentiellement deux types de convertisseurs statiques qui permettent de réaliser ces deux opérations [15], [16], [17].

Les différentes structures de convertisseurs de base peuvent se ramener à deux familles [18].

3.3. Onduleur de courant

L'onduleur de courant transforme un courant continu en courants triphasés dans les enroulements de la machine. Il peut fonctionner en commutation naturelle, c'est le cas des machines synchrones. La commutation forcée est réalisée pour toutes les autres machines. Ce type d'onduleur ne permet que le réglage de la fréquence des grandeurs de sortie, l'amplitude de celle-ci doit être réalisée par ajustement de la grandeur d'entrée.

3.4. Onduleur de tension

L'onduleur de tension transforme en tension alternative triphasée une tension continue. Il impose une forme de tension déterminée à la machine quelque soit le courant absorbé et travaille en commutation forcée. Une commande adéquate permet le réglage de la fréquence et de l'amplitude des grandeurs de sortie.

4. Modélisation de l'onduleur de tension triphasé à deux niveaux

Pour un onduleur triphasé à deux niveaux, les commandes des interrupteurs d'un bras sont complémentaires. Donc pour chaque bras, il y a deux états indépendants. Ces deux états peuvent être considérés comme une grandeur booléenne.

- $s_{a,b,c} = 1$: interrupteur du demi- bras haut (a,b ou c) fermé
- $s_{a,b,c} = 0$: interrupteur du demi- bras bas (a,b ou c) fermé.

Dans ces conditions on peut écrire :

$$u_{Jno} = S_{JE} + \frac{E}{2} \dots \dots \dots (2.1)$$

Pour simplifier l'étude, on supposera que son alimentation en tension comme une source parfaite dans le sens où, quelque soit le courant ' i ' délivré ou absorbé, la tension 'E' à ses bornes reste toujours constante, et que cette alimentation est constituée par deux générateurs de f.é.m. égales à $\frac{E}{2}$ connectés entre eux par un point fictif noté no.

Les tensions entre phases sont données par [14], [15], [16], [17], [18] :

$$\begin{cases} u_{ab} = u_{ano} - u_{bno} \\ u_{bc} = u_{bno} - u_{cno} \dots\dots\dots(2.2) \\ u_{ca} = u_{cno} - u_{ano} \end{cases}$$

Si la charge est équilibrée : $u_{an} + u_{bn} + u_{cn} = 0$

D'où :

$$\begin{cases} u_{an} = \frac{1}{3} [u_{ab} - u_{ca}] \\ u_{bn} = \frac{1}{3} [u_{bc} - u_{ab}] \dots\dots\dots(2.3) \\ u_{cn} = \frac{1}{3} [u_{ca} - u_{bc}] \end{cases}$$

Et donc:

$$\begin{cases} u_{an} = \frac{2}{3} u_{ano} - \frac{1}{3} u_{bno} - \frac{1}{3} u_{cno} \\ u_{bn} = -\frac{1}{3} u_{ano} + \frac{2}{3} u_{bno} - \frac{1}{3} u_{cno} \dots\dots\dots(2.4) \\ u_{cn} = \frac{1}{3} u_{ano} - \frac{1}{3} u_{bno} + \frac{2}{3} u_{cno} \end{cases}$$

et le potentiel du point neutre est donné par : $u_{nno} = \frac{1}{3} [u_{ano} + u_{bno} + u_{cno}] \dots\dots\dots(2.5)$

En utilisant les variables booléennes de l'état des interrupteurs, on aura:

$$\begin{cases} u_{ano} = E(S_a - 0.5) \\ u_{bno} = E(S_b - 0.5) . \\ u_{cno} = E(S_c - 0.5) \end{cases}$$

Et donc

$$\begin{cases} u_{ao} = \frac{E}{3} (2S_a - S_b - S_c) \\ u_{bo} = \frac{E}{3} (-S_a + 2S_b - S_c) \dots\dots\dots(2.6) \\ u_{co} = \frac{E}{3} (S_a - S_b + 2S_c) \end{cases}$$

Pour simplifier les calculs et représenter ces tensions, nous appliquons la transformation triphasée/biphasée en respectant le transfert de puissance:

$$\begin{cases} u_{s\alpha} = \frac{2}{3} u_{an} - \frac{1}{2} u_{bn} - \frac{1}{2} u_{cn} \\ u_{s\beta} = \frac{2\sqrt{3}}{3} u_{bn} - \frac{\sqrt{3}}{2} u_{cn} \dots\dots\dots(2.7) \end{cases}$$

$u_{s\alpha}$ et $u_{s\beta}$ prennent un nombre fini de valeurs définissant les limites de 6 secteurs dans le plan α, β figure (4)

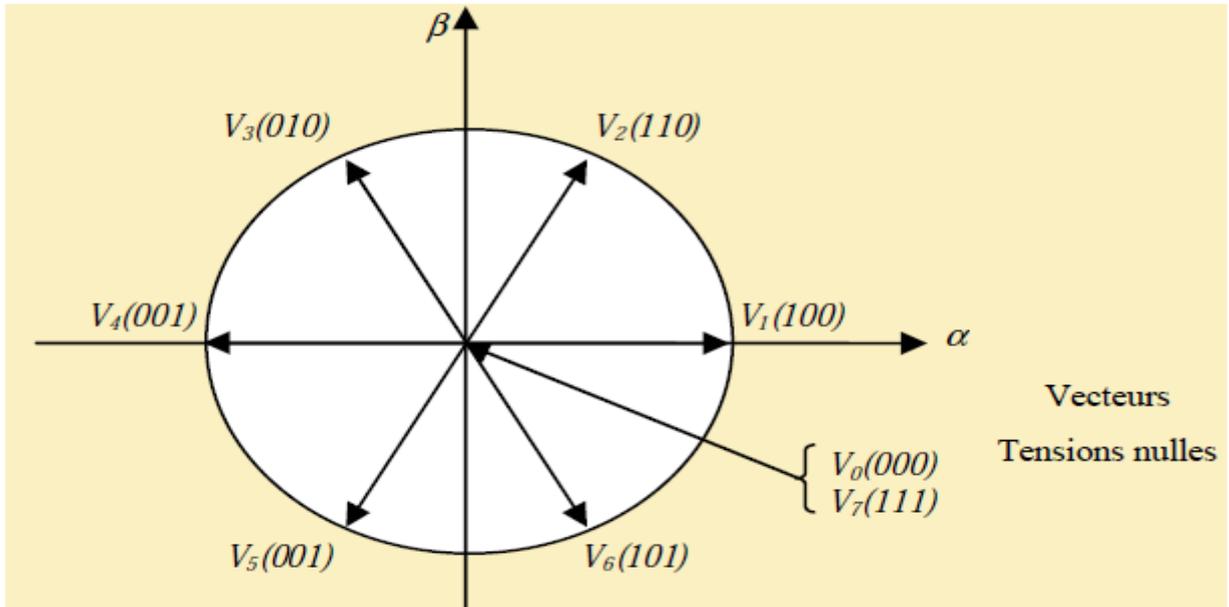


Figure (4) : Représentation de polygone de commutation.

Selon les séquences binaires attribuées à S_K qui sont au nombre de $2^3 = 8$ combinaisons possibles on peut générer l'étoile « six » de l'onduleur vectoriel matérialisant les six positions possibles avec les deux séquences nulle

N°	V_i	S_A	S_B	S_C
1	V_0	0	0	0
2	V_5	0	0	1
3	V_3	0	1	0
4	V_4	0	1	1
5	V_1	1	0	0
6	V_6	1	0	1
7	V_2	1	1	0
8	V_7	1	1	1

Tableau (2.1) : table de vérité des séquences de l'onduleur

4.1. Modèle de la matrice de transfert

On considère son alimentation comme une source parfaite, constituée de deux générateurs de f.é.m. égale a $E/2$ connectés a un point noté N.

Pour simplifie la modélisation de l'onduleur on suppose que :

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

5. Conclusion

Dans ce chapitre, une étude sur l'onduleur à été menée sur le plan de son alimentation sa structure sa modélisation à porté sur son modèle matriciel et en fin sur son modèle vectoriel.

Chapitre 3

**Stratégies de commande de
l'onduleur**

Stratégies de commande de l'onduleur

1. Introduction

Pour la commande de l'onduleur plusieurs techniques de commande ont été adoptées, on cite ces techniques expliquées ci-dessous.

2. Modulation de Largeur d'Impulsion Sinus-Triangle

La modulation de largeur d'impulsion est réalisée par la comparaison d'une onde modulée basse fréquence (tension de référence) avec une onde porteuse haute fréquence de forme triangulaire. Les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersections entre la porteuse et la modulante, la fréquence de commutation des interrupteurs est fixée par la porteuse.

En triphasé, trois références sinusoïdales déphasés de $\frac{2\pi}{3}$ à la même fréquence f . [4] Comme à la sortie de l'onduleur, la tension n'est pas purement sinusoïdale, donc elle comporte des harmoniques, seules responsables des parasites ce qui engendre des pertes supplémentaires. Cette **MLI** sert à remédier ces problèmes et elle a les avantages suivantes :

1. Variation de la fréquence de la tension de sortie.
2. Elimination de certaines harmoniques de tension.

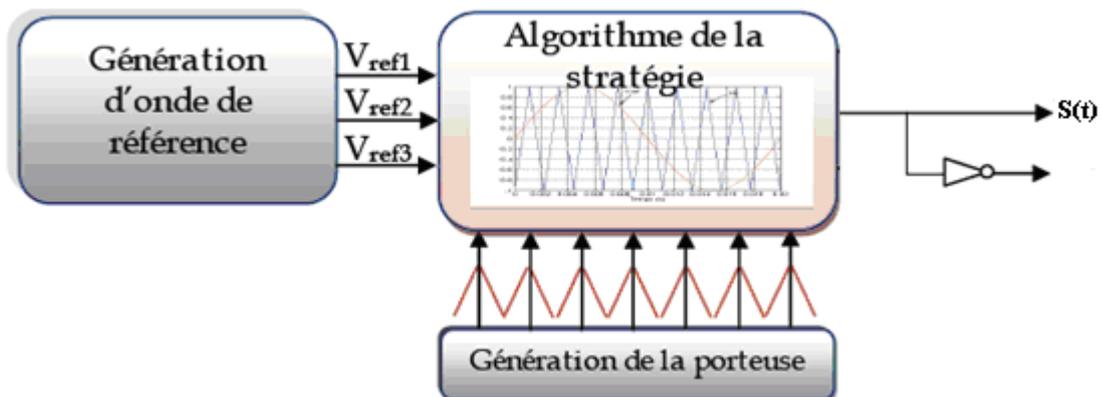


Figure (1): Principe de l'MLI Sinus-Triangle

3. Une simulation de l'onduleur MLI a donné les résultats suivants :

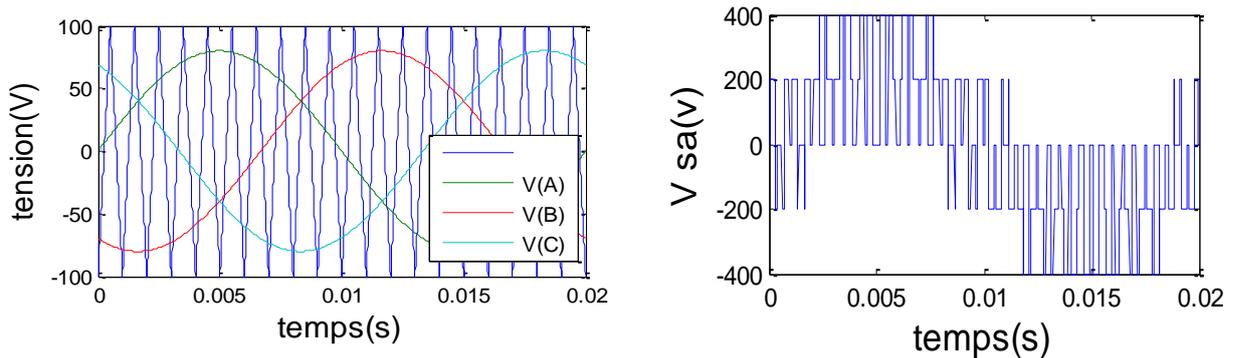


Figure (2): Evolution des tensions de référence, de la porteuse et de la phase a de l'onduleur

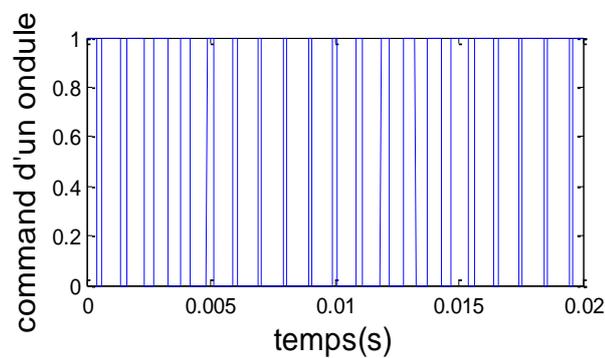


Figure (3) : Evolution de tension d'une seul phase de l'onduleur

4. Modulation de largeur d'impulsion vectorielle

4.1. Introduction

Dans ce qui suit, on a le schéma représentatif de la topologie d'un onduleur triphasé de tension donnée par la figure (5).

On considère que les interrupteurs sont idéaux et présentent deux états possibles : fermé (off) ou ouvert (on).

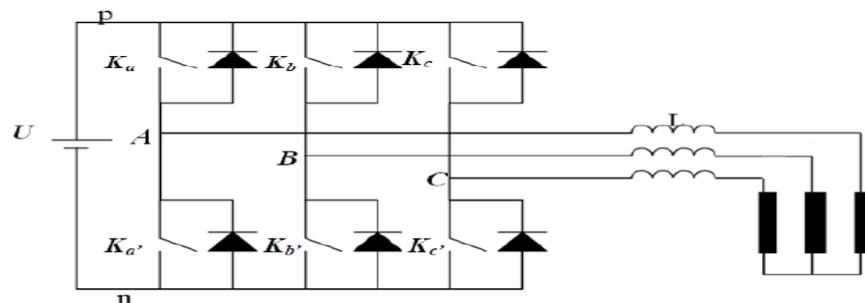


Figure (4) : La topologie d'un onduleur triphasé de tension

On considère que les interrupteurs de chaque bras sont commandés par deux signaux complémentaires. Ainsi, on a besoin de trois signaux logiques (K_a , K_b et K_c) pour commander les six interrupteurs formant l'onduleur.[4]

Toutefois, dans la pratique il faut prévoir un délai entre les deux signaux pour ne pas court-circuiter la source U .

La figure (4) fait le lien entre les différentes séquences, les vecteurs de tensions et l'état des interrupteurs formant l'onduleur :

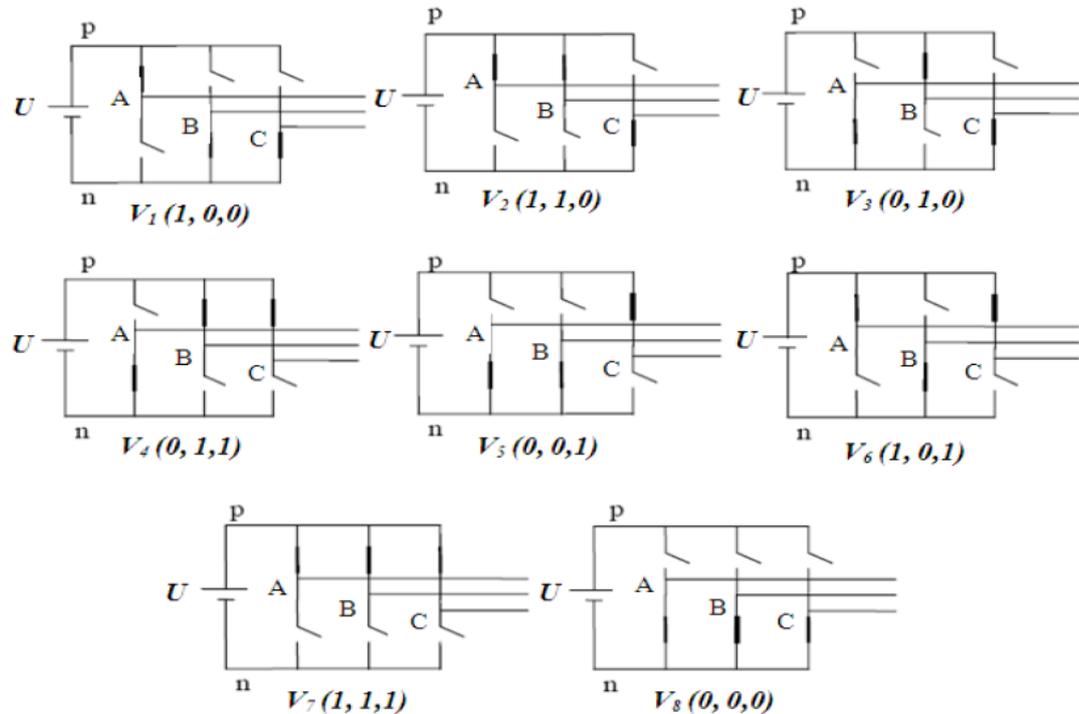


Figure (5) les huit états topologies de l'onduleur triphasé

Pour expliquer le principe de la modulation par la méthode vectorielle, on fait appel au schéma suivant figure (6) :

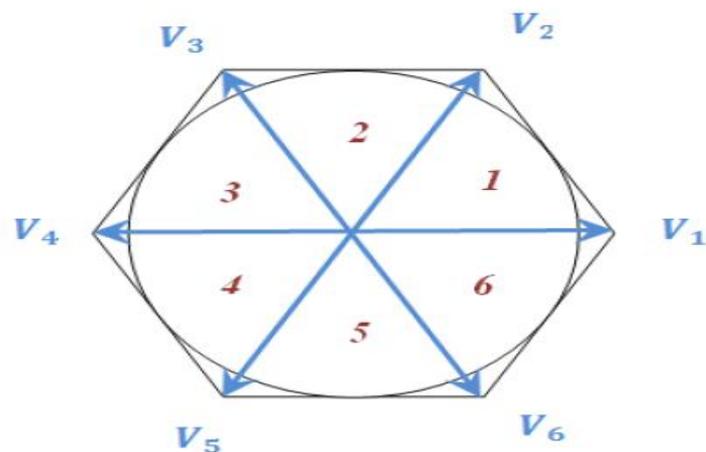


Figure (6) Représentation vectorielle des tensions générées par l'onduleur

Puisque chaque interrupteur a deux états (ouvert ou fermé), ce qui donne donc $2^3=8$ combinaisons possibles représentées par huit vecteurs :

- Six vecteurs principaux (1 à 6) actif, la tension est appliquée aux bornes de la charge. [4]
- Deux vecteurs de roues libres (8 et 7) inactif, pas de tension aux bornes de la charge.

Les six vecteurs principaux sont déphasés, l'un par rapport à l'autre, de $(\pi/3)$ formant ainsi six sections (triangles). Chaque vecteur correspond à une séquence bien définie composée de trois

variables logiques qui pilotent instantanément les trois bras de l'onduleur.

5. Les vecteurs spatiaux de tension

La modulation des vecteurs spatiaux SVM pour un onduleur de tension est basée sur la représentation vectorielle des tensions triphasées dans un plan bidimensionnelle (α, β) .

Considérant la topologie 1 de la figure (4), qui est répétée dans la figure (7) :

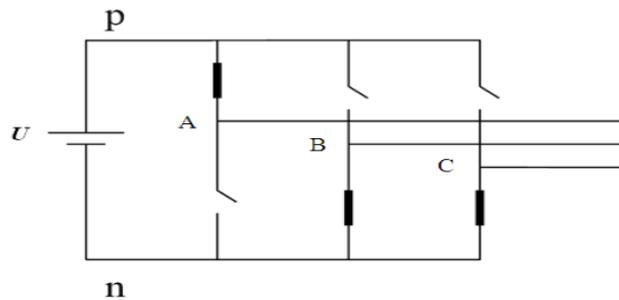


Figure (7): Topologie 1 – V1 (1,0,0) de l'onduleur triphasé

Les tensions composées (U_{AB} , U_{BC} , U_{CA}) sont données par :

$$\begin{cases} U_{AB} = U \\ U_{BC} = 0 \\ U_{CA} = -U \end{cases}$$

Ces valeurs peuvent être représentées dans la plan (α, β) comme elles sont montrées dans la figure (7), où les tensions (U_{AB} , U_{BC} , U_{CA}) sont les vecteurs des tensions composées décalées entre eux de 120° dans l'espace.

Le vecteur efficace de tension produit par cette topologie est représenté comme V1 (pnn) dans la figure (7). Ici le pnn de « notation » se rapporte aux trois bras des phases (a,b,c) étant relié à la borne positive de la source de tension continue (p) ou à la borne négative de la source de tension continue (n).

Ainsi le pnn indique que la phase (a) étant relié à la borne positive (p) et les phases (b et c) étant reliés à la borne négative (n).

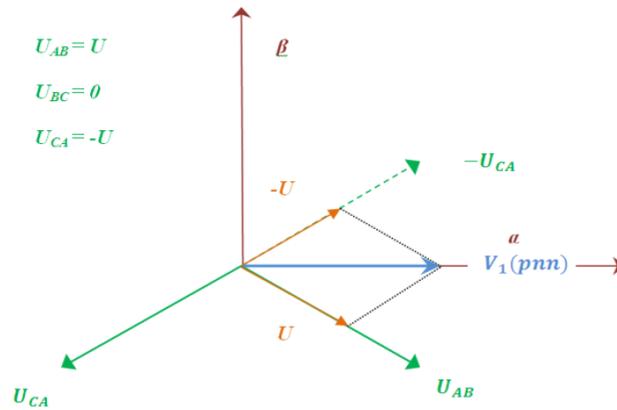


Figure (8) : Représentation de la topologie 1 dans le plan (α,β)

La même méthode à suivre pour les autres topologies, les six vecteurs différents de zéro de tension (V_1 à V_6) sont représentés sur les positions montrées dans la figure (7). Les têtes de ces vecteurs forment un hexagone régulier (ligne pointillée dans la figure. (8))

Nous définissons le secteur limité par deux vecteurs adjacents dans l'hexagone, comme **secteur**. Ainsi, il y a six secteurs numérotés de (1 à 6) ;

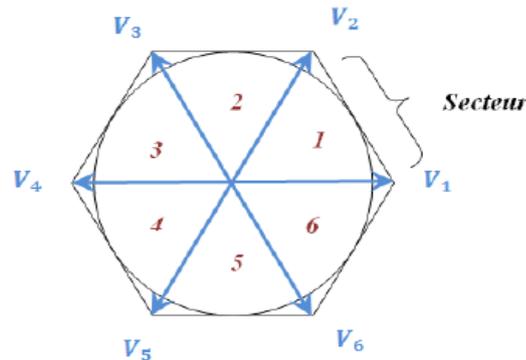


Figure (9) Représentation des vecteurs de tension différents de zéro dans le plan (α,β)

Considérant les deux dernières topologies de la figure (10) qui sont répétées dans la figure (12).

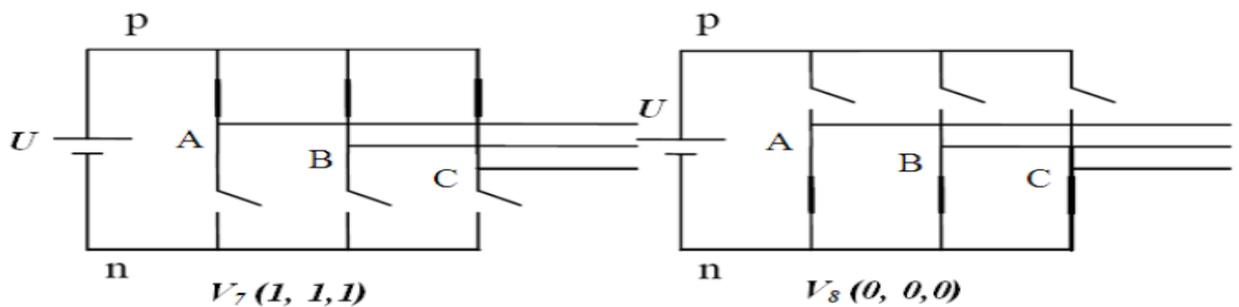


Figure (10): Les deux topologies de l'onduleur V_7 et V_8

Les vecteurs des tensions de sortie produit par ces topologie sont données par :

$$\begin{cases} U_{AB} = 0 \\ U_{BC} = 0 \\ U_{CA} = 0 \end{cases}$$

Ces vecteurs de tension sont représentés par des vecteur ayant des amplitudes nulles et par conséquent, ils sont désignés sous le nom des vecteurs de tension nulle ou des vecteurs à roues libres.

Ils sont positionnés à l'origine du plan (α, β) comme montré sur la figure (12).

Les vecteurs (V1 à V8) sont appelés les vecteurs d'état de commutation.

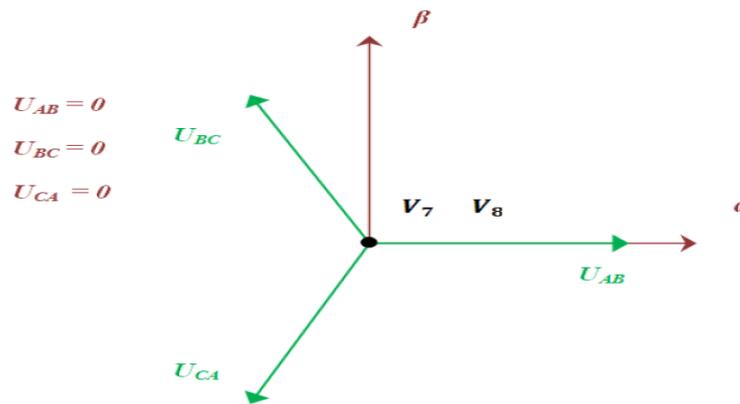


Figure (11) : Représentation des vecteurs de tension nulle dans le plan (α, β)

6. Principe de la MLI Vectorielle.

Pour chaque période de modulation de l'onduleur, les tensions triphasées fournies par l'algorithme de commande peuvent s'exprimer dans un repère fixe au stator, par l'intermédiaire de leurs projections $V_\alpha(k)$ et $V_\beta(k)$ (cf. Annexe A).

Un onduleur triphasé à deux niveaux de tension, possède six cellules de commutation figure (13), donnant huit configurations de commutations possibles. Ces huit configurations de commutations (notés de v_0 à v_7) peuvent s'exprimer dans le plan $\alpha\beta$ par 8 vecteurs de tensions, parmi ceux-ci deux sont nuls les autres sont equi-répartis tout les 60° .

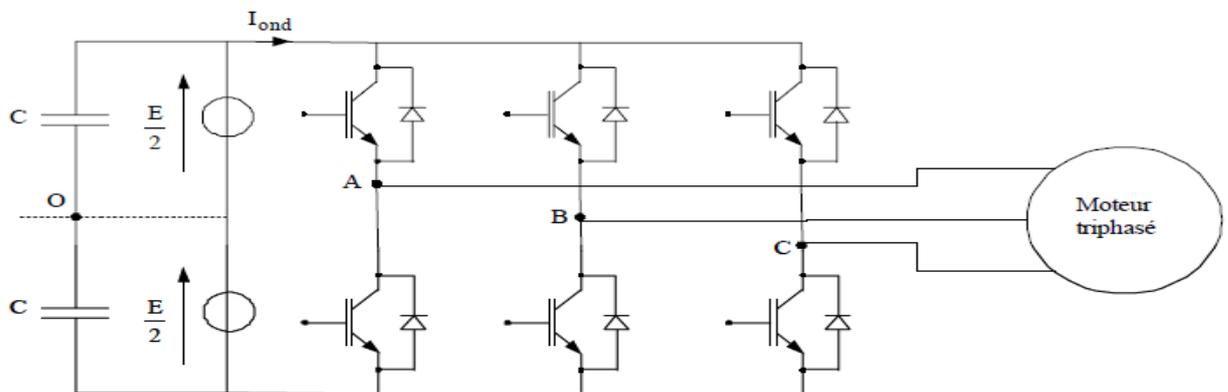
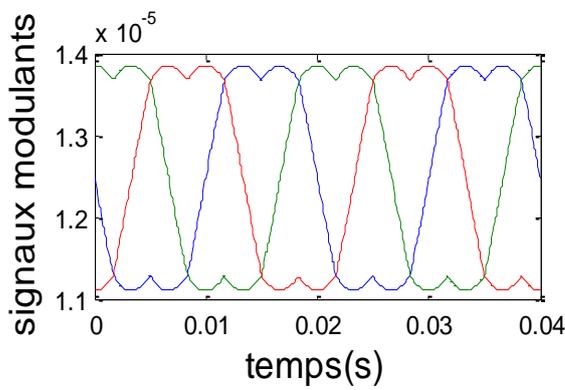


Figure (12) : Onduleur de tension à deux niveaux

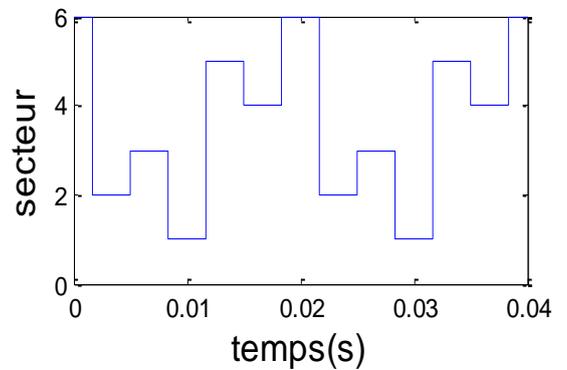
Sachant que dans le repère triphasé les tensions $V_a(K), V_b(K), V_c(K)$ sont représentées dans le plan α, β par un vecteur $V_s(K)$, le principe de MLI vectorielle, consiste à projeter ce vecteur $V_s(K)$ Sur les deux vecteurs adjacents correspondant à deux états de commutation de l'onduleur.

Les valeurs de ces projections assurant le temps de calcul des commutations désirées. Selon le couplage étoile ou triangle du stator les tensions aux bornes de chaque enroulement diffèrent, ce qui conduit à un calcul particulier de la MLI. Nous allons maintenant développer dans ces deux cas le calcul des temps de commutations de la MLI vectorielle.[5]

7. Une simulation de l'onduleur à MLI vectorielle a donné les résultats suivants :



Signaux modulant



Evolution du secteur

Figure (1 3) : Evolution des tensions de référence, de la porteuse et de la phase a de MLI_SVM

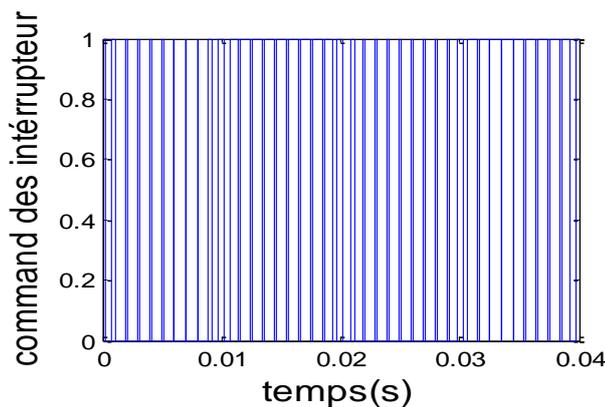


Figure (14) : Evolution de tension d'une seule phase

8. MLI VECTORIELLE, MONTAGE EN ETOILE

Pour un montage en triangle, les différentes configurations des trois bras de l'onduleur conduisent aux tensions suivantes entre les différents points d'un onduleur deux niveaux tableau (3.1).

Nom	V_{ao}	V_{bo}	V_{co}	V_{ab}	V_{bc}	V_{ca}
v_0	$\frac{-E}{2}$	$\frac{-E}{2}$	$\frac{-E}{2}$	0	0	0
v_1	$\frac{+E}{2}$	$\frac{-E}{2}$	$\frac{-E}{2}$	+E	0	-E
v_2	$\frac{+E}{2}$	$\frac{+E}{2}$	$\frac{-E}{2}$	0	+E	-E
v_3	$\frac{-E}{2}$	$\frac{+E}{2}$	$\frac{-E}{2}$	-E	+E	0
v_4	$\frac{-E}{2}$	$\frac{+E}{2}$	$\frac{+E}{2}$	-E	0	+E
v_5	$\frac{-E}{2}$	$\frac{-E}{2}$	$\frac{+E}{2}$	0	-E	+E
v_6	$\frac{+E}{2}$	$\frac{-E}{2}$	$\frac{+E}{2}$	+E	-E	0
v_7	$\frac{+E}{2}$	$\frac{+E}{2}$	$\frac{+E}{2}$	0	0	0

Tableau (3.1) : Tensions simples et entre phases

L'expression des grandeurs triphasées dans le repère $\alpha \beta$ passe par la transformée de Concordia, celle-ci possède un coefficient arbitraire k. Désirant avoir, pour cette transformation, la Conservation des puissances nous avons pris $K = \sqrt{\frac{2}{3}}$. (Voir Annexe A) Ici, les tensions dans le repère $\alpha \beta$ s'expriment par la relation matricielle suivante :

$$\begin{bmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{ab} \\ u_{bc} \\ u_{co} \end{bmatrix} \dots\dots\dots(3.1)$$

A chaque état de commutation de l'onduleur les commutations u_0 à u_7 donnent des tensions dans le plan α, β , décrites par le tableau suivant :

	v_0	v_1	v_2	v_3	v_4	v_5	v_6	v_7
V_{ab}	0	+E	0	-E	-E	0	+E	0
V_{bc}	0	0	+E	+E	0	-E	-E	0
V_{ca}	0	-E	-E	0	+E	+E	0	0
V_{α}	0	$+\frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} \cdot E$	0	$-\frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} \cdot E$	$-\frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} \cdot E$	0	$+\frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} \cdot E$	0
V_{β}	0	$+\frac{E}{\sqrt{2}}$	$+\sqrt{2} \cdot E$	$+\frac{E}{\sqrt{2}}$	$-\frac{1}{\sqrt{2}} \cdot E$	$-\sqrt{2} \cdot E$	$-\frac{1}{\sqrt{2}} \cdot E$	0

Tableau (3.2) : Tensions dans le repère α, β

La représentation dans le plan α, β de des vectrices tensions correspondantes à ces commutations permet de déterminer un hexagone à l'intérieur duquel le vecteur tension doit se trouver pour éviter la saturation de la grandeur de commande. [5]

8.1. Calcul des temps d'application des états de l'onduleur.

A chaque période de modulation de l'onduleur que nous noterons T_{mod} , le vecteur V , projeté sur ses deux vecteurs adjacents assure le calcul des temps de commutation (figure 17 et 18).

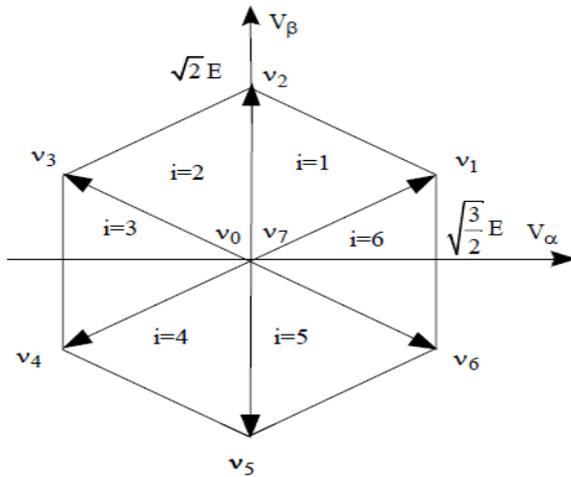


Figure (17) : Tensions dans le repère α, β tension

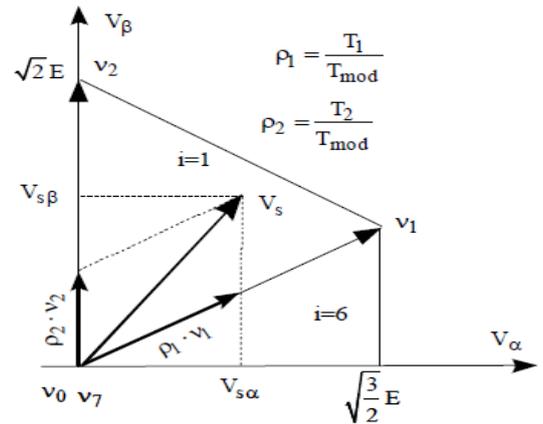


Figure (18) : Décomposition d'un vecteur

La somme des temps de conduction T_i et T_{i+1} doit être inférieur à la période de modulation T_{mod} de l'onduleur.

Pour illustrer la méthodologie, considérons ici le vecteur de tension V_s entre les vecteurs de u_1 et u_2

qui correspondent aux commutation u_1 et u_2

$$u_1 = \sqrt{2} \cdot u \cdot e^{j\frac{\pi}{6}} \text{ et } u_2 = \sqrt{2} \cdot u \cdot e^{j\frac{\pi}{2}} \dots\dots\dots(3.2)$$

En exprimant le vecteur tension dans le repère α, β nous aurons :

$$u_s = u_{s\alpha} + j \cdot u_{s\beta} = \frac{T_1}{T_{com}} \cdot u_1 + \frac{T_2}{T_{com}} \cdot u_2 \dots\dots\dots(3.3)$$

$$u_{s\alpha} + j \cdot u_{s\beta} = \frac{T_1 \cdot \sqrt{2} \cdot u}{T_{mod}} \cdot \left(\cos\left(\frac{\pi}{6}\right) + j \cdot \sin\left(\frac{\pi}{6}\right) \right) + \frac{T_2 \cdot \sqrt{2} \cdot u}{T_{mod}} \cdot \left(\cos\left(\frac{\pi}{6}\right) + j \cdot \sin\left(\frac{\pi}{6}\right) \right) \dots\dots\dots (3.4)$$

En développant cette équation il est possible d'exprimer les temps d'application T_1 et T_2 des vecteurs u_1 et u_2 en fonction de $u_{s\alpha}$ et $u_{s\beta}$

Ces temps de conduction seront :

$$T_1 = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot u_{s\alpha} \cdot \frac{T_{mod}}{E} \text{ et } T_2 = \left(-\frac{1}{\sqrt{6}} u_{s\alpha} + \frac{1}{\sqrt{2}} u_{s\beta} \right) \cdot \frac{T_{mod}}{E} \dots\dots\dots(3.5)$$

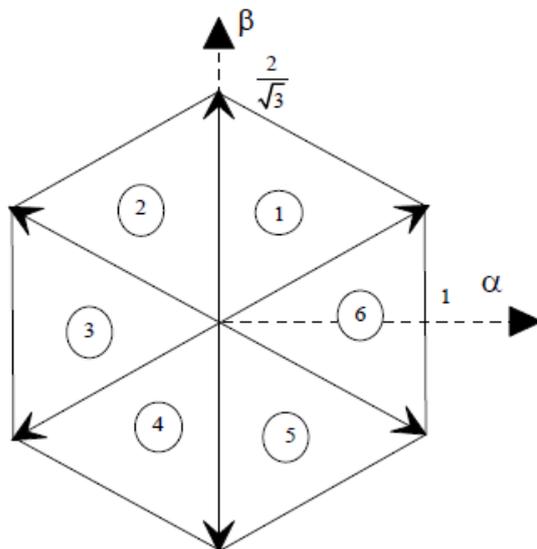
Si nous faisons les mêmes calculs pour les six secteurs, les temps de conduction obtenus sont les suivants :

i=1	i=2	i=3
$T_1 = \sqrt{\frac{2}{3}} V_{s\alpha} \cdot \frac{T_{mod}}{E}$	$T_2 = \left(+\frac{1}{\sqrt{6}} V_{s\alpha} + \frac{1}{\sqrt{2}} V_{s\beta} \right) \cdot \frac{T_{mod}}{E}$	$T_3 = \left(-\frac{1}{\sqrt{6}} V_{s\alpha} + \frac{1}{\sqrt{2}} V_{s\beta} \right) \cdot \frac{T_{mod}}{E}$
$T_2 = \left(-\frac{1}{\sqrt{6}} V_{s\alpha} + \frac{1}{\sqrt{2}} V_{s\beta} \right) \cdot \frac{T_{mod}}{E}$	$T_3 = -\sqrt{\frac{2}{3}} V_{s\alpha} \cdot \frac{T_{mod}}{E}$	$T_4 = \left(-\frac{1}{\sqrt{6}} V_{s\alpha} - \frac{1}{\sqrt{2}} V_{s\beta} \right) \cdot \frac{T_{mod}}{E}$
i=4	i=5	i=6
$T_4 = -\sqrt{\frac{2}{3}} V_{s\alpha} \cdot \frac{T_{mod}}{E}$	$T_5 = \left(-\frac{1}{\sqrt{6}} V_{s\alpha} - \frac{1}{\sqrt{2}} V_{s\beta} \right) \cdot \frac{T_{mod}}{E}$	$T_6 = \left(+\frac{1}{\sqrt{6}} V_{s\alpha} - \frac{1}{\sqrt{2}} V_{s\beta} \right) \cdot \frac{T_{mod}}{E}$
$T_5 = \left(+\frac{1}{\sqrt{6}} V_{s\alpha} - \frac{1}{\sqrt{2}} V_{s\beta} \right) \cdot \frac{T_{mod}}{E}$	$T_6 = \sqrt{\frac{2}{3}} V_{s\alpha} \cdot \frac{T_{mod}}{E}$	$T_1 = \left(+\frac{1}{\sqrt{6}} V_{s\alpha} + \frac{1}{\sqrt{2}} V_{s\beta} \right) \cdot \frac{T_{mod}}{E}$

Tableau (3.3) : Calcul des temps d'application des vecteurs non nuls

Afin de reconnaître dans quel secteur se trouve le vecteur de tension u_s une série de tests sur $u_{s\alpha}$ et $u_{s\beta}$ assurent la localisation de celui ci.

8.2. Calcul des rapports cycliques de commutation pour chaque secteur.



Afin de faciliter les calculs nous normaliserons à L'intervalle [1 1] les tensions $V_{s\alpha}$ et $v_{s\beta}$ en posant

$$u_{s\alpha} = \frac{u_{s\alpha}}{E} \cdot \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \dots\dots\dots(3.6)$$

$$u_{s\beta} = \frac{u_{s\beta}}{E} \cdot \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \dots\dots\dots(3.7)$$

Le calcul des commutations sera défini à partir des rapports cycliques $p_i = \frac{T_i}{T_{mod}} \dots\dots\dots(3.8)$

Figure (20) : Vecteurs tensions dans le plan α, β

Par exemple, pour le secteur 1 les relations du tableau 17 donnent :

$$T_1 = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot V_{s\alpha} \cdot \frac{T_{mod}}{E} \quad T_2 = \left(-\frac{1}{\sqrt{6}} V_{s\alpha} + \frac{1}{\sqrt{2}} V_{s\beta} \right) \cdot \frac{T_{mod}}{E} \dots \dots \dots (3.9)$$

En reportant dans ces deux relations les expressions de $V_{s\alpha}$ et $V_{s\beta}$ issues des équations

et sachant que le rapport cyclique est défini par $P_i = \frac{T_i}{T_{mod}}$, nous obtenons

$$P_1 = V_{s\alpha} \quad P_2 = \left(-0.5 \cdot V_{s\alpha} + \frac{\sqrt{3}}{2} V_{s\beta} \right) \dots \dots \dots (3.10)$$

En opérant de la même façon pour les autres secteurs les résultats sont donnés tableau

i=1 $P_1 = V_{s\alpha}$ $P_2 = \left(-0.5 \cdot V_{s\alpha} + \frac{\sqrt{3}}{2} V_{s\beta} \right)$	i=2 $P_2 = \left(+0.5 \cdot V_{s\alpha} + \frac{\sqrt{3}}{2} V_{s\beta} \right)$ $P_3 = -V_{s\alpha}$	i=3 $P_3 = \left(-0.5 \cdot V_{s\alpha} + \frac{\sqrt{3}}{2} V_{s\beta} \right)$ $P_4 = \left(-0.5 \cdot V_{s\alpha} - \frac{\sqrt{3}}{2} V_{s\beta} \right)$
i=4 $P_4 = -V_{s\alpha}$ $P_5 = \left(+0.5 \cdot V_{s\alpha} - \frac{\sqrt{3}}{2} V_{s\beta} \right)$	i=5 $P_5 = \left(-0.5 \cdot V_{s\alpha} - \frac{\sqrt{3}}{2} V_{s\beta} \right)$ $P_6 = V_{s\alpha}$	i=6 $P_6 = \left(+0.5 \cdot V_{s\alpha} - \frac{\sqrt{3}}{2} V_{s\beta} \right)$ $P_1 = \left(+0.5 \cdot V_{s\alpha} + \frac{\sqrt{3}}{2} V_{s\beta} \right)$

Tableau (3.4) : Calcul des rapports cycliques

9. Apport de la modulation vectorielle

Pour concrétiser l'apport de cette dernière technique qui la MLI vectorielle, une simulation a été effectuée dans ce sens en associant l'onduleur à la machine synchrone à aimants permanents.

10. Les résultats de simulations sont représentés ci-dessous :

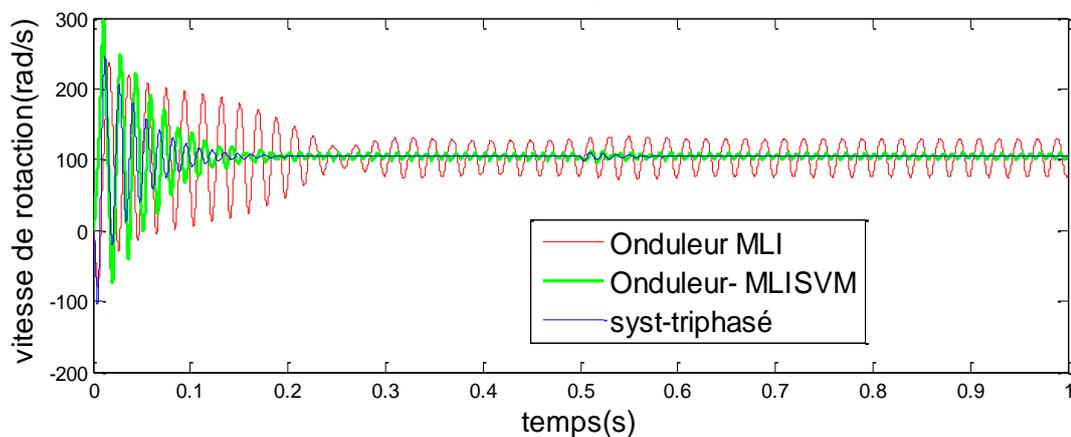


Figure (22) : Evolution de la vitesse

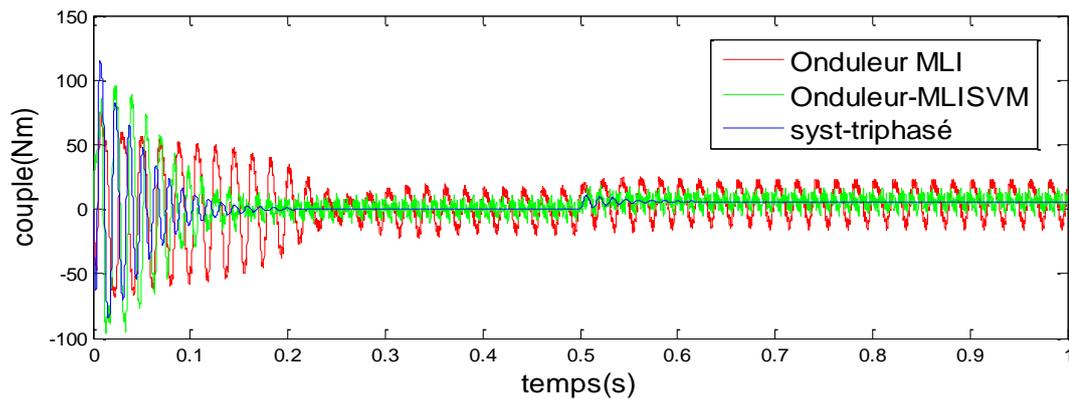


Figure (23) : Evolution du couple

La simulation montre qu'en utilisant l'onduleur à modulation de largeur d'impulsion, la vitesse ainsi que le couple se trouvent pulsés et accusent un retard pour se stabiliser.

Par contre, en utilisant un onduleur à modulation de largeur d'impulsion vectorielle, on remarque que les pulsations de la vitesse et du couple et le retard par rapport au cas précédent ont visiblement diminués. C'est donc l'apport de la modulation vectorielle.

11. Conclusion

Dans ce chapitre une association moteur synchrone-onduleur à été présentée. On s'est intéressé à la modélisation de l'onduleur triphasé à deux niveaux et sa commande par deux techniques différentes. Il s'agit de la modulation de la largeur d'impulsion intersective et vectorielle. L'association onduleur –machine à été validé par simulation en Simulink sous MATLAB. Les résultats obtenus ont montré que la vitesse accuse un temps de réponse considérable dans le cas de l'association onduleur MLI. Ce temps est relativement amélioré dans le cas des onduleurs MLI SVM. Cependant le couple se trouve pulsé dans les deux cas et moins pulsé dans le cas de l'onduleur SVM. C'est l'apport de cette technique MLI vectorielle (SVM).

[3]

Conclusion générale

Conclusion générale

Ce mémoire nous a permis en premier lieu de modéliser la machine synchrone et valider par simulation son modèle qui s'avère non linéaire et fortement couplé. La commande scalaire et la commande vectorielle se basent sur la variation de la fréquence ; en effet c'est le mode fréquentiel.

Cette variation n'est facilement possible qu'avec l'association de l'onduleur à la machine. L'association convertisseurs- machine est donc impérative. Cette association nécessite l'étude de différentes techniques de modulation. L'étude menée aussi bien sur le plan théorique que sur le plan de simulation a montré l'avantage qu'offrent les onduleurs à MLI vectorielle par rapport aux onduleurs à MLI intersective. En effet l'association onduleur MLI SVM avec la MSAP offre un temps de réponse de la vitesse relativement très faible et un couple moins pulsé.

Nous estimons que notre travail a atteint son objectif.

Nous espérons que notre travail soit complété par une commande vectorielle.

Bibliographie

Bibliographie

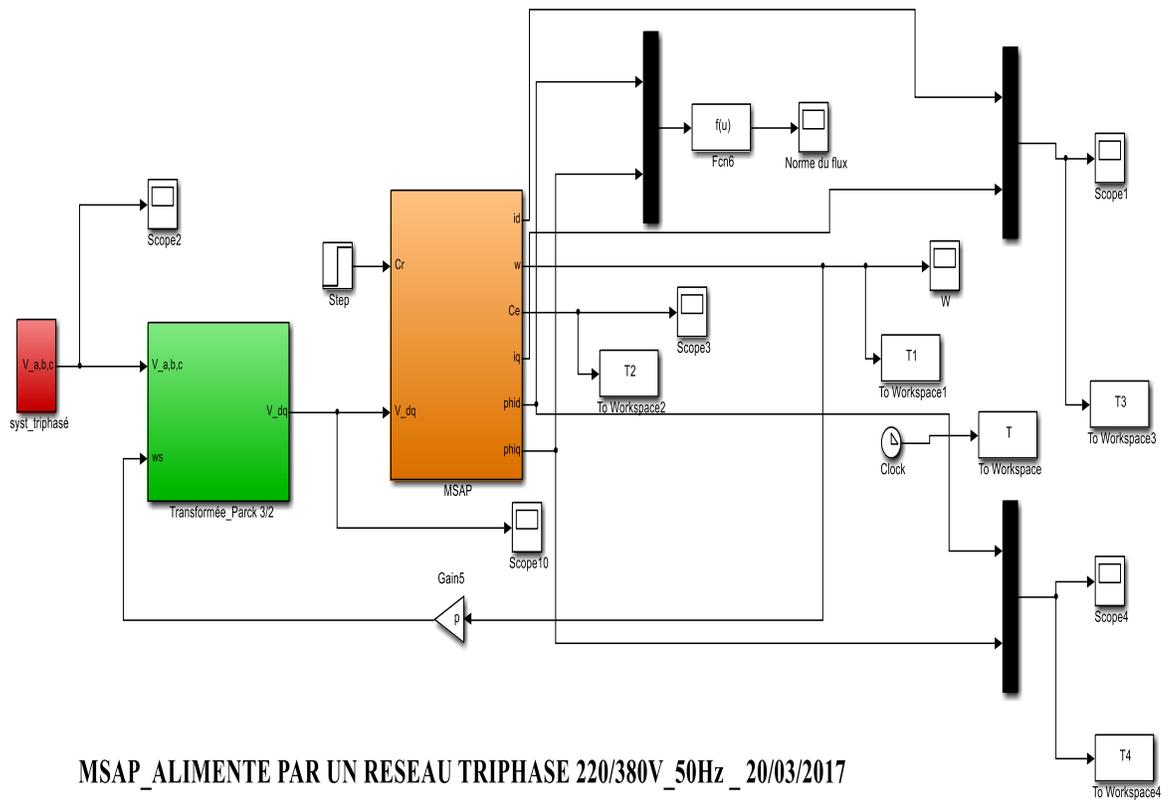
- [01] **Yacine, A.** " Contribution à la conception et à la commande des machines synchrones à double excitation , Application au véhicule hybride ".Thèse de Doctorat, Université Paris XI,2001
- [02] **Ameur, A.**"Commande sans capteur de vitesse par DTC d'une machine synchrone à aimants permanents dotée d'un observateur d'ordre complet à modes glissants".
- [03] **Belhamdi, S.** " Prise en compte d'un défaut rotorique dans la commande d'un moteur asynchrone ". Thèse de Magistère de l'université de Biskra 2005.
- [03] **Benchabane, F.** "Commande en position et en vitesse par mode de glissement d'un moteur triphasé à aimants permanents avec minimisation du chattering".
- [04] **Guy, S. Eddie, S.** " Modélisation et commande des moteurs triphasés".ellipses,Première Edition 2000.
- [04] <http://thesisuniv-biskra.dz/2284/3/chapitre1.pdf>
- [05]<http://www.techniques-ingenieur.fr/base-documentaire/energies-th4/convertisseurs-electriques-et-applications-42253210/onduleurs-de-tension-d3176/>
- [06] G.Abderrahim,A.hosam Eddine « Amélioration de la commande directe du couple d'une machine asynchrone par l'utilisation des convertisseurs SVM » Mémoire d'un master universite kasdi merbah ouargla (2015/2016).
- [07] WWW .réglage de la vitesse de rotation. Htm.
- [08] cours_Master2_chapitre 1 commande avec onduleur université ora
- [09] ILNSA5ème Année GE Option ISIP, commande vectorielle des machines asynchrones & synchrone, chapitre 4 : MLI vectorielle
- [10] A. Aissa, "Commande sans capteur de vitesse par dtc d'une achine synchrone à aimants permanents dotée d'un bserveateur d'ordre complet à modes glissants" mémoire de Mgister de l'université de Batna, Octobre 2005.
- [11] F. Khamar, "*Identification et commande de la machine synchrone à aimant permanent par les réseau de neurones*". mémoire de Mgister de l'université de Annaba.
- [12] G. Sturtzer, "Modélisation et Commande des Moteurs Triphasés", Ellipses Edition, Markty. S. A, 2000.
- [13] L. Baghli, "Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques" thèse de Doctorat de l'université Honri Poincaré, Nancy-1, Janvier 1999

- [14] **K.M. RAHMAN, M.R. KHAN, M.A. CHOUDHURY, M.A. RAHMAN**; "Variable band hysteresis controllers for PWM VSI", IEEE trans. PE. Vol.12, No.6 Nov 97, pp.964-970.
- [15] **M.P. KAZMIERKOWSKI, L. MAESANI**; "Current control techniques for 3 phases voltage source PWM converters", IEEE trans. IE, vol.45, No.5 Oct.98, pp.691-703.
- [16] **M. KADJOUJ, M.EH. BENBOUZID, R. ABDESSEMED, C. GHENNAI**; "Current control of PMSM fed by two and three levels VSI", proc. of the EPE/PEMC, Slovakia Sept. 2000, vol. 7, pp. 69-74.
- [17] **R. PEÑAEGUILUZ**; "Commande algorithmique d'un système mono-onduleur bimachine asynchrone destine à la traction ferroviaire", Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2002.
- [18] **H. BUHLER**; "Convertisseurs statiques", Presses Polytechniques et Universitaires Romandes, Lausanne 1991.

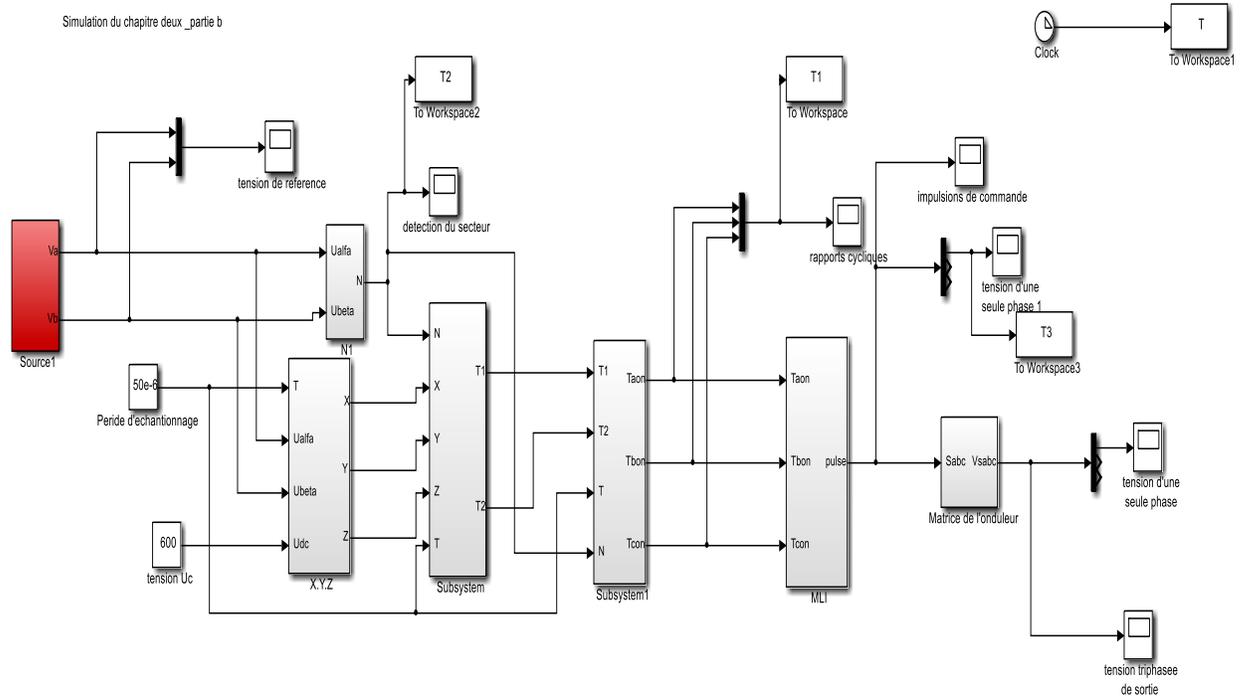
Annexes

%Parametres du MSAP

R=1.4
phif=0.1546
J=0.00176
f=0.000388
p=3
Lq=0.0058
Ld=0.0066
Cn=6.1

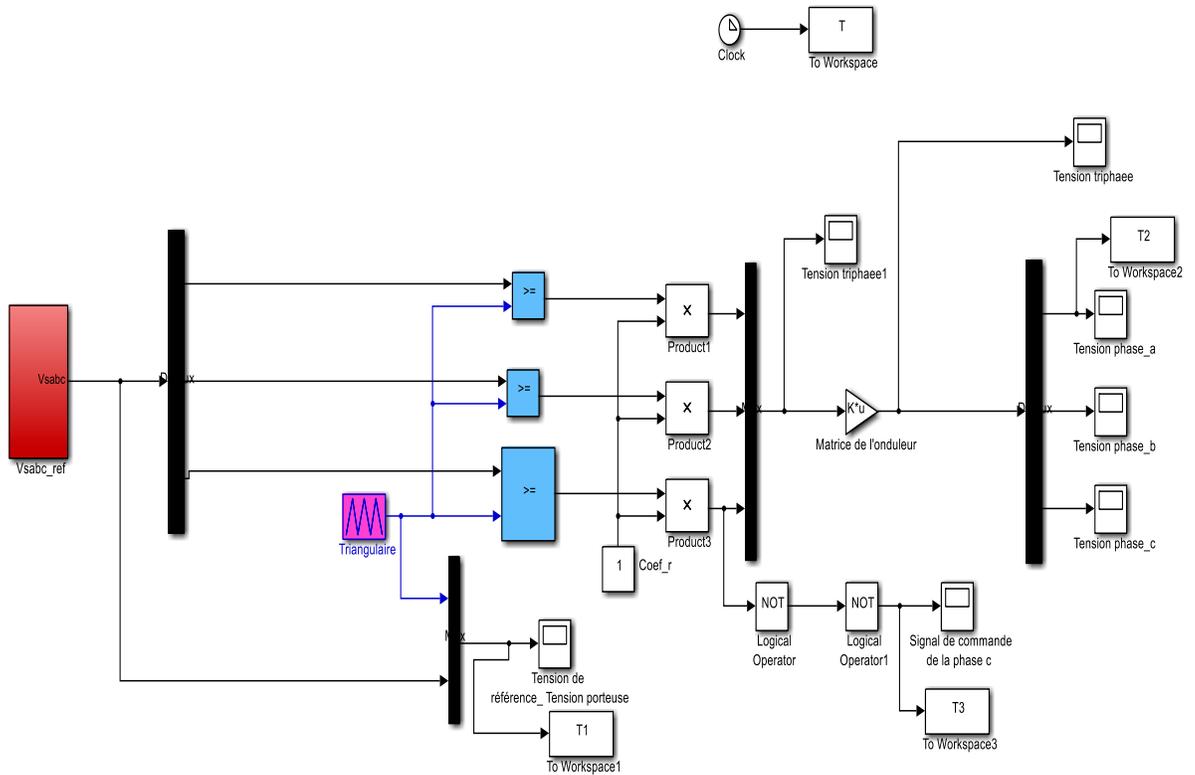


MSAP_ALIMENTE PAR UN RESEAU TRIPHASE 220/380V_50Hz_20/03/2017

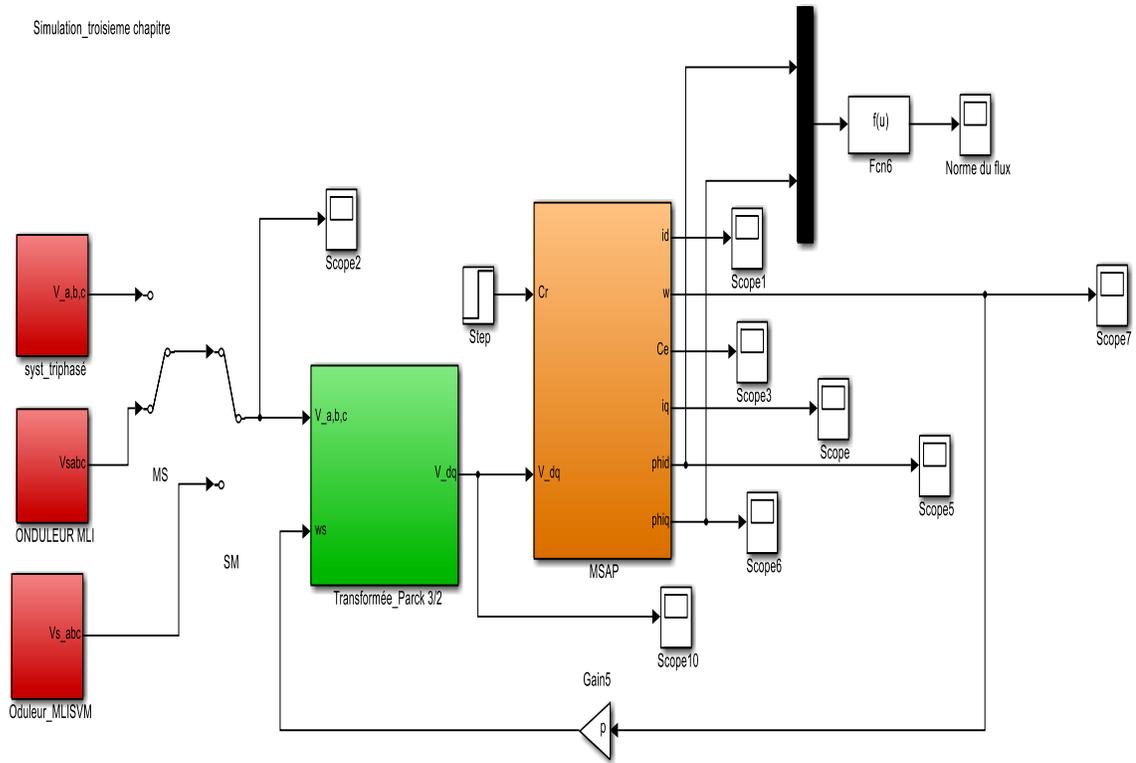


ONDULEUR_MLI VECTORIELLE 23/04/2017

chapitre



ONDULEUR TRIPHASE_MLI 23/05/2017



ASSOCIATION MSAP_ONDULEUR 23/05/2017

العمل المنجز في هذه المذكرة يمثل التحكم الشعاعي للالة المتزامنة ذات المغناطيس الدائم حيث ان تجارب قياس قوة التحكم حسب تغيرات اعدادات الالة,انعكاس السرعة اثبتت فعالية المنظمات الكلاسيكية المختارة.

Résumé

Le travail réalisé dans ce mémoire représente la commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents où des tests de robustesse de la commande sont vérifiés à savoir les variations paramétriques, inversion de vitesse montrant ainsi l'efficacité des régulateurs classiques choisis.

Abstract

The work carried out in this paper represents the vectorial control of the Permanent magnet synchronous machine where robustness tests of the Control are checked ie the parametric variations, inversion of speed Thus showing the efficiency of the conventional regulators chosen.