REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE

UNIVERSITE YAHIA FARES DE MEDEA



Faculté de Technologie

Mémoire de fin d'études de Master

Filière : Electrotechnique

Spécialité : Commandes Electriques

Etude expérimentale des stratègies de commande d'un onduleur a deux niveaux alimentant une machine asynchrone

---

Présente par :

Chaib Fethi

Haoui Tayeb

Proposé et Dirigé par :

Dr.Boulkhrachef Salah

Dr.Bouchhida Wahid

DEDICACES

Je dédie cordialement ce modeste mémoire:

A Mon cher ami: papa SAID

A la plus forte femme et la plus belle femme: Mama FERIHA.

A mes frères: MUSTAPHA, ABDE RAZZAK et MOUNIR, et ses enfants.

A ma sœur MALIKA et ses fils

A mon bonheur ROUFAIDA.

A mes amis FETHI, MOKRANE et OMRANE

Aussi je dédie ce travail à l'épouse de TAYEB MELABI ALLAH yarhamha et ses fils.

En fin je dédie ce mémoire a toute ma promo de commandes électriques et à tous mes amis qui m'ont soutenu par leurs encouragements.

HAOUI TAYEB

……..

Je dédie ce travail à mes chers parents (OMAR ET FATIMA), merci pour leurs sacrifices, leur patience, le soutien, l'aide et les encouragements qu'ils ont apportés pendant toutes ces années d'études. Sans eux, je ne serais pas ce que je suis aujourd'hui.

Je dédie également ce travail:

Membres: Tayeb, Imrane. Mokrane

À mes frères: OTHMAN et ses deux fils MOHAMEDE. RABEH. SALSABIL, ELALDJA et ses trois fils

À toute ma famille, des oncles et des oncles, et surtout SLIM RABEH

Tous mes amis: BILAL. SOHBI. RACHID. Et d'autres.

CHAIB FETHI

REMERCIEMENT

Tout d’abord merci au bon dieu le tout puissant, de nous avoir donné la santé. La force, la patience et la volonté pour réaliser ce travail dans des meilleures circonstances et en bon état.

Nous réservons une couronne de remerciements qui restera éternelle à mon professeur encadreur Monsieur BOULEKHERACHEF SALAH qui a dirigé ce travail, pour son assistance et ses judicieuses orientations.

Nous tenons à remercier notre encadreur, Dr.BOUCHHIDA WAHID, pour son encadrement, son suivi permanent et ses précieux conseils.

Nous tenons également à remercier vivement les membres de jury pour avoir accepté d’évaluer ce mémoire en ces temps difficiles.

Nous sommes très reconnaissant à nos enseignants, pour leur dévouement au transfert de connaissance.

Nous remercions tous nos amis et tous le membre de nos familles, pour leur support et encouragement.

RESUMÉ

Dans ce travail, on a présenté la commande de l'onduleur triphasé à deux niveaux par différentes techniques MLI : Modulation de largeur d'impulsion sinus triangle, vectorielle, élimination d'harmonique et hystérésis. Une simulation sous MATLAB/Simulink a permis de vérifier les techniques étudiés. En suite une réalisation pratique sur dSPACE est prévue pour valider les résultats obtenus par simulation numérique. Un bilan comparatif est élaboré pour étudier les quatre techniques MLI, en comparant entre elles avec de nombreux critères comme THD, spectres de fréquence, et les allures de la commande.

ABSTRACT

In this work, we presented the control of three-phase two level inverter with different PWM techniques: sinusoidal pulse width modulation (SPWM), space vector pulse width modulation (SVPWM), selective harmonic elimination and hysteresis. A simulation under MATLAB / Simulink enables to verify the techniques studied. Then, a practical implementation on dSPACE is carried out to validate the results obtained by numerical simulation. At the end, a comparative study is developed between the four PWM techniques, based upon many criteria such as THD, frequency spectrums, and control waveforms.

الملخص

في هذا العمل، قدمنا التحكم في العاكس ثلاثي الطور على مستويين من خلال تقنيات مختلفة (PWM): تعديل مثلث جيب النبض، المتجه، القضاء على التوافقيات والتباطؤ. جعلت محاكاة تحت (MATLAB / Simulink) من التحقق من التقنيات المدروسة. بعد إدراك عملي في (dSPACE) المسموح به للتحقق من صحة النتائج التي تم الحصول عليها عن طريق المحاكاة العددية. تم وضع تقييم مقارن لدراسة التقنيات الأربعة (MLI)، من خلال مقارنتها بالعديد من المعايير مثل (THD) وأطياف التردد وخطوات التحكم.

TABLE DES MATIERES

DEDICACES..... i
REMERCIEMENT..... ii
RESUMÉ..... iii
TABLE DES MATIERES..... iv
LISTE DES FIGURES.....vi
INTRODUCTION GENERALE.....vii

CHAPETER I : MODELISATION DE L'ALIMENTATION DU MOTEUR ASYNCHRONE

I.1 Introduction :.....9
I.1.1 Système d'alimentation :.....9
I.1.2 Modélisation de l'association convertisseurs-mas :.....9
I.2 Modélisation du redresseur :.....10
I.3 Modélisation du filtre.....11
I.4 Modélisation de l'onduleur de tension.....11
I.4.1 COMMANDE MLI DE L'ONDULEUR :.....13
I.5 Modélisation de la machine asynchrone :.....14
I.5.1 Introduction :.....14
I.5.2 Hypothèses simplificatrices.....14
I.5.3 Modèle mathématique du moteur asynchrone triphasé.....14
I.5.3.1 Au stator :.....15
I.5.3.1.1 Equation électrique:.....15
I.5.3.1.2 Equation magnétique :.....16
I.5.3.2 Au rotor :.....16
I.5.3.2.1 Equation électrique :.....16
I.5.3.2.2Equation magnétique :.....16
I.5.4 Transformation de Park :.....17
I.5.4.1 Equations électriques :.....18
I.5.4.2 Equations magnétiques :.....19
I.5.4.3 Equation mécanique :.....19
I.5.4.4 Choix du repère :.....19
I.5.4.4.1Définition des référentiels :.....19
I.5.4.4.2 Référentiel fixe par rapport au stator :.....20
I.5.4.4.3 Référentiel fixe par rapport au rotor :.....20
I.5.4.4.4 Référentiel fixe par rapport au champ tournant :.....20
I.6 Conclusion :.....21

CHAPETER II : STRATEGIES DE COMMANDE D'UN ONDULEUR DE TENSION TRIPHASE

II.1 Introduction : 23
II.2 Commande Triangulo-sinusoïdale (MLI) : 23
II.2.1 Principe de MLI sinusoïdale 23
II.2.2 Paramètres du MLI sinus-triangle : 24
II.2.2.1 Taux de modulation : 24
II.2.2.2 Indice de modulation : 24
II.2.2.3 Application à l'onduleur de tension triphasé : 25
II.2.3 Résultats de Simulation : 26
II.2.4 Interprétations : 28
II.3 MLI Avec à injection de l'harmoniques 3: 29
II.3.1 Introduction : 29
II.3.2 Principes de la technique à injection harmonique d'ordre 3 : 29
II.3.3 Formes d'ondes, caractéristiques : 31
II.3.4 Résultats De Simulation : 32
II.3.5 Interprétation: 34
II.4 La technique de commande par hystérésis : 35
II.4.1 Résultats De Simulation: 36
II.4.2 Interprétation : 37
II.4.3 Conclusion : 37

CHAPITRE III : TECHNIQUE DE COMMANDE VECTORIELLE

III.1 Introduction : 39
III.2 Transformation de Clarke : 39
III.3 Détermination du secteur de la tension : 41
III.4 Décomposition de vecteur de tension de sortie sur les deux vecteurs adjacents : 42
III.5 Détermination de la séquence de commutation: 44
III.6 Résultats De Simulation : 47
III.6.1 MLI Vectorielle (PO) : 47
III.6.2 Réglage de vitesse par la commande vectorielle direct : 48
III.6.2.1 Régulateur du courant i_{qs} : 50
III.6.2.2 Régulateur de courent i_{ds} : 50
III.6.2.3 Régulateur du flux Φ_r : 51
III.6.2.4 Réglage de la vitesse 52
III.6.2.6 Limitation du courant i_{qs} 53
III.6.2.7 Intérêts et inconvénients 54
III.6.2.8 Résultats De Simulation : 55
III.7 Interprétations : 56
III.8 Conclusions: 56

CONCLUSION GENERALE 57
BIBLIOGRAPHIE..... ix
ANNEXE SIMULATION..... xi

LISTE DES FIGURE

Figure I.1 : Schéma de l'ensemble : redresseur - filtre LC - onduleur - machine asynchrone 9
Figure I.2: Redresseur à diodes (Pont de Graëtz)..... 10
Figure I.3: Représentation d'un filtre..... 11
Figure I.4: Schéma de l'onduleur triphasé à deux niveaux..... 12
Figure I.5: signal porteuse et signaux de référence..... 13
Fig**ure I.6:** Tension aux bornes de l'onduleur de la MAS..... 13
Figure I.7: Modèle Triphasé d'une MAS 15
Figure I.8: Le modèle de la MAS dans le repère de Park..... 17

Figure II. 1: Principe de MLI Sinusoïdale..... 24
Figure II. 3: La Tension simple Va et son spectre de l'onduleur triphasé a 2 niv par stratégie triangulo-sinusoidale..... 26
Figure II. 4: la vitesse ,courant statorique, courant rotorique et couple électromagnétique MAS alimentée par un onduleur a 2 niv commande par la stratège triangulo-sinusoidale 27
Figure II. 5: Image d'une onde déformée 30
Figure II. 6 : La Tension simple Va et son spectre de l'onduleur triphasé a 2 niv par stratégie injection de l'harmoniques 3 32
Figure II. 7: la vitesse ,courant statorique, courant rotorique et couple électromagnétique MAS alimentée par un onduleur a 2 niv commande par la stratégie injection de l'harmoniques 3..... 33
Figure II. 8: Représentation de contrôle de courant par la technique à hystérésis 35
Figure II. 9: La Tension simple Va et son spectre de l'onduleur triphasé a 2 niv par stratégie hystérésis..... 36
Figure II. 10: la vitesse ,courant statorique, courant rotorique et couple électromagnétique MAS alimentée par un onduleur a 2 niv commande par la stratégie hystérésis..... 36

Figure III. 1 : Représentation des vecteurs de tension d'état de l'onduleur 40
Figure III. 2: Organigramme de calcule de secteur:..... 41
Figure III. 3: Diagramme de vecteur de tension dans le plan αβ..... 43
Figure III. 4: Algorithme de commutation pour la commande MLI vectorielle symétrique pour secteur1 44
Figure III. 5: Les séquences de commutation possible de MLI vectorielle..... 45
Figure III. 6: Organigramme globale de la commande MLI vectorielle 46
Figure III. 7 : La Tension simple Va et son spectre de l'onduleur triphasé a 2 niv par stratégie MLI Vectorielle 47
Figure III. 8: la vitesse ,courant statorique, courant rotorique et couple électromagnétique MAS alimentée par un onduleur a 2 niv commande par la stratège MLI Vectorielle 47
Figure III. 9: Schéma de principe de la commande vectorielle directe 49
Figure III. 10: schéma bloc de régulation du courant i_{qs} 50
Figure III. 11: schéma bloc de régulation du flux : 51
Figure III. 12: Schéma bloc de régulation de la vitesse de rotation. 52
Figure III. 14: La Tension simple Va de l'onduleur triphasé a 2 niv par stratégie Vectorielle (contrôle vitesse) 55
Figure III. 15: la vitesse ,courant statorique, courant rotorique et couple électromagnétique MAS alimentée par un onduleur a 2 niv commande par la stratège Vectorielle (contrôle vitesse) 55

Figure 1: Schéma de commande MLI xi
Figure 2: Schéma de commande MLI Vectorielle..... xi
Figure 3: Schéma de Commande par Hystérésis..... xii
Figure 4: Schéma de commande MLI Avec à injection de l'harmoniques 3:..... xii
Figure 5: Schéma General de Commande par Contrôle Vectoriel..... xiii
Figure 6: Schémade la commande Vectoriel..... xiii
Figure 7: Schéma de Contrôle Vectoriel..... xiv
Figure 8: Circuit amplifie la tension de signal de commande onduleur xiv
Figure 9: Carte de mesure 6 courent et 4 tentions..... xv

Liste des symboles

PWM: Pulse Width Modulation

MLI: Modulation de Largeur d'Impulsion

SPWM: Sinusoidal PWM (MLI sinusoïdale)

SVPWM/SVM: Space Vector Modulation

THIPWM, **:** PWM avec injection de 3èmeharmonique

THDi ,**THDv:** Taux de distorsion harmonique de courant et de tension

$\mathbf{V_s(v)}$**:**tension statorique

$\mathbf{V_{sabc}(v)}$ tension statorique entre phase

$\mathbf{V_{sdq}(v)}$ **:** tension statorique sur l'axe dq

$\mathbf{I_s}$ **:** courant statorique

$\mathbf{R_s}$ **:** résistance statorique

$\boldsymbol{\phi}$ **:** flux magnétique

m : indice de modulation

r:coefficient de réglage de tension

$\boldsymbol{f_r}$ **:** fréquence de tension de référence

$\boldsymbol{f_p}$ **:** fréquence de tension de porteuse triangulaire

INTRODUCTION GENERALE

Avec le développement industriel, il est devenu une nécessité d'utiliser des machines électriques de puissance de plus en plus forte afin de développer les couples exigés par les différentes applications. Ces machines exigent une forte tension d'alimentation. Les machines électriques étant actuellement alimentées à travers des convertisseurs de puissance, ces derniers doivent être dimensionnés et commandés de manière à supporter des tensions d'alimentations élevées, de qualité convenable.

L'avènement de l'électronique de puissance à semi-conducteurs et le grand nombre de convertisseurs développés récemment permettent le choix d'une association optimale d'un moteur à courant alternatif et d'un onduleur de tension ou de courant à deux niveaux. Parmi les moteurs à courant alternatif, la machine asynchrone présente une grande dynamique de réglage et autorise des vitesses élevées. Le moteur à cage offre en plus une grande puissance massique et constitue une machine fiable grâce à l'absence du collecteur [15]

Les onduleurs sont largement utilisés dans les systèmes d'entraînement a vitesse variable surtout dans la commande des moteurs à courant alternatif spécialement le moteur à cage. La tension de sortie peut être constante ou variable à une fréquence constante ou variable. Une tension de sortie variable est obtenue en variant la tension d'entrée et maintenir le gain de l'onduleur constant. Ceux-ci peuvent être commandés par des différentes stratégies de commande afin d'obtenir une meilleure approximation à un signal sinusoïdal L'amélioration de la forme de la tension de sortie des convertisseurs est un axe de recherche très actif, qui ne cesse de se développer. L'objectif de cet axe de recherche est d'améliorer la qualité de la tension de sortie, ainsi que de contourner les problèmes liés aux onduleurs à deux niveaux. L'objectif d'amélioration de la tension de sortie de l'onduleur peut être atteint soit par modification du circuit de l'onduleur lui-même, soit par le choix de la stratégie de sa commande. [2]

Afin d'atteindre les objectifs fixés par le cahier des charges, notre mémoire est organisé en trois chapitres comme suit:

- **Le premier chapitre :**

Le premier chapitre sera consacré à la modélisation de la machine asynchrone en utilisant la transformation de Park, nous citons les propriétés des différents repères et les équations mathématiques (magnétiques, électriques et mécaniques) qui gèrent la machine dans chaque repère. Aussi, nous présenterons la modélisation de l'ensemble machine asynchrone alimentée depuis le réseau à travers une association redresseur-filtre et onduleur de tension commandé par des stratégies de commande MLI.

- **Le deuxième chapitre :**

Dans le deuxième chapitre, nous rappellerons les trois stratégies de commande d'un onduleur de tension triphasé, à savoir la commande à hystérésis, la technique MLI sinusoïdale, la technique de commande MLI vectorielle et MLI à élimination d'harmonique. A la fin ce chapitre sera terminé par la présentation des résultats de chaque stratégie.

- **Le troisième chapitre** :

Dans ce chapitre, nous étudierons la stratégie MLI vectorielle en boucle ouverte et en boucle fermée, un bilan comparatif est élaboré pour étudier les quatre technique MLI, en comparant entre elles avec de nombreux critères comme THD, spectre de fréquence.
En fin, un réglage de vitesse sera présenté en utilisant la commande vectorielle directe de la machine asynchrone.

CHAPETER I :

MODELISATION DE L'ALIMENTATION DU MOTEUR ASYNCHRONE

MODELISATION DE L'ALIMENTATION DU MOTEUR ASYNCHRONE

I.1 Introduction :

On ne peut parler de la commande du MAS, sans qu'on parle du convertisseur qui lui est associé pour cette commande et de son alimentation. La MAS est généralement commandée en agissant sur la fréquence de son alimentation, à travers un onduleur de tension. L'implantation de la commande nécessite la modélisation complète de tout le système, que ce soit la partie à commander ou celle de la commande.

Dans ce qui suit on va présenter la modélisation de l'alimentation de la MAS, qui est constituée d'un redresseur triphasé à diodes, d'un filtre et d'un onduleur de tension à deux niveaux. [23] [26]

I.1.1 Système d'alimentation :

L'alimentation du MAS comporte généralement :

- Une source électrique triphasée,
- Un redresseur triphasé double alternance à diodes,
- Un filtre passe bas de tension.
- Un onduleur triphasé de tension.

La source d'alimentation triphasée est équilibrée, d'amplitude, de tension et de fréquence constants. Le redresseur et le filtre de tension doivent être dimensionnés convenablement afin de les associer à l'onduleur de tension alimentant le MAS.

I.1.2 Modélisation de l'association convertisseurs-mas :

L'association convertisseur-MAS est assimilée à une cascade comportant un moteur asynchrone dont l'alimentation de ce dernier est assurée par un redresseur de tension triphasé à diodes (pont de Graëtz), un filtre LC et un onduleur triphasé à deux niveaux. Ce redresseur est alimenté par un réseau triphasé 220V-50Hz.

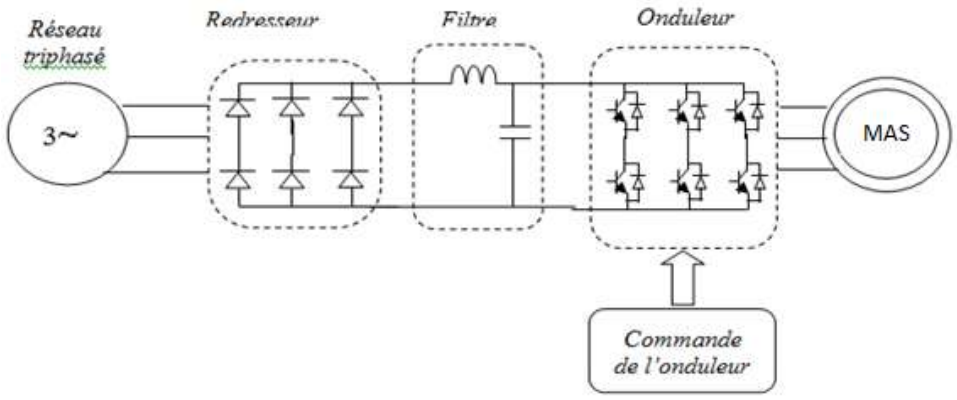


Figure I.1 : Schéma de l'ensemble : redresseur - filtre LC - onduleur - machine asynchrone

I.2 Modélisation du redresseur :

Les redresseurs sont des convertisseurs de l'électronique de puissance qui assurent la conversion alternative continue. Alimenté par une source de tension alternative monophasée ou polyphasée, ils permettent d'alimenter en courant continu les récepteurs branchés à leur sortie [12].

On utilise un redresseur chaque fois qu'on a besoin de source continue sachant que l'énergie électrique est disponible en alternative. Les redresseurs ont un très vaste domaine d'application mais malheureusement leur inconvénient major est qu'ils envoient au réseau des courants non sinusoïdaux riches en harmonique.

Nous utilisons un pont triphasé à diodes alimenté par un système de tension sinusoïdale triphasée, la structure de ce redresseur est représentée par la **Figure I.2**. [11]

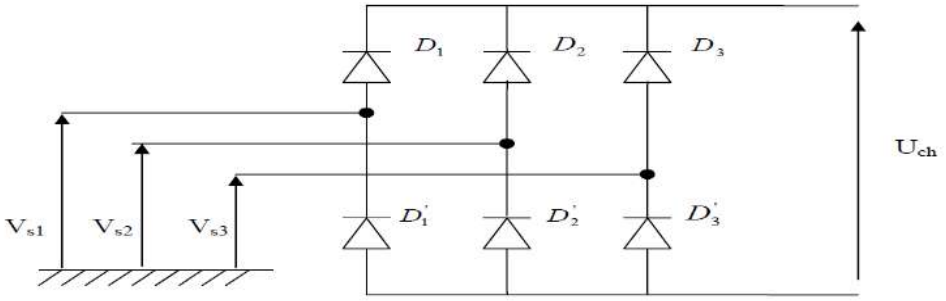


Figure I.2: Redresseur à diodes (Pont de Graëtz)

Ce redresseur comporte trois diodes D_1, D_2, D_3 à cathode commune assurant l'aller du courant I_d et trois diodes D_4, D_5, D_6 à anode commune assurant le retour du courant I_d. Si on suppose que le redresseur est alimenté par un réseau triphasé équilibré de tension :

$$\begin{cases} U_a(t) = V_{max} sin(2\pi f t) \\ U_b(t) = V_{max} sin\left(2\pi f t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ U_c(t) = V_{max} sin\left(2\pi f t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad \textbf{I. 1}$$

Et si on néglige l'effet d'empiètement, la tension de sortie du redresseur sera définie comme suit :

$$U_d(t) = Max[U_a(t), U_b(t), U_c(t)] - Min[U_a(t), U_b(t), U_c(t)] \quad \textbf{I. 2}$$

La tension redressée présente des ondulations. Pour réduire ces ondulations il faut placer un filtre passe bas entre le redresseur et l'onduleur.

I.3 Modélisation du filtre

Le filtre est constitué par une inductance L_{ft} et une capacité C_{ft} comme il est représenté à la **Figure I.3:**

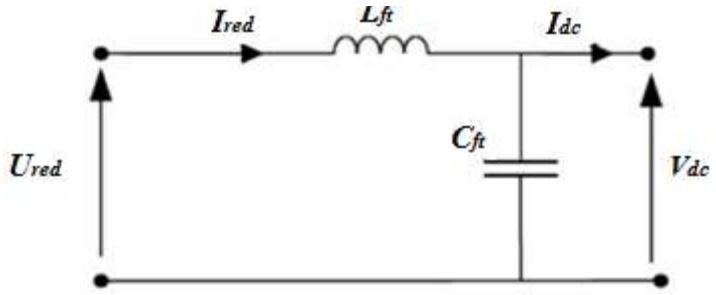


Figure I.3: Représentation d'un filtre

Le modèle du filtre est défini par le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt}i = \frac{1}{L_{ft}}(U - V_{dc}) \\ \frac{d}{dt}V_{dc} = \frac{1}{C_{ft}}i_c = \frac{1}{C_{ft}}(i - i_{dc}) \end{cases} \quad \textbf{I. 3}$$

La fonction de transfert du filtre est donnée par :

$$F(s) = \frac{V_{dc}(s)}{U(s)} = \frac{1}{1+(\sqrt{L_{ft}C_{ft}}s)^2} \quad \textbf{I. 4}$$

C'est un filtre de deuxième ordre avec une fréquence de coupure égale à :

$$f_c = \frac{1}{\sqrt{L_{ft}C_{ft}}} \quad \textbf{I. 5}$$

I.4 Modélisation de l'onduleur de tension

L'onduleur de tension est un convertisseur statique constitué de cellules de commutation généralement à transistor ou à thyristor GTO pour les grandes puissances. Le principe de fonctionnement s'exprime par la séquence imposée aux interrupteurs statique qui réalisent la modulation de largeur des impulsions des tensions appliquées aux enroulements statoriques de la machine [4] [14].

Les trois cellules de commutation formant un onduleur triphasé sont bidirectionnelles en courant. Dans l'hypothèse de la conduction continue, on montre que chaque groupe transistor diode, assemblés en parallèle, forme un interrupteur (demi-bras) commandé à l'ouverture et à la fermeture. Pour modéliser l'onduleur de tension, on considère son alimentation comme une source parfaite.

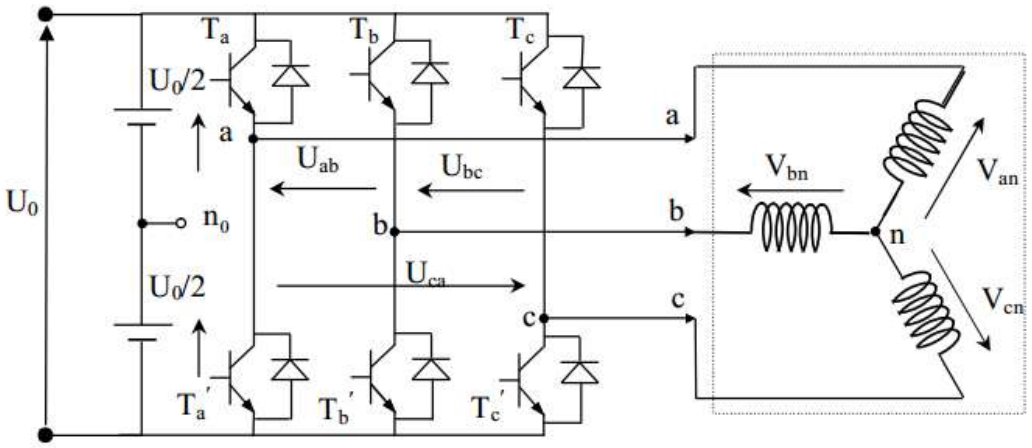


Figure I.4: Schéma de l'onduleur triphasé à deux niveaux

L'onduleur est commandé à partir des grandeurs logiques S_i.On appelle $T_i$et T_i' les transistors (supposés être des interrupteurs idéaux), on a :

- Si $S_i = 1$alors T_i est passant etT_i'est ouvert
- Si $S_i = 0$alors T_i est ouvert etT_i' est passant

Les tensions composées sont obtenues à partir des sorties de l'onduleur :

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{an0} - V_{bn0} \\ U_{bc} = V_{bn0} - V_{cn0} \\ U_{ca} = V_{cn0} - V_{an0} \end{cases} \quad \textbf{I. 6}$$

Les tensions simples des phases de la charge issue des tensions composées ont une somme nulle, donc :

Elles peuvent s'écrire à partir des tensions de sorties de l'onduleur en introduisant la tension du neutre de la charge par rapport au point de référence n_0.

$$\begin{cases} V_{an} + V_{nn0} = V_{an0} \\ V_{bn} + V_{nn0} = V_{bn0} \\ V_{cn} + V_{nn0} = V_{cn0} \end{cases} \quad \textbf{I. 7}$$

Donc, on peut déduire que :

$$V_{nn0} = \frac{1}{3}[V_{an0} + V_{bn0} + V_{cn0}] \quad \textbf{I. 8}$$

L'état des interrupteurs supposés parfaits↔si(i=a,b,c) on a :

$$V_{ino} = S_i U_i - \frac{U_0}{2} \quad \textbf{I. 9}$$

On a donc :

$$\begin{cases} V_{an0} = (S_a - 0.5)U_0 \\ V_{bn0} = (S_b - 0.5)U_0 \\ V_{cn0} = (S_c - 0.5)U_0 \end{cases} \quad \textbf{I. 10}$$

En remplaçant, on obtient :

$$\begin{aligned} V_{an} &= \frac{+2}{3}V_{an0} - \frac{1}{3}V_{bn0} + \frac{1}{3}V_{cn0} \\ V_{bn} &= \frac{-1}{3}V_{an0} + \frac{2}{3}V_{bn0} - \frac{1}{3}V_{cn0} \\ V_{cn} &= \frac{-1}{3}V_{an0} - \frac{1}{3}V_{bn0} + \frac{2}{3}V_{cn0} \end{aligned} \quad \textbf{I. 11}$$

En remplaçant, on obtient :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3}U_0 \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad \textbf{I. 12}$$

I.4.1 COMMANDE MLI DE L'ONDULEUR :

Dans la méthode de la MLI à porteuse triangulaire, montrée dans la **Figure I.5** , les instants de commutation des interrupteurs sont déterminés par la comparaison entre un signal de référence (dit référence) et une onde triangulaire (dite porteuse) à amplitude et une fréquence fixes.

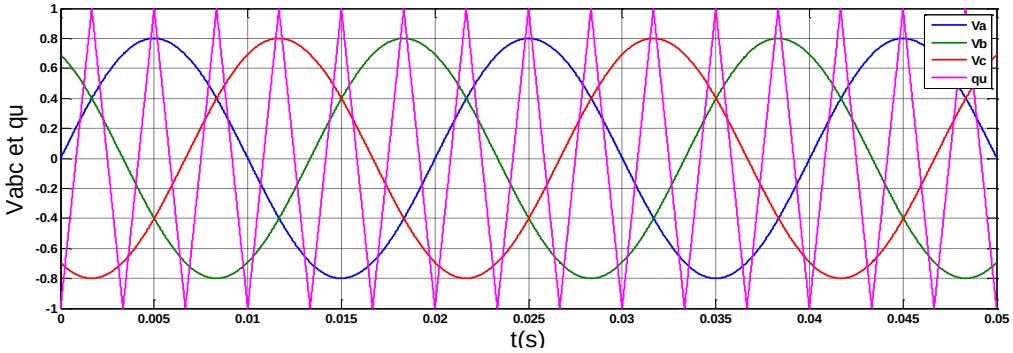


Figure I.6: signal porteuse et signaux de référence

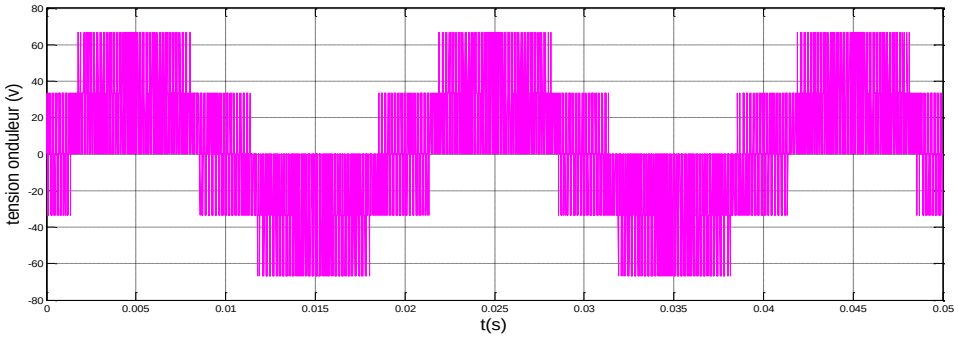


Figure I.7: Tension aux bornes de l'onduleur de la MAS

I.5 Modélisation de la machine asynchrone :

I.5.1 Introduction :

La machine asynchrone est très appréciée dans les applications industrielles par sa grande robustesse électromécanique, son faible coût. Elle impose des structures de contrôle spécifique et complexes pour être utilisée dans des systèmes d'entrainements à vitesse variable performants. La réalisation de ces entraînements nécessite la connaissance du modèle Mathématique du processus. [7]

Le modèle mathématique d'une machine électrique est une façon de représentation de la machine réelle, permettant de donner une image de ce l'on peut observer expérimentalement il apporte un aide appréciable dans la résolution des problèmes techniques, donc il facilite largement l'étude de la machine, il prévoit aussi le contrôle nécessaire pour pallier aux différents problèmes qui accompagnent les opérations de freinage et de variation de la charge.

La modélisation de la machine asynchrone représente une phase indispensable de son étude, elle consiste à retrouver, à partir de son formalisme, une représentation de l'ensemble convertisseur-machine-commande d'une façon à la fois synthétique et claire, très proche des représentations par fonction de transfère des systèmes d'asservissement.

Dans ce chapitre, nous proposons la modélisation classique de la machine asynchrone en utilisant les transformations de Park, nous citons les propriétés des différents repères et les équations mathématiques (magnétiques, électriques et mécaniques) qui gèrent la machine dans chaque repère.

I.5.2 Hypothèses simplificatrices

Pour établir des relations simples entre les tensions d'alimentation du moteur et ses courants, il faut s'appuyer sur un certain nombre d'hypothèses, qui sont :

Le bobinage est réparti de manière à donner une f.m.m. sinusoïdale s'il est alimenté par des courants sinusoïdaux.

Nous supposerons également que nous travaillons en régime non saturé.

Nous négligeons le phénomène d'hystérésis, les courants de Foucault et l'effet de peau.

Enfin, le régime homopolaire est nul puisque le neutre n'est pas relié à la terre (isolé).

Ces choix signifient entre autres que :

Les flux sont additifs, les inductances propres sont constantes, il y a une variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements statoriques et rotoriques en fonction de l'angle électrique de leurs axes magnétiques. [27].

I.5.3 Modèle mathématique du moteur asynchrone triphasé

Le modèle mathématique permet principalement d'observer les différentes évolutions des grandeurs électromécaniques d'une part, et d'autre part de prévoir le contrôle nécessaire pour pallier aux différents problèmes qui accompagnent les opérations de variation de charge, de vitesse…etc.

La machine est alimentée en tension, les composantes du vecteur de commande de l'équation d'état seront donc des tensions. Les différentes grandeurs seront, dans un premier temps exprimées dans leurs repères respectifs.

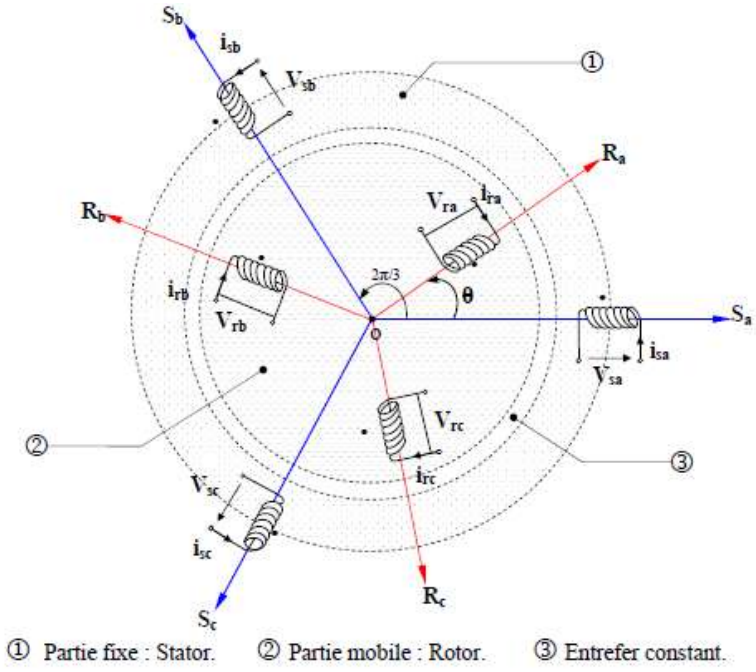


Figure I.8: Modèle Triphasé d'une MAS

Les enroulements des trois phases statoriques et des trois phases rotoriques dans l'espace peuvent être représentés comme indiqué sur la Figure 8. Les phases rotoriques sont court-circuitées sur elle mêmes. est l'angle électrique entre l'axe de la phase a statorique et la phase a rotorique. La loi de faraday permet d'écrire :

$$V = Ri + \frac{d}{dt}\Phi \qquad \textbf{I. 13}$$

I.5.3.1 Au stator :

L'écriture matricielle condensée pour les trois phases statoriques est résume par ces écritures:

I.5.3.1.1 Equation électrique:

$$[V_{sabc}] = [R_s][i_{sabc}] + \frac{d}{dt}[\Phi_{sabc}] \qquad \textbf{I. 14}$$

Cette notation est l'écriture condensée de :

$$\begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \begin{pmatrix} R_S & 0 & 0 \\ 0 & R_S & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix} \quad \textbf{I. 15}$$

La résistance statorique étant la même pour les trois phases:

$$Rs = Rsa = Rsb = Rsc$$

I.5.3.1.2 Equation magnétique :

$$[\Phi_{sabc}] = [L_s][i_{sabc}] + [M_{sr}][i_{rabc}] \quad \textbf{I. 16}$$

Cette notation est l'écriture condensée de :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{sa} \\ \Phi_{sb} \\ \Phi_{sc} \end{bmatrix} = \begin{pmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{pmatrix} \begin{bmatrix} i_{SA} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} + M_0 \begin{pmatrix} \cos\theta & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\theta & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\theta \end{pmatrix} \begin{bmatrix} i_{SA} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} \quad \textbf{I. 17}$$

I.5.3.2 Au rotor :

I.5.3.2.1 Equation électrique :

$$[V_{rabc}] = [R_r][i_{rabc}] + \frac{d}{dt}[\Phi_{rabc}] \quad \textbf{I. 18}$$

Le rotor étant en court-circuit, ses tensions sont nulles.

$$\begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix} = \begin{pmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{pmatrix} \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} \quad \textbf{I. 19}$$

De même : $Rr = Rra = Rrb = Rrc$

I.5.3.2.2 Equation magnétique :

$$[\Phi_{rabc}] = [L_r][i_{rabc}] + [M_{rs}][i_{sabc}] \quad \textbf{I. 20}$$

Cette notation est l'écriture condensée de :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{pmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{pmatrix} \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} + M_0 \begin{pmatrix} \cos\theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\theta \end{pmatrix} \begin{bmatrix} i_{SA} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{bmatrix} \quad \textbf{I . 21}$$

Sachant que :

$$[M_{sr}]=[M_{rs}]^T=M_0\begin{pmatrix}\cos\theta & \cos\left(\theta+\frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta-\frac{2\pi}{3}\right)\\ \cos\left(\theta-\frac{2\pi}{3}\right) & \cos\theta & \cos\left(\theta+\frac{2\pi}{3}\right)\\ \cos\left(\theta+\frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta-\frac{2\pi}{3}\right) & \cos\theta\end{pmatrix} \quad \textbf{I. 22}$$

On aura finalement :

$$[V_{sabc}]=[R_s][i_{sabc}]+\frac{d}{dt}([L_s][i_{sabc}]+[M_{sr}][i_{rabc}]) \quad \textbf{I. 23}$$

$$[V_{rabc}]=[R_r][i_{rabc}]+\frac{d}{dt}([L_r][i_{rabc}]+[M_{rs}][i_{sabc}]) \quad \textbf{I. 24}$$

Pour réduire l'ordre du système et fait rendre les équations indépendantes du temps on introduit la transformation de Park.

I.5.4 Transformation de Park :

A présent, nous devons effectuer une transformation de notre repère triphasé en un repère biphasé.

Nous avons classiquement le choix entre trois repères. Le premier se situe sur le champ statorique et est communément appelé αβ, le second se place quant à lui sur le champ tournant et est appelé dq, et le dernier se place sur le champ électromagnétique est appelé XY. La modélisation en αβ voit des grandeurs sinusoïdales alternatives tournant à la fréquence statorique. Celle en dq voit par contre des grandeurs continues car elle est située sur le champ tournant.

Cette transformation des équations de phase en un système équivalent biphasé est effectuée grâce à la matrice de transformation de Park. [7].

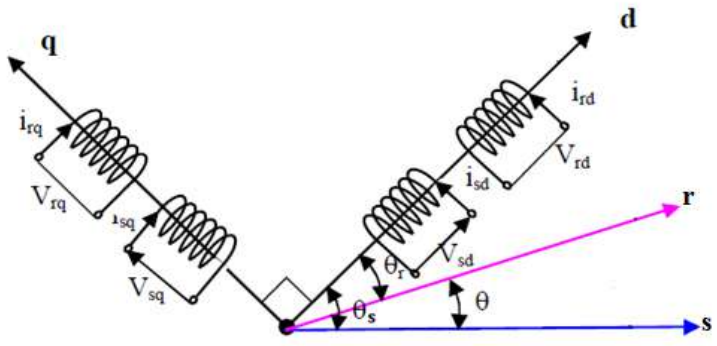


Figure I.9: Le modèle de la MAS dans le repère de Park

La transformation de Park normalisée est obtenue à l'aide de la matrice de passage :

$$P(\theta)=\sqrt{\frac{1}{2}}\begin{pmatrix}\cos\theta & \cos(\theta-2\pi/3) & \cos(\theta+2\pi/3)\\ -\sin\theta & -\sin(\theta-2\pi/3) & -\sin(\theta+2\pi/3)\\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2}\end{pmatrix} \qquad \textbf{I. 25}$$

Le changement de variables relatif aux courants, tensions et flux est defini par la transformation:

$$[d,q]=[P(\theta)][a,b,c] \qquad \textbf{I. 26}$$

La matrice inverse de la transformation de PARK normalisée a pour expression :

$$[P(\theta)]^{-1}=\sqrt{\frac{1}{2}}\begin{pmatrix}\cos\theta & -\sin\theta & 1/\sqrt{2}\\ \cos(\theta-2\pi/3) & -\sin(\theta-2\pi/3) & 1/\sqrt{2}\\ \cos(\theta+2\pi/3) & -\sin(\theta+2\pi/3) & 1/\sqrt{2}\end{pmatrix} \qquad \textbf{I. 27}$$

Alors les variables réelles sont obtenues à partir des variables biphasées (d, q) par transformation inverse comme suit :

$$[a,b,c]=[P(\theta)]^{-1}[d,q] \qquad \textbf{I. 28}$$

Avec :

L'angle θ correspond à la position du repère choisi pour la transformation.

θ = θ s : pour le stator (angle entre l'axe od et la phase a du stator);

θ = θ r : pour le rotor (angle entre l'axe od et la phase a du rotor);

La composante homopolaire est nulle, pour un systeme triphase equilibre. Dans ces conditions les équations électriques et magnétiques deviennent :

I.5.4.1 Equations électriques :

Les équations aux tensions deviennent

$$\begin{bmatrix}V_{sd}\\ V_{sq}\end{bmatrix}=\begin{pmatrix}R_s & 0\\ 0 & R_s\end{pmatrix}\begin{bmatrix}i_{sd}\\ i_{sq}\end{bmatrix}+\frac{d}{dt}\begin{bmatrix}\Phi_{sd}\\ \Phi_{sq}\end{bmatrix}+\begin{pmatrix}0 & \omega_{coor}\\ \omega_{coor} & 0\end{pmatrix}\begin{bmatrix}\Phi_{sd}\\ \Phi_{sq}\end{bmatrix} \qquad \textbf{I. 29}$$

$$\begin{bmatrix}V_{rd}\\ V_{rq}\end{bmatrix}=\begin{pmatrix}R_r & 0\\ 0 & R_r\end{pmatrix}\begin{bmatrix}i_{rd}\\ i_{rq}\end{bmatrix}+\frac{d}{dt}\begin{bmatrix}\Phi_{rd}\\ \Phi_{rq}\end{bmatrix}+\begin{pmatrix}0 & -(\omega_{coor}-\omega_r)\\ \omega_{coor}-\omega_r & 0\end{pmatrix}\begin{bmatrix}\Phi_{rd}\\ \Phi_{rq}\end{bmatrix} \qquad \textbf{I. 30}$$

V_{dr} et V_{qr} sont nuls puisque le rotor étant en court-circuit.

I.5.4.2 Equations magnétiques :

L'écriture des flux devient:

$$\begin{bmatrix}\Phi_{sd}\\ \Phi_{sq}\end{bmatrix}=\begin{pmatrix}L_s & 0\\ 0 & L_s\end{pmatrix}\begin{bmatrix}i_{sd}\\ i_{sq}\end{bmatrix}+\begin{pmatrix}M & 0\\ 0 & M\end{pmatrix}\begin{bmatrix}i_{rd}\\ i_{rq}\end{bmatrix} \quad \textbf{I. 31}$$

$$\begin{bmatrix}\Phi_{rd}\\ \Phi_{rq}\end{bmatrix}=\begin{pmatrix}L_r & 0\\ 0 & L_r\end{pmatrix}\begin{bmatrix}i_{rd}\\ i_{rq}\end{bmatrix}+\begin{pmatrix}M & 0\\ 0 & M\end{pmatrix}\begin{bmatrix}i_{sd}\\ i_{ssq}\end{bmatrix} \quad \textbf{I. 32}$$

Où : $L_s = l_s - M$; $L_r = l_r - M$; M =3/2M0

$\omega_s = d\theta_s/dt$; $\omega_r = d\theta_r/dt$; $\omega_{coor} = d\theta/dt$

Pour que le modèle soit complet, on doit lui adjoindre d'équation mécanique ;

I.5.4.3 Equation mécanique :

L'étude du comportement de la machine asynchrone aux différents régimes de fonctionnement en particulier, le régime transitoire met en évidence l'équation du mouvement qui est définie comme suit :

$$C_e - C_r = j\frac{d\Omega}{dt} + f\Omega \quad \textbf{I. 33}$$

Donc le couple électromagnétique est donné par l'expression suivante:

$$C_e = P\frac{M}{L_r}\left[\Phi_{rd} i_{sq} - \Phi_{rq} i_{sd}\right] \quad \textbf{I. 34}$$

I.5.4.4 Choix du repère :

Jusqu'à présent, nous avons exprimé les équations et les grandeurs de la machine dans un repère (d, q) qui fait un angle électrique θs avec le stator et qui fait également un angle électrique θr avec le rotor, mais qui n'est pas défini par ailleurs c'est-à-dire qu'il est libre.

Il existe trois choix important. On peut fixer le repère (d,q) au stator, au rotor ou au champ tournant. Rappelons que le repère (d,q) est le repère mobile c'est-à-dire qu'il nous appartient de calculer les angles des transformations de Park θs et θr afin d'effectuer les rotations.[27].

I.5.4.4.1 Définition des référentiels :

Il existe différentes possibilités pour le choix de l'orientation du repère d'axe qui dépendent généralement des objectifs de l'application. On peut choisir le référentiel le mieux adapté au problèmes posés. Le choix se ramène pratiquement à trois référentiels orthogonaux.

- Référentiel des axes (α, β) : système biphasé à axes orthogonaux (ω_s=0)
- Référentiel tournant des axes (d, q) : système biphasé à axes orthogonaux ($\omega_{coor} = \omega$)

- Référentiel des axes (x, y) : système biphasé à axes orthogonaux ($\omega_{coor} = \omega_r$).

Avec :

Ω_{coor} : vitesse angulaire de rotation du système d'axes biphasé par rapport au système d'axes triphasé

I.5.4.4.2 Référentiel fixe par rapport au stator :

Ce système d'axe est immobile par rapport au stator.

Dans ce cas :

$$\omega_{coor} = 0 \Leftrightarrow \begin{Bmatrix} d \to \alpha \\ q \to \beta \end{Bmatrix}$$

$$\omega_{coor} = \frac{d\theta}{dt} = 0 \qquad \textbf{I. 35}$$

Les équations électriques prennent la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} = \begin{pmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{pmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sd} \\ \Phi_{sq} \end{bmatrix} \qquad \textbf{I. 36}$$

$$\begin{bmatrix} V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} = \begin{pmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{pmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix} + \begin{pmatrix} 0 & -\omega_r) \\ \omega_r & 0 \end{pmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix} \qquad \textbf{I. 37}$$

Ce système peut être utilisé pour régime de démarrage et freinage (dynamique) des machines asynchrones et des transformateurs

I.5.4.4.3 Référentiel fixe par rapport au rotor :

Ce système d'axes est immobile par rapport au rotor tournant à une vitesse ω_r.

$$\omega_r = \omega_{coor} \Leftrightarrow \begin{Bmatrix} d \to x \\ q \to y \end{Bmatrix}$$

$$\frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r = \omega_{coor} \qquad \textbf{I. 38}$$

Les équations électriques prennent la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} = \begin{pmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{pmatrix} \begin{bmatrix} i_{rx} \\ i_{ry} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{rx} \\ \Phi_{ry} \end{bmatrix} \qquad \textbf{I. 39}$$

$$\begin{bmatrix} V_{sx} \\ V_{sy} \end{bmatrix} = \begin{pmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{pmatrix} \begin{bmatrix} i_{sx} \\ i_{sy} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sx} \\ \Phi_{sy} \end{bmatrix} + \begin{pmatrix} 0 & -\omega_r \\ \omega_r & 0 \end{pmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{sx} \\ \Phi_{sy} \end{bmatrix} \qquad \textbf{I. 40}$$

Ce système est utilisé pour étudier les processus transitoires dans les machines synchrones et asynchrone

I.5.4.4.4 Référentiel fixe par rapport au champ tournant :

Ce système d'axes tourne avec la vitesse de champ électromagnétique ω_s crée par les enroulements du stator.

Dans ce cas :

$$\omega_{coor} = \omega_s \Leftrightarrow \begin{Bmatrix} d \to d \\ q \to q \end{Bmatrix}$$

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_{coor} = \omega_s \qquad \text{I. 41}$$

$$\omega = \omega_{coor} - \omega_r = \omega_s - \omega_r \quad ;$$

Les équations électriques prennent la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \end{bmatrix} = \begin{pmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{pmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{sd} \\ \Phi_{sq} \end{bmatrix} + \begin{pmatrix} 0 & -\omega_s \\ \omega_s & 0 \end{pmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{sd} \\ \Phi_{sq} \end{bmatrix} \qquad \text{I. 42}$$

$$\begin{bmatrix} V_{rd} \\ V_{rq} \end{bmatrix} = \begin{pmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{pmatrix} \begin{bmatrix} i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix} + \begin{pmatrix} 0 & -\omega_r \\ \omega_r & 0 \end{pmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{rd} \\ \Phi_{rq} \end{bmatrix} \qquad \text{I. 43}$$

Ce référentiel est souvent utilisé dans l'étude de l'alimentation des moteurs asynchrones à fréquences variables, comme il est utilisé notamment dans la commande des machines électriques dans les systèmes en boucle fermée où les grandeurs à contrôler sont obligatoirement continues.

Suite à l'application de la transformation de Park, les grandeurs physiques : flux, courant, tension, ne sont plus alternatives, mais elles deviennent continues. La description de l'état magnétique des machines à courant alternatif dans le référentiel (d, q) nous conduit à un modèle électromagnétique unifié valable pour toutes les machines standards: machine asynchrone à rotor bobiné ou à cage, machine synchrone à pôles lisses ou à pôles saillants, machines à aimant permanent et machine à réluctance.

I.6 Conclusion :

Dans ce chapitre on a présenté la modélisation du system convertisseur moteur asynchrone, afin de modélisé chaque partie de l'alimentation jusqu'à a l'MAS, on passe par le redresseur et le filtre LC puis l'onduleur qui alimente notre moteur asynchrone.

CHAPETER II :

STRATEGIES DE COMMANDE D'UN ONDULEUR DE TENSION TRIPHASE

STRATEGIES DE COMMANDE D'UN ONDULEUR DE TENSION TRIPHASE

II.1 Introduction :

L'amélioration de la forme de la tension de sortie des convertisseurs est un axe de recherche très actif, qui ne cesse de se développer en profitant de la technologie des semi-conducteurs et des calculateurs numériques,

Pour améliorer la tension de sortie d'un onduleur, on peut agir sur sa structure ou sur la méthode de sa commande. Généralement on utilise des commandes par modulation de largeurs d'impulsions. On rencontre plusieurs stratégies de ce type de commande, telles que la modulation triangule sinusoïdale, la modulation par hystérésis, la modulation élimination d'harmonique d'ordre trois, et la modulation vectorielle.

Dans ce chapitre, nous allons appliquer les différentes techniques de la modulation de largeurs d'impulsions pour la commande de l'onduleur à deux niveaux,

II.2 Commande Triangulo-sinusoïdale (MLI) :

Le principe de cette stratégie consiste à utiliser l'intersection d'une onde de référence ou modulante (qui est l'image de l'onde de sortie qu'on veut obtenir) sinusoïdale, avec une onde de modulation ou porteuse, généralement triangulaire d'où l'appellation triangule sinusoïdale. Les tensions de référence de l'onduleur triphasé à deux niveaux qui permettent d'obtenir un système de tension triphasé équilibré sont données par l'équation **II. *1*** **.**

$$\begin{cases} V_{ref1} = V_m \sin(\omega t) \\ V_{ref2} = V_m \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_{ref3} = V_m \sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \end{cases} \quad \textbf{II. 2}$$

II.2.1 Principe de MLI sinusoïdale

Le principe de base de la MLI est fondé sur le découpage d'une onde sinusoïdale de référence comme le montre la **Figure II.*1.*** Ainsi la tension de sortie de l'onduleur est formée par une succession de créneaux d'amplitude égale à la tension continue d'alimentation et de largeur variable.

La technique la plus répondue pour la reproduction d'un signal MLI est celle qui consiste à comparer un signal triangulaire appelé porteuse de haute fréquence à un signal de référence (Sinusoïdale par exemple) appelé modulatrice constituent l'image du signal recueilli à la sortie de l'onduleur [15] [20].

En triphasé, trois références sinusoïdale déphasées de 2π/3 à la même fréquence fs. Comme la sortie de l'onduleur de tension n'est pas purement sinusoïdale, l'intensité de courant ne

l'est pas aussi, donc elle comporte des harmoniques, seuls responsables des parasites (pulsation de couple électromagnétique) ce qui engendre des pertes supplémentaires.

Le principe de cette stratégie peut être résumé par l'algorithme suivant **:**

$$Ur \geq Up \Rightarrow S = 1$$
$$\text{si_}non$$
$$S = 0 \qquad \textbf{II. 3}$$

Avec : Ur : la tension référence.
Up : la tension porteuse.
S : est l'etat de l'IGBT soit ouvert soit fermé

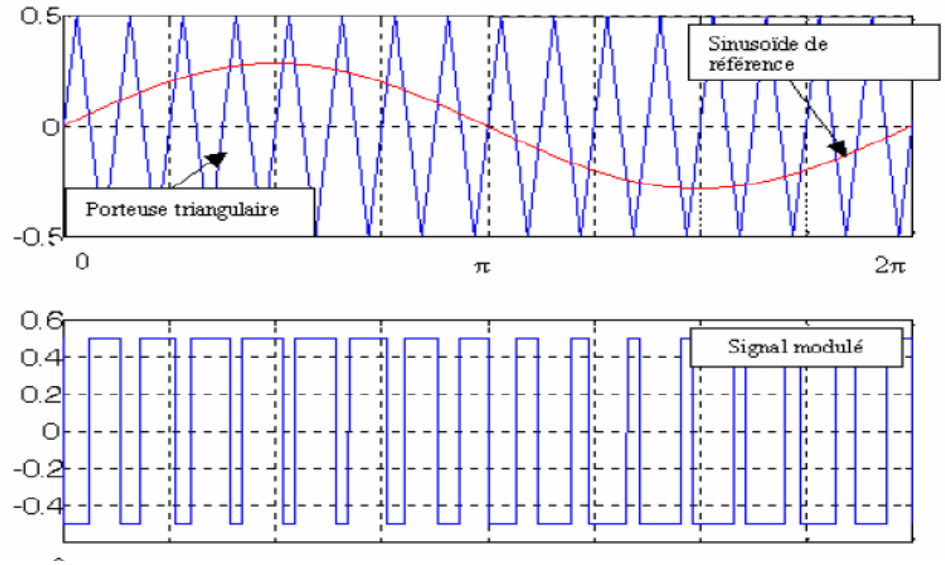


Figure II. 1: Principe de MLI Sinusoïdale et la tension de sortie de l'onduleur

II.2.2 Paramètres du MLI sinus-triangle :

II.2.2.1 Taux de modulation :

Le largeur d'impulsion de technique MLI sinus-triangle dépend au ratio de signal de référence au signal triangulaire porteuse il est défini comme :

$$r = \frac{Vm}{Um} \qquad \textbf{II. 4}$$

Vm: Amplitude de signal de référence
Um : Amplitude de signal de la porteuse (triangulaire)

II.2.2.2 Indice de modulation :

La fréquence fp du signal de porteuse triangulaire est généralement considérablement supérieure à la fréquence fr du signal de modulation. Le rapport de fr et fp est un paramètre très important de l'efficacité de la modulation il est aussi désigné « coefficient déréglage ».

$$m = \frac{f_p}{f} \qquad \textbf{II. 5}$$

Pour les petites valeurs de M_f, les signaux porteuse et référence doivent être synchronisés, afin d'éliminer les subharmoniques indésirables dans la tension de sortie. Si ces signaux sont synchronisés, M_f est un nombre entier.

La valeur de M_f dépend de la fréquence du signal de référence et affecte de manière significative la performance de l'onduleur. En augmentant la fréquence, les pertes de commutation dans l'onduleur augmentent, mais le spectre de tension de sortie est amélioré et il est plus facile de filtrer les harmoniques de haute fréquence produit à cause de la modulation

Lors du choix de f_p, la tension, la puissance et d'autres paramètres doivent être prises en compte.

Par conséquent, la sélection de M_f est un problème d'optimisation aux multiples facteurs. La tendance générale est qu'on choisit une valeur supérieure de M_f pour les onduleurs de faible puissance et faible tension et vice versa.

II.2.2.3 Application à l'onduleur de tension triphasé :

Dans un système triphasé équilibré, les tensions sont égales et déphasé entre eux de $\pi/3$ et s'ajoutent à zéro, on dit le même chose pour les courants. La somme de n'importe quelle paire de phases détermine la tension et le courant dans la troisième phase. Ainsi, seules deux tensions et courants sont indépendants. Cela doit être pris en compte lors de la spécification des signaux de référence.

Dans les onduleurs triphasés, la commande MLI sinus-triangle est basé sur la comparaison de trois signaux de référence sinusoïdales avec une signal porteuse triangulaire,

II.2.3 Résultats de Simulation :

Les résultats de simulation présentent la conduite de la MAS alimentée par le convertisseur de la figure I.1. après un démarrage à vide, la machine est chargée par couple nominal à l'instant t = 0.5 s.

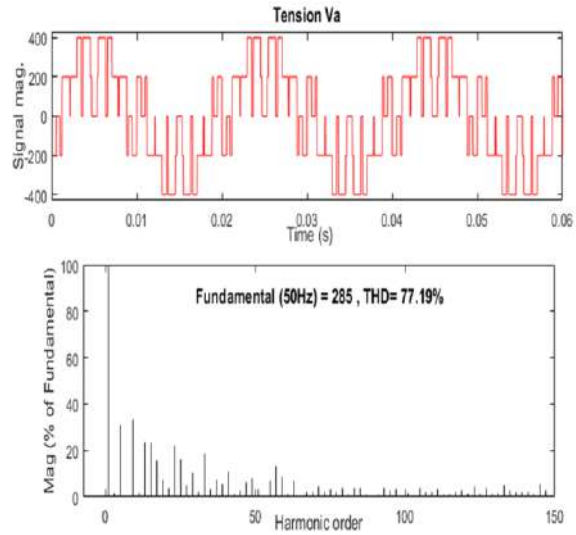


Figure II. 3, a : *m=7 , r=0.95*

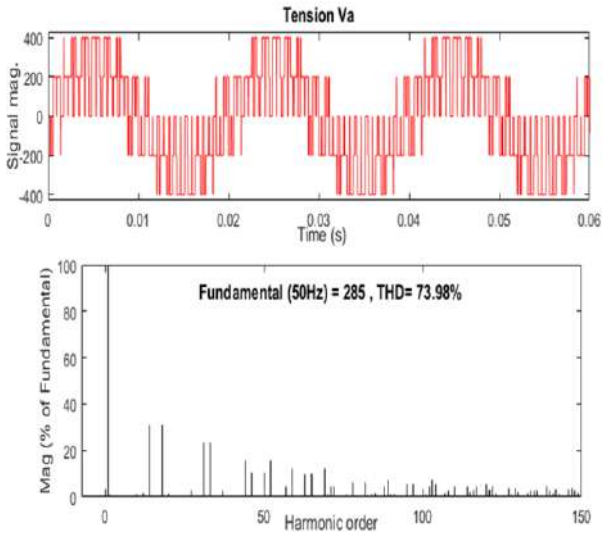


Figure II. 3, b :*m=16, r=0.95*

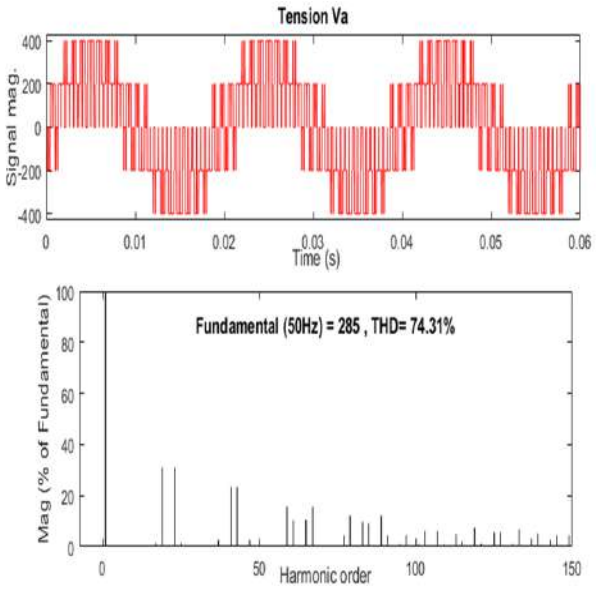


Figure II. 3, c : *m=21 , r=0.95*

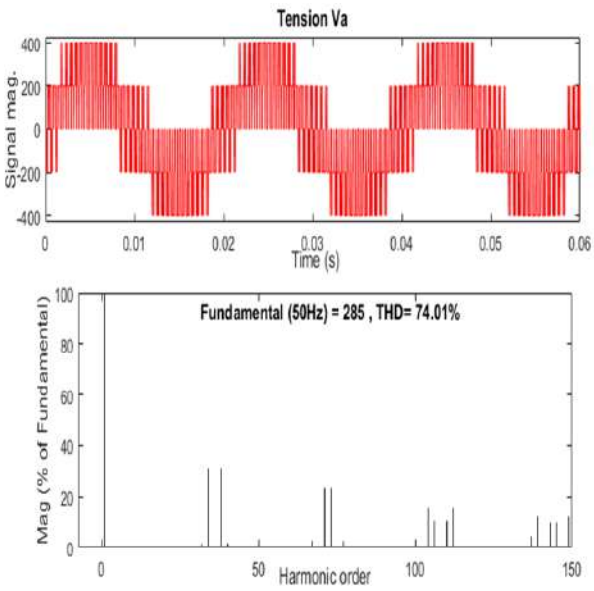


Figure II. 3, d :*m=36, r=0.95*

Figure II. 2: La Tension simple Va et son spectre de l'onduleur triphasé a 2 niv par stratégie triangulo-sinusoidale

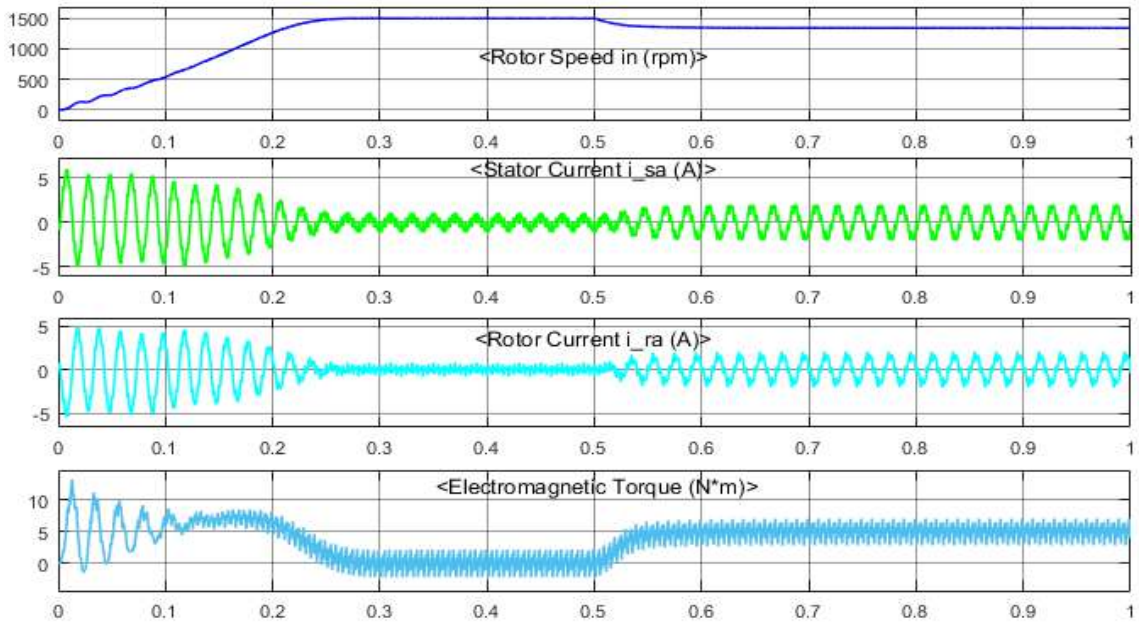


Figure II. 4, a : *m=7 , r=0.95*

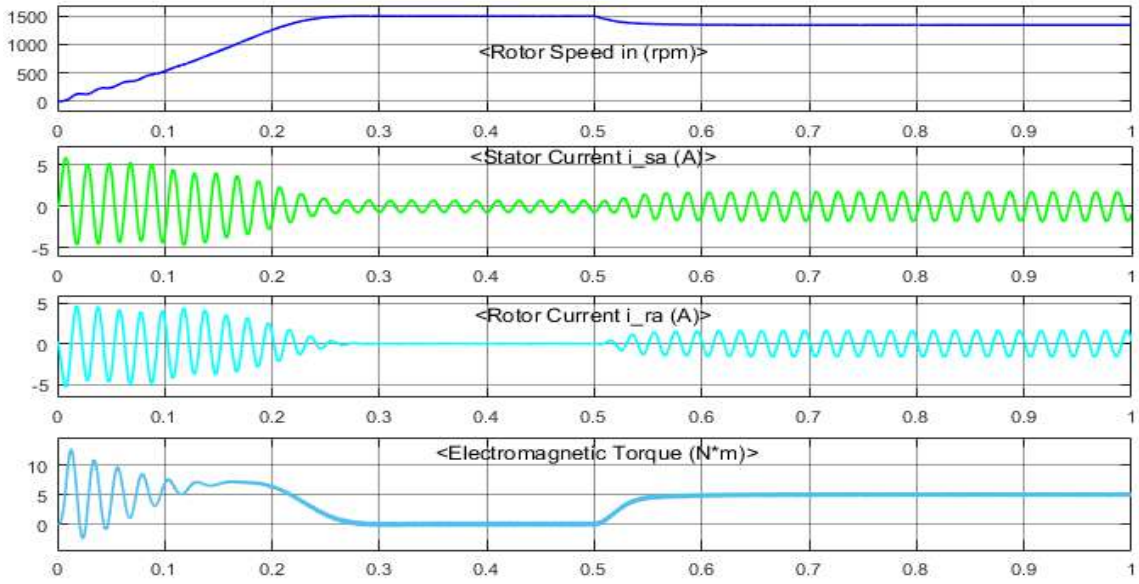


Figure II. 4, b :*m=36, r=0.95*

Figure II. 3: la vitesse ,courant statorique, courant rotorique et couple électromagnétique MAS alimentée par un onduleur a 2 niv commande par la stratège triangulo-sinusoidale

II.2.4 Interprétations :

D'après les résultats de Simulation on remarque :

- ✓ L'augmentation de l'indice de modulation « m » permet de repousser les harmoniques de la tension de phase vers les fréquences très élevées.
- ✓ Pour un indice de modulation « m » impair, on trouve seulement les harmoniques impairs et qui se regroupent autour des familles mf, 2mf, 3mf …etc.
- ✓ Pour un indice « m » multiple de trois, on remarque qu'on aura seulement les harmoniques impairs et qui ne sont pas multiple de 3.
- ✓ L'augmentation du coefficient de réglage en tension jusqu'à (r=1) permet de diminuer l'amplitude des harmoniques de la 2éme, 3éme et 4éme famille, en revanche celle de la 1ére famille augmente.
- ✓ L'augmentation du coefficient de réglage r jusqu'à « 1 » permet de réduire le déchet de tension, et assure un réglage linéaire de la tension de phase.
- ✓ La variation de l'amplitude de l'harmonique fondamental ne dépend pas de la variation de l'indice de modulation « m ».

II.3 MLI Avec à injection de l'harmoniques 3:

II.3.1 Introduction :

Le problème de l'élimination des harmoniques dans les convertisseurs de commutation a été au centre de la recherche depuis de nombreuses années.

Si les pertes de commutation dans un onduleur ne sont pas préoccupantes alors la méthode MLI sinus triangle et ses variantes (MLI calculée) sont très efficaces pour contrôler l'onduleur. Cela s'explique par le fait que les harmoniques générées dépassent la bande passante du système et que ces harmoniques ne dissipent pas la puissance. D'autre part, pour les systèmes où l'efficacité de commutation élevée est de la plus haute importance, il est souhaitable de maintenir la fréquence de commutation à une valeur beaucoup plus faible. Dans ce cas, une autre approche est de choisir les instants de commutation (angles) de sorte qu'un fondamental souhaitée est générée et des harmoniques choisis spécifiquement sont supprimées. Ceci est appelé élimination d'harmoniques sélective ou élimination d'harmonique programmée car les angles de commutation sont choisis (programmés) pour éliminer les harmoniques spécifiques. Les techniques PWM programmées optimisent des fonctions avec des objectifs particuliers, qui constituent essentiellement la minimisation des effets indésirables en raison des harmoniques présents dans les spectres de sortie de l'onduleur.

II.3.2 Principes de la technique à injection harmonique d'ordre 3 :

En triphasé, on peut réduire le '' déchet de tension ''sans diminuer la qualité des tensions de sortie et du courant d'entrée, puisque les harmoniques de rang 3 ou multiple de 3 sont éliminés des tensions de sortie on peut ajouter un harmonique 3 à la sinusoïde de fréquence f pour former l'onde de référence, on trouvera l'harmonique 3 dans les tensions V_a-V_0 , V_b-V_0 ,V_c-V_0 par rapport au point milieu fictif 0 de l'entrée, mais il disparais dans les tensions simples V'_A ,V'_B , V'_C et les tensions composées V_A-V_B , V_B-V_C ,V_C-V_A à la sortie

L'addition d'harmoniques 3 permet d'augmenter l'amplitude maximales du fondamental dans la référence et, par là, dans les tensions de sortie, si la référence (V_a-V_0) la somme d'un terme fondamental V_{ref} et d'un harmonique trois V_{3h} de valeur suffisante, les maxima de la référence ne se situent plus au milieu de ses alternances, sans que la tension (V_a-V_0) excédé U/2, on peut obtenir une valeur de V_{ref} supérieure à U/2

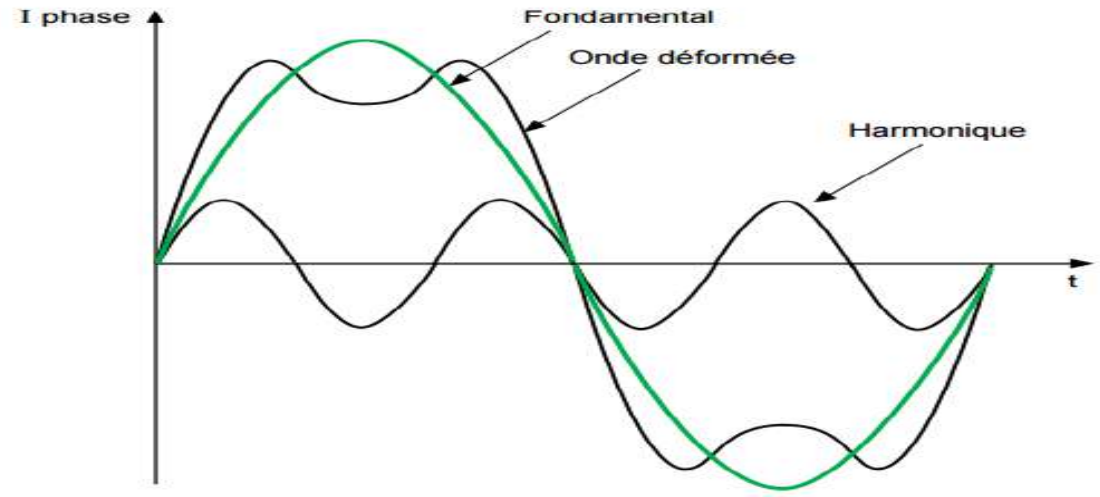


Figure II. 4: Image d'une onde déformée

la commande utilisant une tension de référence de la forme

$$(V_a - V_0) = \frac{U}{2}(r\sin\omega t + k\sin 3\omega t) \qquad \textbf{II. 6}$$

est appelée commande su optimale pour trouver la valeur de K permettant à r d'atteindre sa valeur maximale , on suppose que la forme d'onde de la référence est toujours la même en écrivent

$$(V_a - V_0) = \frac{U}{2} r(\sin\omega t + k'\sin 3\omega t) \qquad \textbf{II. 7}$$

la dérivée par rapport à t de

$$(\sin\omega t + k'\sin 3\omega t)$$

$$k' \succ \frac{1}{9}$$

montre que le premier maximum se produit avant si

$$\cos^2 \omega t = \frac{1}{4}\left(3 - \frac{1}{3k'}\right) \qquad \textbf{II. 8}$$

si cette condition est remplie , l'instant de ce maximum est tel que

$$t = \frac{\pi}{2\omega}$$

la valeur maximale de r correspond au maximum de la quantité à cet instant , On trouve ainsi :

$$(\sin\omega t + k'\sin 3\omega t)$$

$$r_{\max} = \frac{2}{\sqrt{3}} = 1.155$$

pour $k' = \frac{1}{6}$ ou $k = \frac{1}{6}\frac{2}{\sqrt{3}} = 0.1925$

L'amplitude maximale théorique du fondamental des tensions simples de sortie passe de U/2, avec la commande sinusoïdale

II.3.3 Formes d'ondes, caractéristiques :

A valeur données de m (multiple de 3) et de r, les formes d'ondes des tensions diffèrent apparemment peu de celles trouvées avec une référence sinusoïdale seule varie légèrement la largeur de certains créneaux, il en est de même pour les formes d'ondes des courants à m, r.

La MLI à injection harmonique d'ordre 3 présente plusieurs avantages distincts par rapport aux autres MLI

- Une amplitude du fondamental plus élevée est réalisable avant que la limite de largeur d'impulsion minimale de l'onduleur ne soit atteinte
- La réduction de la fréquence de commutation contribue à la réduction des pertes de commutation de l'onduleur et permet l'utilisation de commutateurs GTO pour les convertisseurs de forte puissance.
- L'élimination des harmoniques d'ordre inférieur n'entraîne aucune interférence harmonique, par exemple la résonance avec des réseaux externes de filtrage de lignes généralement utilisés dans les alimentations de l'onduleur.
- L'utilisation de modèles de commutation MLI à élimination d'harmoniques évite les calculs en ligne et fournit une mise en œuvre directe d'une technique de haute performance

II.3.4 Résultats De Simulation :

Les résultats de simulation présentent la conduite de la MAS alimentée par le convertisseur de la figure I.1. Après un démarrage à vide, la machine est chargée par couple nominal à l'instant t = 0.5 s.

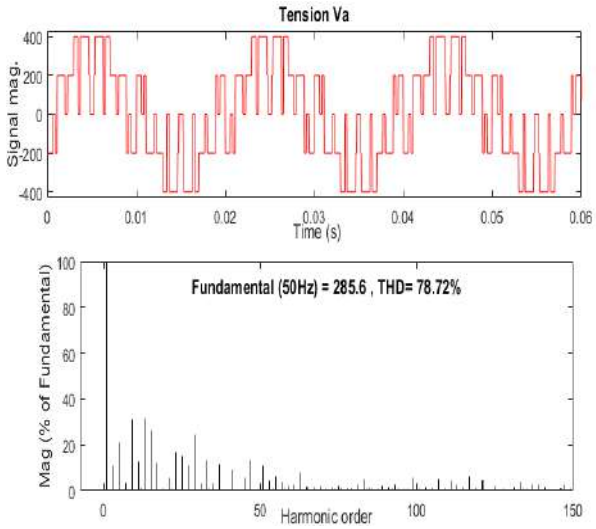


Figure II. 5, a : m=6 , r=0.95

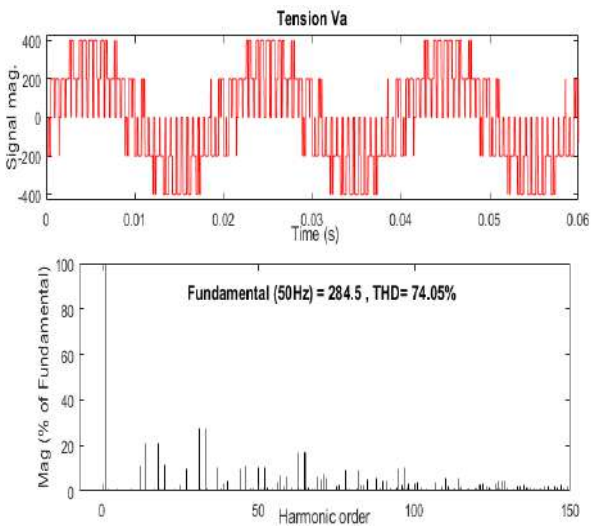


Figure II. 6, b :m=16, r=0.95

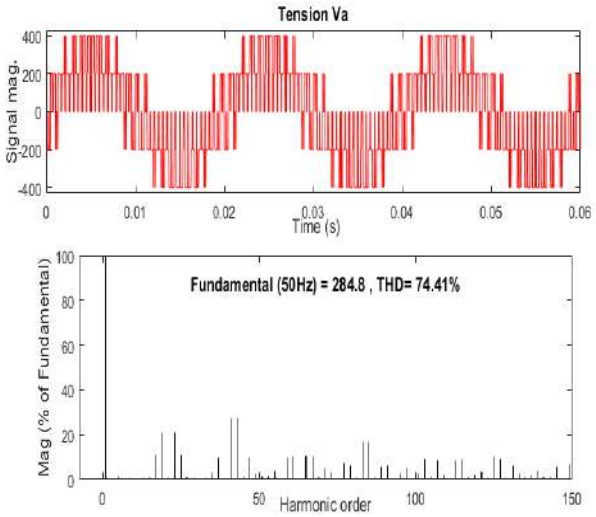


Figure II. 6, c : m=21, r=0.95

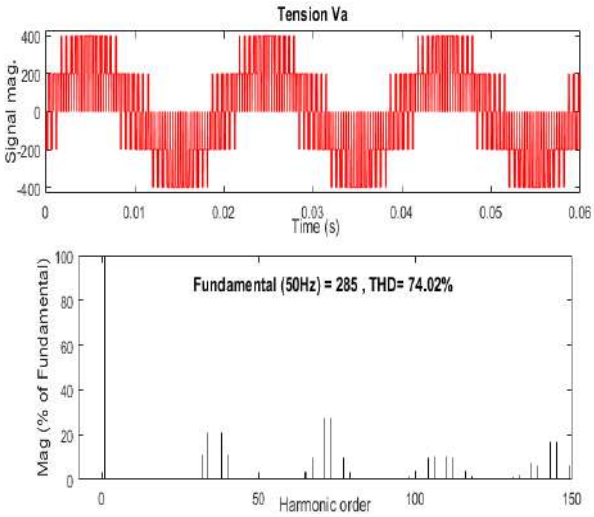


Figure II. 6, d :m=36, r=0.95

Figure II. 5 : La Tension simple Va et son spectre de l'onduleur triphasé a 2 niv par stratégie injection de l'harmoniques 3

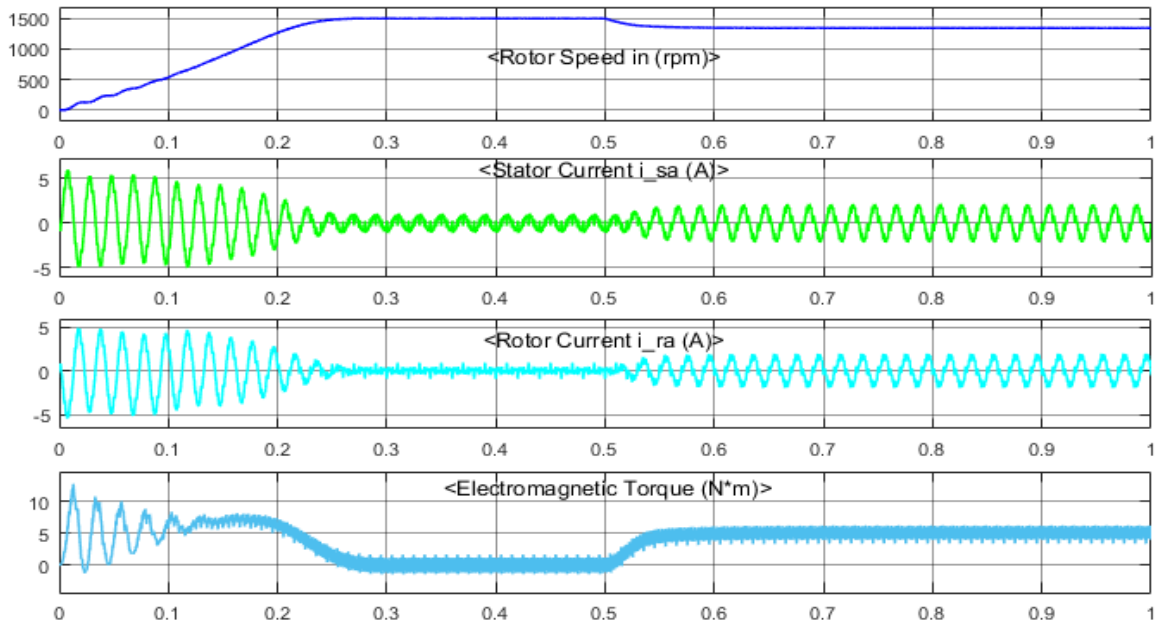


Figure II. 7, a : *m=7 , r=0.95*

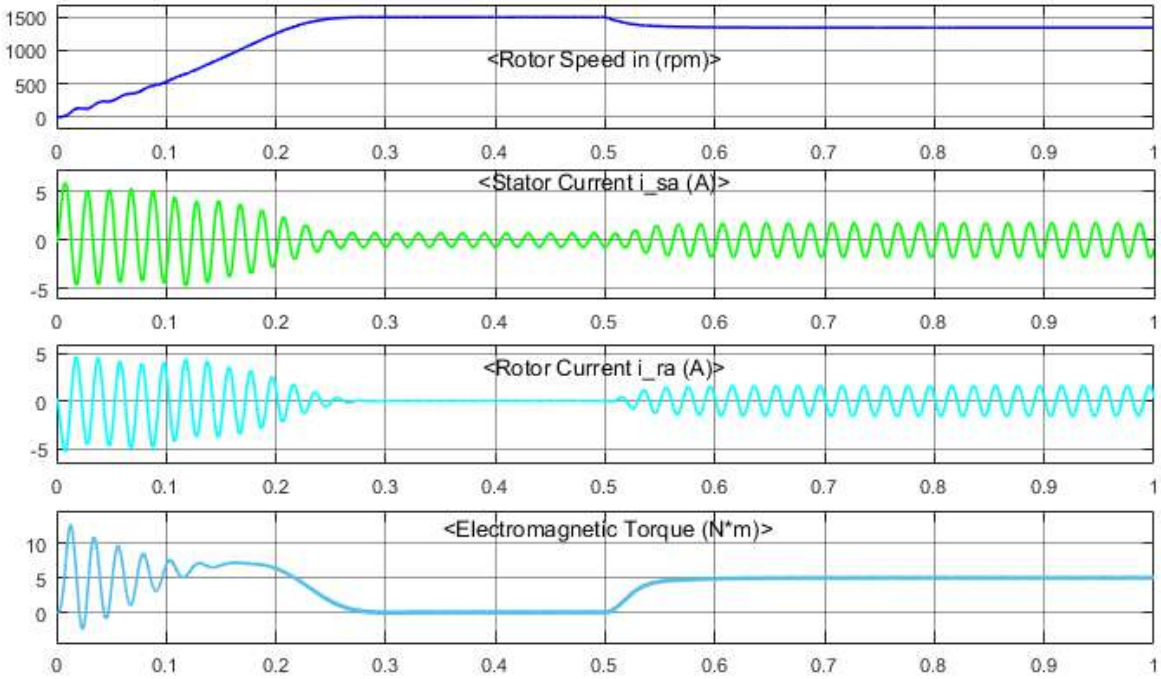


Figure II. 7, d :*m=36, r=0.95*

Figure II. 6: la vitesse ,courant statorique, courant rotorique et couple électromagnétique MAS alimentée par un onduleur a 2 niv commande par la stratégie injection de l'harmoniques 3

II.3.5 Interprétation:

D'après les résultats de Simulation on remarque :

- ✓ - L'augmentation de l'indice de modulation « m » permet de repousser les harmoniques de la tension de phase Va vers les fréquences élevées.
- ✓ Pour un indice de modulation « m » impair on trouve seulement les harmoniques impairs et qui se regroupent autour des raies mf, 2mf, 3mf, 4mf.
- ✓ Pour un indice de modulation « m » multiple de 3, on remarque que seule les harmoniques impairs et qui ne sont pas multiples de 3 apparaissent dans le spectre d'harmonique de la tension de phase Va.
- ✓ Pour un indice de modulation « m » pair on trouve les harmoniques pairs et impairs dans la tension de phase Va.
- ✓ L'augmentation du coefficient de réglage r (0…1.155) permet de diminuer l'amplitude des harmoniques de la 2éme, 3éme, 4éme famille et d'augmenter légèrement celle de la 1ére famille.
- ✓ L'augmentation du coefficient de réglage « r » permet de réduire le déchet de tension. Cette variation de r permet aussi un réglage linéaire de la tension de phase « Va », cette dernière reste indépendante de l'indice de modulation « m »,

II.4 La technique de commande par hystérésis :

C'est une technique très simple à implanter. Elle s'intéresse directement au contrôle du courant, Le principe de contrôle des courants par hystérésis consiste à maintenir chacun des courants générés dans une bande enveloppant les courants de référence. Chaque violation de cette bande donne un ordre de commutation. La **Figure II.8** présente le schéma de principe de cette technique

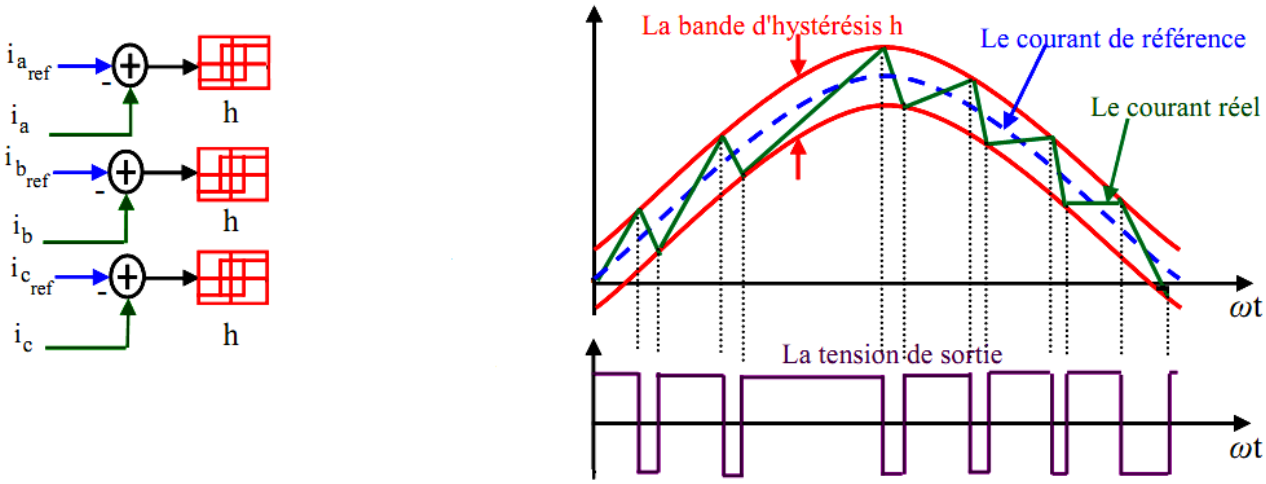


Figure II. 7: Représentation de contrôle de courant par la technique à hystérésis

Les courants de référence sont donnés par :

$$\begin{cases} I_{a_{ref}} = \mathrm{I}_{max} \sin(\omega t) \\ I_{b_{ref}} = \mathrm{I}_{max} \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ I_{c_{ref}} = \mathrm{I}_{max} \sin\left(\omega t - \frac{4\pi}{3}\right) \end{cases} \quad \textbf{II. 9}$$

Ces courants de référence sont comparés avec ceux des phases de chaque bras de l'onduleur, la différence entre le courant de référence I_{ref} (t) et le courant mesuré I_m(t), c'est l'écart du courant I_e (t) appliqué à l'entrée du bloc de l'hystérésis qui fournit le signal logique(1 ou 0).comme montre la figure ci-contre

$s = 1$ alors

$$I_e(t) \geq \frac{h}{2}$$

$s = 0$ alors

$$I_e(t) \leq \frac{h}{2}$$

La bande d'hystérésis est choisie de façon à ne pas dépasser la fréquence de commutation admissible des semi-conducteurs utilisés et à minimiser les harmoniques des courants

II.4.1 Résultats De Simulation:

Les résultats de simulation présentent la conduite de la MAS alimentée par le convertisseur de la figure I.1. Après un démarrage à vide, la machine est chargée par couple nominal à l'instant t = 0.9 s.

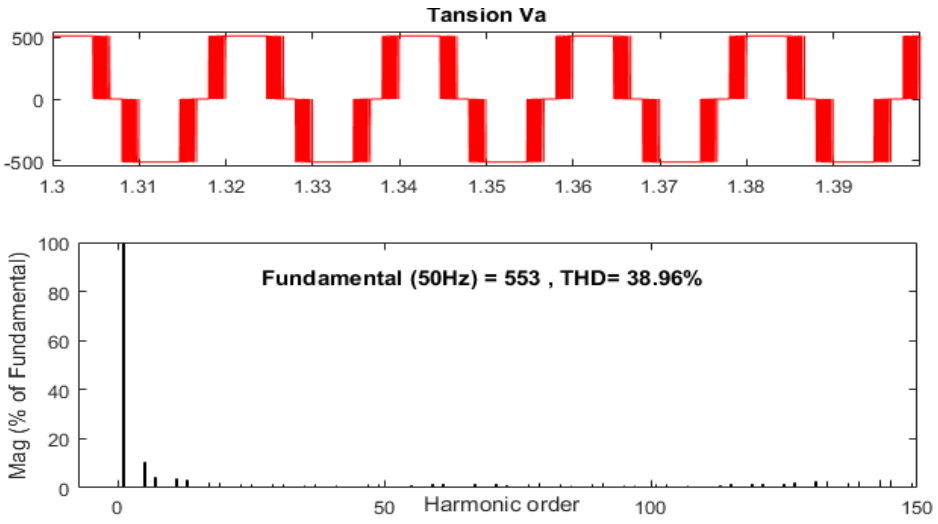


Figure II. 8: La Tension simple Va et son spectre de l'onduleur triphasé a 2 niv par stratégie hystérésis

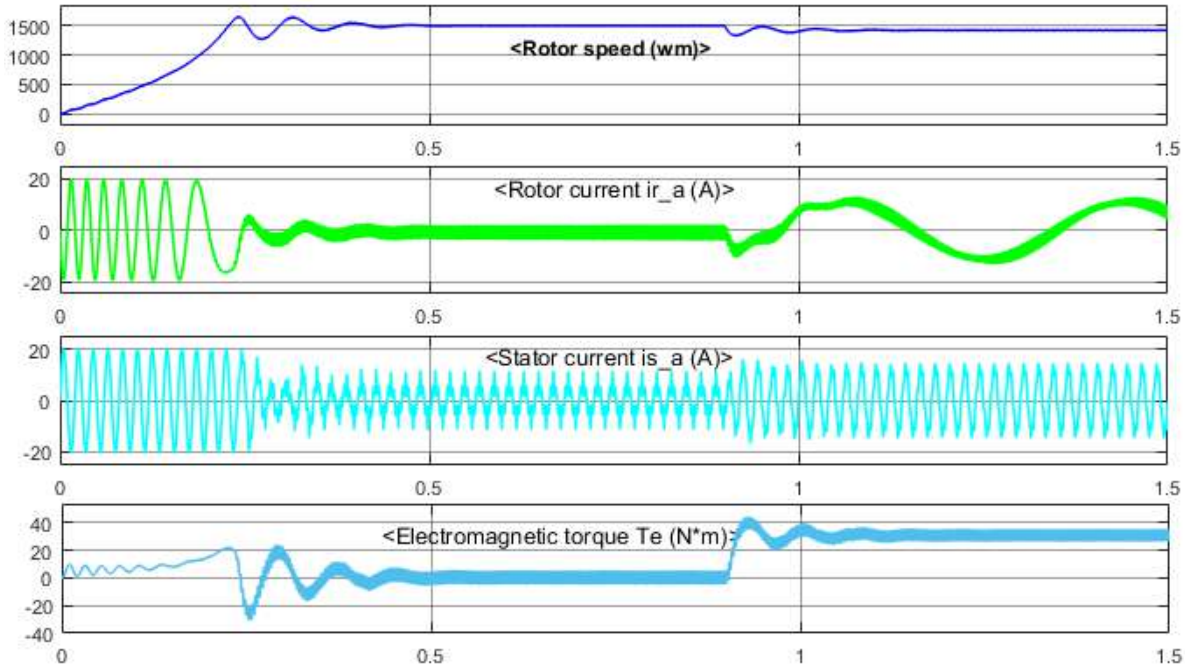


Figure II. 9: la vitesse ,courant statorique, courant rotorique et couple électromagnétique MAS alimentée par un onduleur a 2 niv commande par la stratégie hystérésis

II.4.2 Interprétation :

La vitesse et le couple de la machine asynchrone dans un démarrage à vide pour trois bandes d'hystérésis on remarque que la vitesse se stabilise à la vitesse de référence après un régime transitoire important pour les trois tests effectués. Après l'application d'un couple résistant de valeur 27N.m on remarque que le couple répond instantanément et sans dépassement avec une diminution de la vitesse cette atténuation et la même soit pour la MAS alimentée par l'onduleur,

Ce qui concerne les réponses en courant, nous constatons que le courant suit exactement le courant de référence sans dépassement. La variation du bande d'hystérésis permet d'amélioré la forme de courant mais provoque une augmentation très importante de la fréquence de commutation.

Le contrôle par hystérésis force le courant de chaque phase à être supérieur ou inférieur par rapport à son courant de référence par commutation de la tension de phase entre $+E/2$ et $-E/2$. La fréquence de commutation des interrupteurs dépend de la tension continue appliquée à l'entrée de l'onduleur du niveau de la f.é.m. dépendant de la vitesse de rotation, et de la bande d'hystérésis Δi

II.4.3 Conclusion :

- ✓ La MLI sinusoïdale triangulaire permet de faire varier la valeur du fondamentale de la tension de sortie.
- ✓ Les harmoniques de rang 3 ou multiple de 3 sont supprimées dans la tension de sortie.
- ✓ L'augmentation de l'indice de modulation « m » rejette les premiers harmoniques non nuls vers des fréquences élevées, et facilite donc le filtrage
- ✓ L'apparition du déchet de tension.
- ✓ L'injection de l'harmonique 3 dans la tension de référence permet d'améliorer la forme de la tension de sortie et d'augmenter l'amplitude maximale du fondamental dans la référence et par là dans la tension de sortie.
- ✓ L'analyse des résultats de simulation montre que le spectre d'harmonique de la tension de phase Va est amélioré par rapport à la MLI sinusoïdale triangulaire.
- ✓ L'injection d'un harmonique 3 dans la référence permet de diminuer le déchet de tension sans polluer le spectre.
- ✓ La technique de contrôle de courant par hystérésis adaptative qui s'avère particulièrement simple, permet à la fois, de fonctionner à une fréquence de commutation élevé, Cette technique de commande permet de donner au système une grande vitesse de réponse et l'erreur de la largeur de bande peut être éliminé rapidement.

CHAPETER III :

TECHNIQUE DE COMMANDE VECTORIELLE

TECHNIQUE DE COMMANDE VECTORIELLE

III.1 Introduction :

La technique de modulation vectorielle est une variante de la commande par modulation de largeur d'impulsion qui se base sur la représentation vectorielle des tensions dans le plan complexe. Elle est devenue très populaire au cours de ces dernières années, en particulier pour des applications d'entraînement machine asynchrone

La transformation des signaux triphasés vers le repère biphasé αβ simplifie la commande de la tension et du courant dans les convertisseurs triphasés. La modulation MLI vectorielle est basé sur la représentation de signaux de tension triphasés dans le repère αβ stationnaire en tant que vecteurs, conformément aux états de commutation du convertisseur. Il existe huit états valides qui correspondent aux valeurs définies des tensions de sortie [18].

Le modèle de l'onduleur dans le plan complexe est utilisé, au lieu du modèle en coordonnées triphasé. Ainsi, il est nécessaire de générer un vecteur de tension spatiale qui correspond aux tensions de ligne requises. Afin de produire trois tensions sinusoïdales pendant un cycle, six vecteurs non nuls (états de commutation) sont utilisés consécutivement pendant chaque période d'échantillonnage. La fréquence d'échantillonnage peut être considérée comme la fréquence du signal de la porteuse dans la technique MLI sinus-triangle.

Dans le plan αβ, on peut identifier six vecteurs V1-V6 correspondant à la position du vecteur de tension aux limites où les états des commutateurs K1-K3, K'1-K'3 changent. En conséquence, six secteurs délimités par les vecteurs V1-V6 sont formés sur le plan αβ. Les extrémités des vecteurs peuvent être reliées par des lignes droites formant un hexagone. Le centre de l'hexagone, qui combine les points de départ des vecteurs, corresponds aux vecteurs zéro V7 et V0. [18].

La génération des signales de commande de la technique MLI vectorielle passe par quatre étapes :

1. Transformation de tension triphasé au tension biphasé
2. Détermination le secteur de vecteur de tension
3. Décomposition de vecteur de tension de sortie sur les deux vecteurs adjacents
4. Détermination de la séquence de commutation

III.2 Transformation de Clarke :

La transformation de Clarck consiste à substituer aux trois variables réelles u an, U_{bn}, U_{cn} leur composante U_α, U_β, U_0, ces composantes sont données par :

La composante U_0 est indentiquement nulle puisque les tensions réelles U_{an}, U_{bn}, U_{cn} ne contiennent pas de composante homopolaire,

Une analyse combinatoire de tous les états possibles des interrupteurs permet de calculer les vecteurs de tensions Usα, Usβ correspondantes

Le tableau (1) indique pour chacun de ses états les valeurs des tension U_{an}, U_{bn}, U_{cn} de leur composante de Clark $U_{s\alpha}$, $U_{s\beta}$ et indice des vecteurs V représentatif de cet état :

Tableau III.1: Transformation de Clarke :

K_1	K_2	K_3	V'_A	V'_B	V'_c	V'_α	$V'_ß$	V'^{-}
0	0	0	0	0	0	0	0	V'_0
1	0	0	$\frac{2U}{3}$	$\frac{-U}{3}$	$\frac{-U}{3}$	$\frac{\sqrt{2}}{3}U$	0	V_1'
1	1	0	$\frac{u}{3}$	$\frac{u}{3}$	$\frac{-2U}{3}$	$\frac{U}{\sqrt{6}}$	$\frac{U}{\sqrt{2}}$	V'_2
0	1	0	$\frac{-U}{3}$	$\frac{2U}{3}$	$\frac{-U}{3}$	$\frac{-U}{\sqrt{6}}$	$\frac{U}{\sqrt{2}}$	V'_3
0	1	1	$\frac{-2U}{3}$	$\frac{u}{3}$	$\frac{u}{3}$	$\frac{-\sqrt{2}}{3}U$	0	V'_4
0	0	1	$\frac{-U}{3}$	$\frac{-U}{3}$	$\frac{2U}{3}$	$\frac{-U}{\sqrt{6}}$	$\frac{-U}{\sqrt{2}}$	V'_5
1	0	1	$\frac{u}{3}$	$\frac{-\sqrt{2}}{3}U$	$\frac{u}{3}$	$\frac{U}{\sqrt{6}}$	$\frac{-U}{\sqrt{2}}$	V'_6
1	1	1	0	0	0	0	0	V'_7

Deux de ses huit vecteurs sont identiquement nuls, les six autres ont le même module, égale à $\sqrt{2/3}$Uc. Les extrémités de ces six vecteurs définissent les sommets d'un hexagone régulier, puisque deux vecteurs successifs font entre eux un angle de 600 [8] [10] [16]

Sur la **Figure III. 1** nous avons indiqué à l'extrémité de chaque vecteur l'état correspondant des interrupteurs,

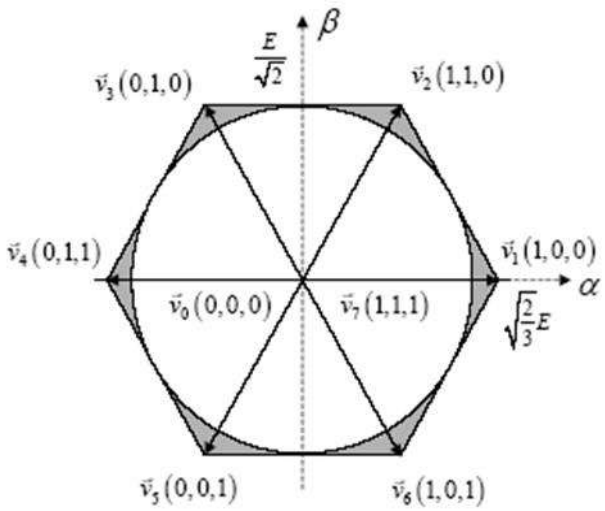


Figure III. 1 : Représentation des vecteurs de tension d'état de l'onduleur

III.3 Détermination du secteur de la tension :

Pour calculer les projections appropriées, nous devons déterminer les vecteurs de base V1-V6. Pour cela, nous devons déterminer quel secteur S appartient au vecteur actuel Vs. En utilisant la forme complexe pour représenter le vecteur de tension on peut écrire :

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = \mathrm{Re}(V_s) \\ V_{s\beta} = \mathrm{Im}(V_s) \end{cases} \quad \textbf{III. 1}$$

En indiquant l'argument et l'amplitude du vecteur Vs comme :

$$\theta = Arg(V_s)$$
$$|V_s| = \sqrt{V_{s\alpha} + V_{s\beta}} \quad \textbf{III. 2}$$

On peut utiliser l'algorithme représenté par un Organigramme suivant pour déterminer le secteur :

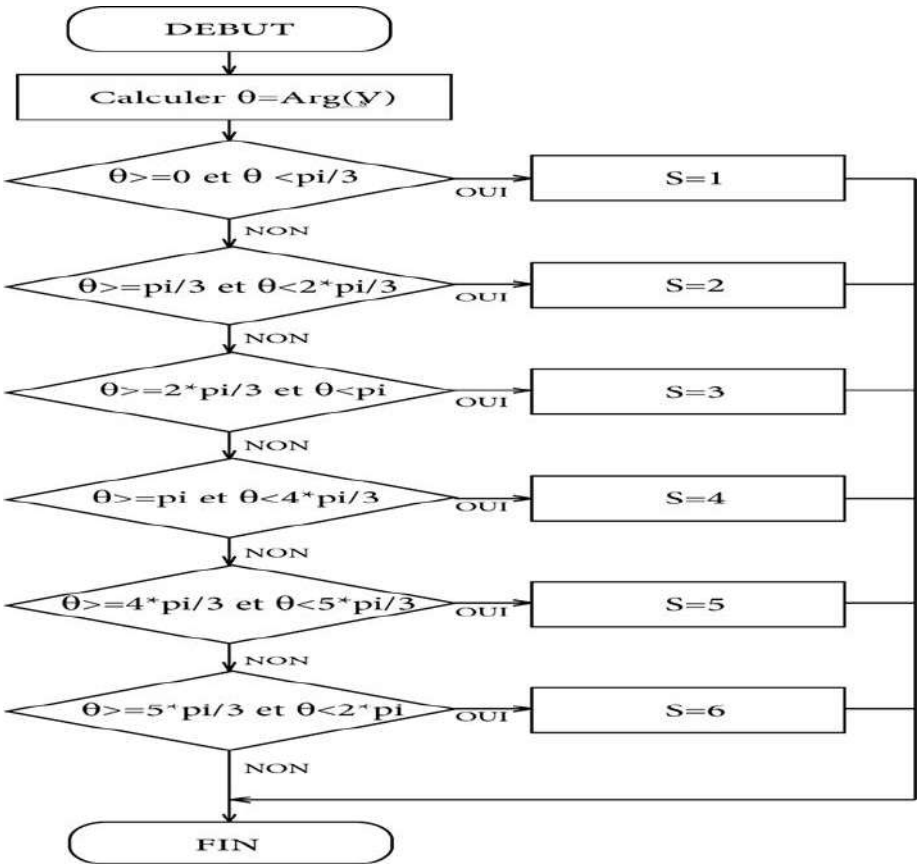


Figure III. 2: Organigramme de calcule de secteur:

III.4 Décomposition de vecteur de tension de sortie sur les deux vecteurs adjacents :

Pour produire les tensions requises, la tension de référence Vs est calculée en moyenne dans chacun des six secteurs. Pour le secteur k, cela se fait en alternant les vecteurs actifs les plus proches (Vk et Vk+1) et un vecteur zéro (V7 ou V0). L'expression des vecteurs V1-V6 est de la forme suivante :

$$V_k \sqrt{\frac{2}{3}} E.e^{j\frac{(k-1)\pi}{3}} \qquad \textbf{III. 3}$$

Pour : $1 \leq k \leq 6$

Les vecteurs de tension sont additionnés, mais le temps d'utilisation pour chaque vecteur doit être pris en compte. La valeur relative du temps utilisé λ_k pour V_k peut être considérée comme le rapport cyclique. En conséquence, le temps de l'utilisation du vecteur V_k est défini comme $t_k = \lambda_k.T_S$, où $T_S=1/f_s$ est la période d'échantillonnage du signal porteur. Comme seulement trois états sont utilisés dans chaque période d'échantillonnage, nous pouvons écrire l'expression suivante :

$$t_k + t_{k+1} + t_7 + t_0 = T_S$$

Où t_k et t_k+1sont les temps pendant lesquels les vecteurs V_k et V_k+1sont utilisés et t_7 et t_0 sont les temps d'utilisation pour les vecteurs zéro V_7et V_0.

La tension de référence V_s est la somme des valeurs moyennes des vecteurs actifs les plus proches et le vecteur zéro V_z pendant la période d'échantillonnage dans chaque secteur:

$$VS = \lambda_k Vk + \lambda_{k+1} Vk+1 + \lambda_Z V_Z$$

La référence V_S tourne à la fréquence angulaire (ω_r) de la tension de sortie dans le repère stationnaire αβ. Pour une tension de phase équilibrée, le module et la phase de ce vecteur sont complétement déterminés par ses composants VSαet $V_{S\beta}$. Dans ce cas, les temps t_1 et t_2 dans le premier secteur peuvent être calculés à partir des relations trigonométriques pour les vecteurs $V_{S\alpha}$, $V_{s\beta}$ .et $\lambda_1 V_1$, $\lambda_2 V_2$.

Les vecteurs du secteur 1 sont représentés dans la Figure II-7b, ce qui nous permet de calculer t_1 et t_2 en prenant en compte l'angle de phase θ du vecteur V_S, puisque la fréquence de modulation f_s est considérablement supérieure à la fréquence de tension f_r, on peut considérer les paramètres du vecteur V_S comme constants sur la période T_S, selon la **Figure III. 3** :

$$VS\propto = \lambda 2 V2 \; Sin\; 60° = VS \; Sin\theta$$

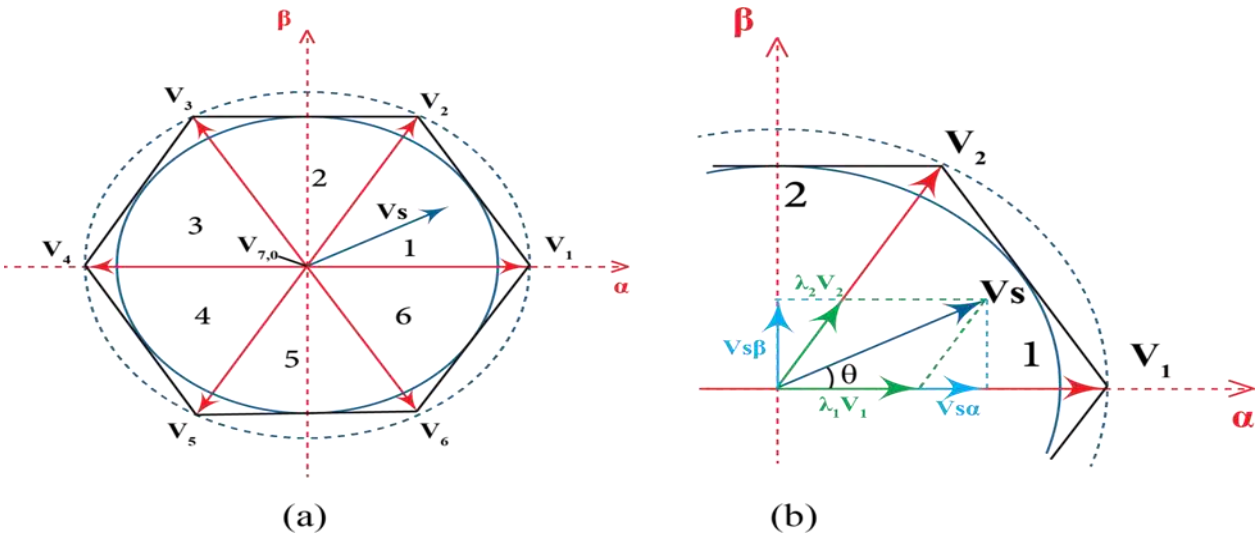


Figure III. 3: Diagramme de vecteur de tension dans le plan αβ

Sachant que :

$$M_a = \frac{2}{\sqrt{3}} \frac{V_s}{V_2} \qquad \textbf{III. 4}$$

Et

$$t_2 = \lambda_2 T_s$$

On peut déduire t_2 à partir d'Équation :

$$t_2 = \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{M_a}{\sin 60} T_s \sin\theta = M_a T_s \sin\theta \qquad \textbf{III. 4}$$

Par la même méthode on peut écrire l'expression de t1 :

$$t_1 = \frac{\sqrt{3}}{2} \frac{M_a}{\sin 60} T_s \sin(60-\theta) = M_a T_s \sin(60-\theta) \qquad \textbf{III. 5}$$

En substituant l'expression de $V_{s\alpha}$:

$$V_{s\alpha} = \lambda_1 V_1 + \lambda_2 V_2 \cos 60° = V_s \cos\theta$$

Donc :

$$M_a \frac{\sqrt{3}}{2} \cos\theta = \lambda_1 + \lambda_2 \cos 60 = V_s \cos\theta \qquad \textbf{III. 6}$$

Finalement en utilisant l'équation:

$$t_7 + t_0 = T_S - t_1 - t_2$$

La tension de référence V_s est la somme des valeurs moyennes des vecteurs V_1 et V_2 et le vecteur V_0 et V_7 pendant la période d'échantillonnage dans chaque secteur :

$$V_S = \lambda_1 V_1 + \lambda_2 V_2 + \lambda_0 V_0 + \lambda_7 V_7$$

L'amplitude du vecteur V_S est commandé en variant le taux de modulation Ma. La modulation du vectorielle nous permet de générer les tensions de sortie de l'onduleur en appliquant la transformation inversé αβ – abc.

III.5 Détermination de la séquence de commutation:

Il existe de nombreuses variantes des algorithmes MLI vectorielle, dans lesquels différentes séquences de vecteurs et différents vecteurs zéro peuvent être utilisés dans une période d'échantillonnage. Souvent, la méthode de position symétrique des vecteurs actif et nul dans la période de modulation TS est représentée sur la **Figure III. 4** :

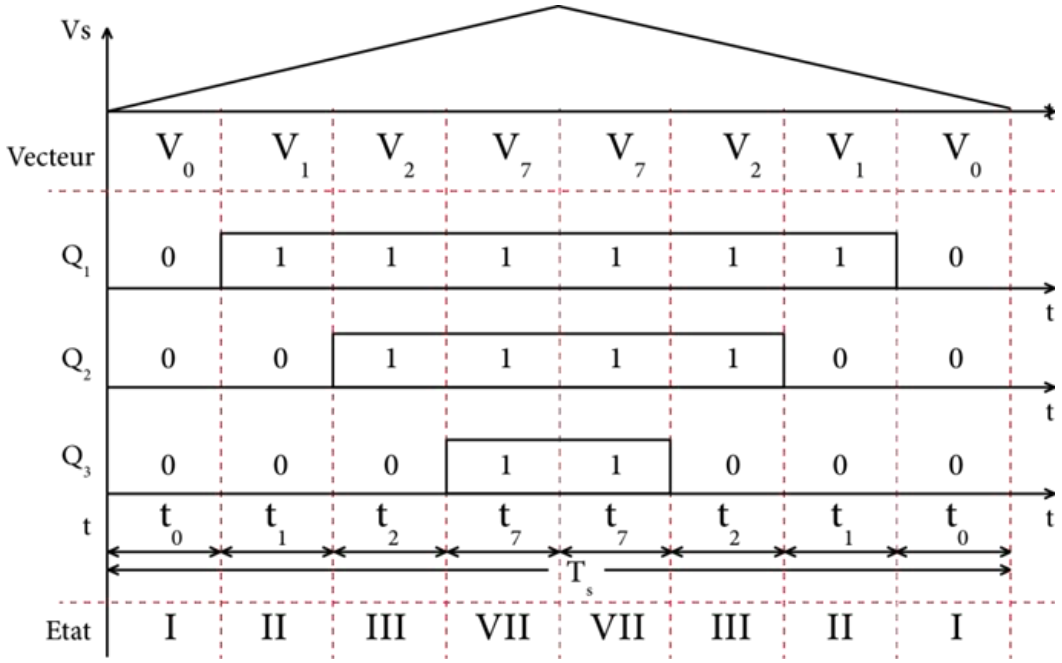


Figure III. 4: Algorithme de commutation pour la commande MLI vectorielle symétrique pour secteur1

Au cours de la première demi-période, on utilise la séquence $V_z – V_k - V_{k+1} - V_z$, tandis que dans la deuxième demi-période, on a la séquence inverse $V_z - V_{k+1} – V_k - V_z$. Le vecteur nul V_z est alternativement choisi entre V7et V0. Dans ce cas, nous pouvons écrire l'expression suivante pour le premier secteur (avec une modification appropriée pour d'autres secteurs) :

$$\frac{T_s}{2} = t_1 + t_2 + t_7 + t_0$$

En utilisant Figure et Equation pour calculer les instants d'ouverture et fermeture des interrupteurs K_1, K_2 et K_3 pour la section 1

$$\begin{cases} t_{k1on} = t_0 \\ t_{k1off} = t_0 + 2\left(t_1 + t_2 + t_7\right) \end{cases}$$
$$\begin{cases} t_{k2on} = t_0 + t_1 \\ t_{k2off} = t_0 + t_1 + 2\left(t_2 + t_7\right) \end{cases}$$
$$\begin{cases} t_{k3on} = t_0 + t_1 + t_2 \\ t_{k3off} = t_0 + t_1 + t_2 + 2t_7 \end{cases} \qquad \textbf{III 7}$$

Un autre algorithme utilise un seul vecteur nul (V_7ou V_0) dans chaque période de modulation. Toute méthode devrait fournir une réduction de la fréquence de commutation et des harmoniques indésirables. Certains algorithmes de commutation permettent de réduire la fréquence de commutation

f_s de 33%, sans détérioration de l'efficacité de la modulation. En outre, les pertes de commutation peuvent être réduites de 30%, selon le facteur de puissance de la charge.

Les séquences qui peuvent être appliquées sur une période donnée sont limitées. En effet, pour le MLI vectorielle symétrique, il existe seulement six séquences différentes (ignorant les différences dans la durée de chaque phase) correspondant aux six secteurs représentés sur la Figure III. 5:

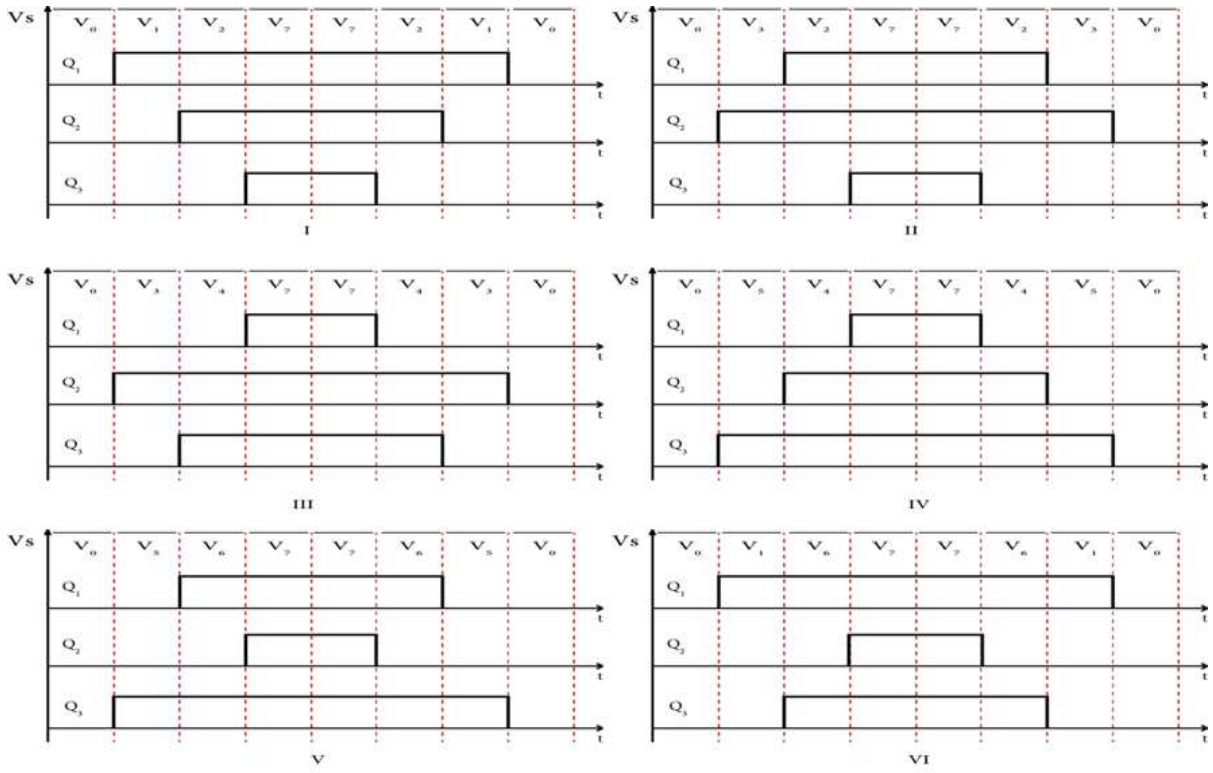


Figure III. 5: Les séquences de commutation possible de MLI vectorielle

Il faut noter que la tension de sortie est limitée par la valeur maximale du taux de modulation. Dans la **Figure III. 5** la région délimitée par un cercle inscrit d'hexagone (Ma≤ 1) correspond à la dépendance fonctionnelle linéaire entre la tension de sortie et Ma. La valeur maximale du vecteur de tension est donnée par :

$$V_s = \frac{E}{\sqrt{3}} \qquad \textbf{III. 8}$$

Dans le cas de là sur-modulation dans la région délimitée par un cercle circonscrit (Ma≥1), nous pouvons augmenter M_a a. Dans ce cas, les temps d'application des vecteurs nuls (t_7 ou t_0) sont égaux à zéro (Seules les vecteurs non nuls sont utilisés)

Une augmentation supplémentaire de M_a conduit à une distorsion des formes d'onde de tension de sortie qui entraîne des tensions non modulées carrée.

Figure III. 6 représente l'organigramme global de la commande MLI vectorielle de l'onduleur triphasé de tension :

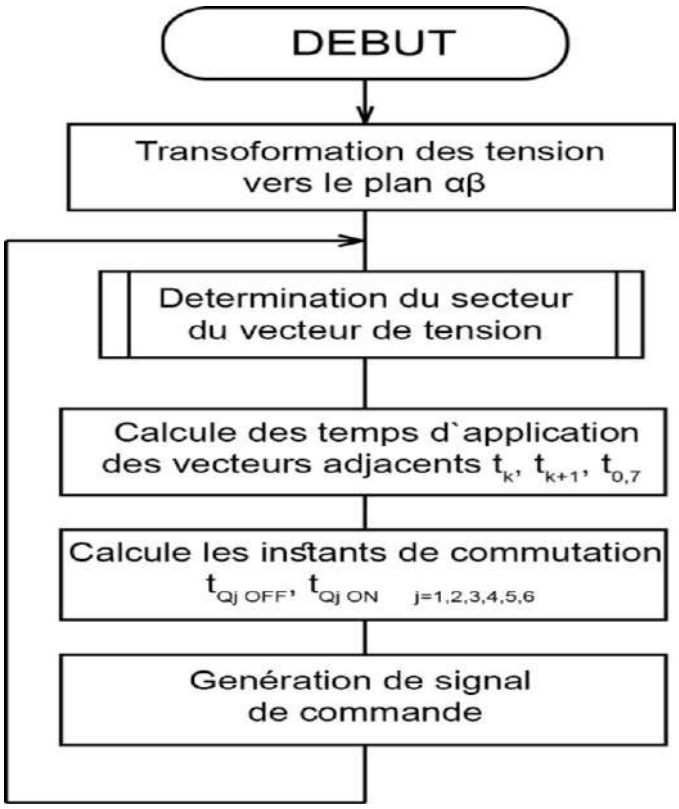


Figure III. 6: Organigramme globale de la commande MLI vectorielle

III.6 Résultats De Simulation :

III.6.1 MLI Vectorielle (PO) :

Les résultats de simulation présentent la conduite de la MAS alimentée par le convertisseur de la **Figure I.1**. Après un démarrage à vide, la machine est chargée par couple nominal à l'instant t = 0.5 s.

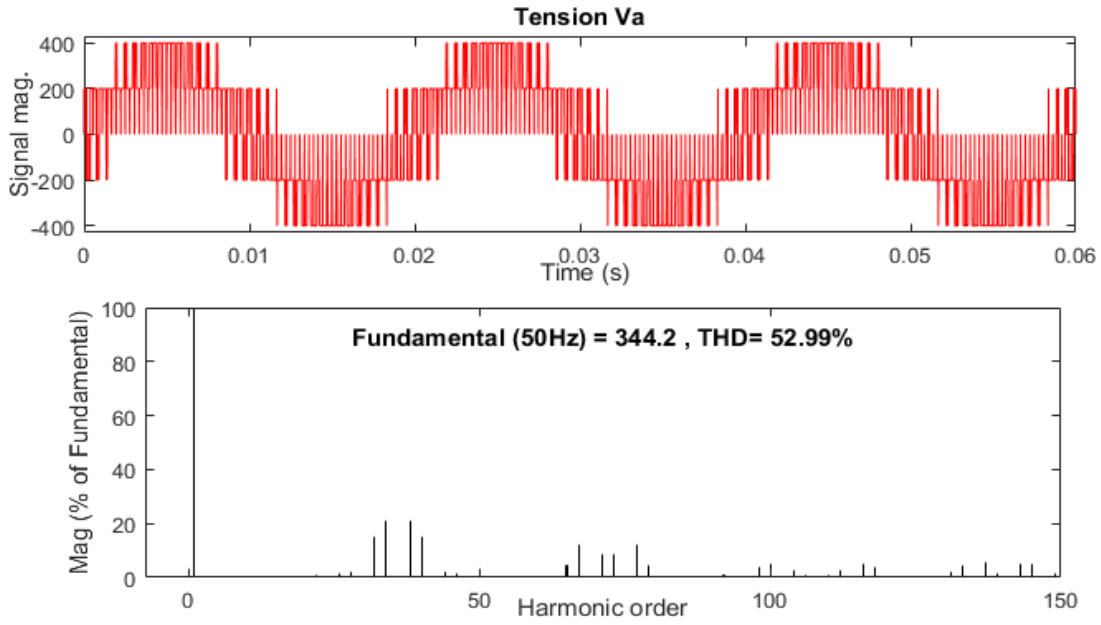


Figure III. 7 : La Tension simple Va et son spectre de l'onduleur triphasé a 2 niv par stratégie MLI Vectorielle

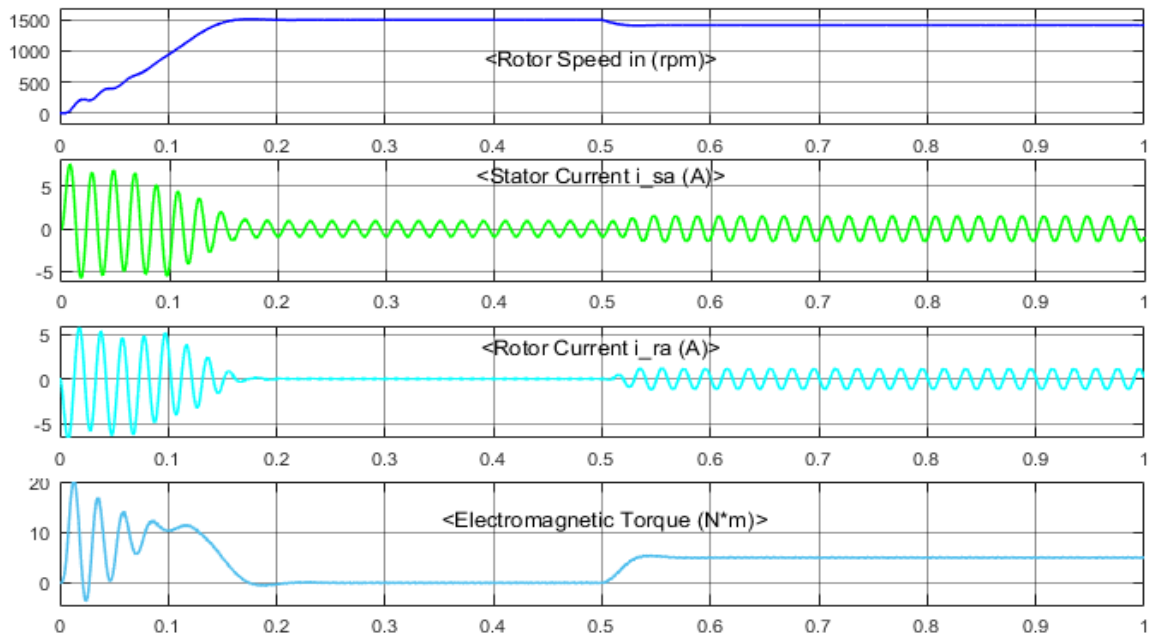


Figure III. 8: la vitesse ,courant statorique, courant rotorique et couple électromagnétique MAS alimentée par un onduleur a 2 niv commande par la stratège MLI Vectorielle

III.6.2 Réglage de vitesse par la commande vectorielle direct :

Afin de déterminer la position et l'amplitude du flux rotorique. L'idée est de mesure le Flex dans la machine à l'aide d'un bobinage supplémentaire ou avec un capteur a effet Hall. Ceci fragilise le moteur et nécessite une constriction spéciale de la machine. Le moteur perd sons principe avantage qu'est sa robustesse [3].

Devant la complicité passe par l'installation capteur servent a mesure le Flex rotorique. Hasse a proposé une méthode basent sur le modelé dynamique du flux, qui nécessite des grandeurs facilement mesurables tel que les courants, le tension statorique et la vitesse de rotorique [3].

Par déterminer la position et le module de flux, on utilise souvent le modale de la machine :

$$\frac{d\Phi}{dt} = \frac{M_{sr}R_r}{L_r} i_{ds} - \frac{R_r}{L_r}\Phi_r$$
$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega + \frac{M_{sr}R_r}{L_r\Phi_r} i_{qs} \qquad \textbf{III. 9}$$

Le module du flux rotorique et du couple électromagnétique seront contrôles par contre-réaction alors que la pulsation de glissement est directement calculée par l'expression **III. 9**, à l'aide des grandeur mesurées ou estimées.

Pour une alimentation en tension (onduleur de tension triphasé a deux niveau a structure NPC) les tension statoriques sont obtenues à partir du système **III. 10**

$$V_{ds} = R_s i_{ds} + \sigma L_s s i_{ds} + \frac{M_{sr}}{L_r} s\Phi_r - \sigma L_s \omega_s i_{qs}$$
$$V_{qs} = R_s i_{qs} + \sigma L_s s i_{qs} + \frac{M_{sr}}{L_r} \omega_s \Phi_r + \sigma L_s \omega_s i_{ds} \qquad \textbf{III. 10}$$

Afin d'éviter le couplage entre les deux équations, nous utilisant une méthode de compensation statique. Cette méthode consiste à faire la régulation des courants en négligent les termes de couplage. Ces derniers sont rajoutés à la sortie de correcteur de courant pour obtenir les tensions de référence nécessaire pour le réglage [3]. Les termes supplémentaires sont déterminés de sortie que les tensions restantes soient en relation du premier ordre avec les courants correspondants.

Les tensions à la sortie des régulateurs sont données par :

$$V^r_{ds} = R_s i_{ds} + \sigma L_s s i_{ds}$$
$$V^r_{qs} = R_s i_{qs} + \sigma L_s s i_{qs} \qquad \textbf{III. 11}$$

Les tensions de couplage sont données par :

$$V^{c}_{ds} = -\sigma L_s \omega_s i_{qs}$$

$$V^{c}_{qs} = \frac{M_{sr}}{L_r}\omega_s \Phi_r + \sigma L_s \omega_s i_{ds} \qquad \textbf{III. 12}$$

D'où les tensions de référence nécessaires pour le réglage sont :

$$V^{*}_{ds} = V^{c}_{ds} + V^{r}_{ds}$$

$$V^{*}_{qs} = V^{c}_{qs} + V^{r}_{qs} \qquad \textbf{III. 13}$$

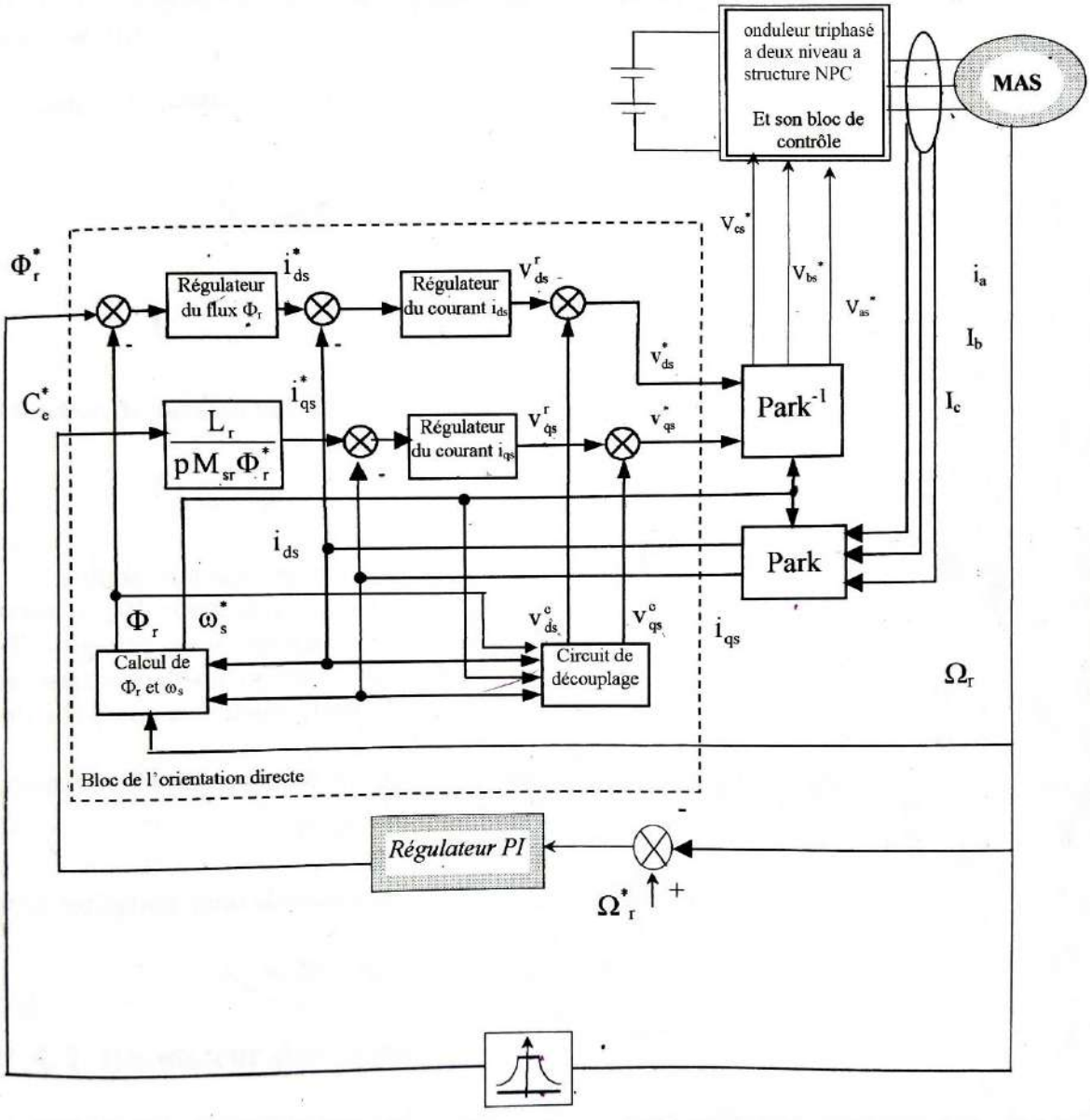


Figure III. 9: Schéma de principe de la commande vectorielle directe

La calcule des régulateurs est effectué à l'aide du principe d'imposition des pôles

III.6.2.1 Régulateur du courant i_{qs} :

Le régulateur du courant en quadrature fournit la tension V^r_{qs} nécessaire pour maintenir le couple a sa valeur de référence.

La fonction de transfert $\frac{i_{qs}}{V_{qs}^{\ r}}$ est donne par :

$$\frac{i_{qs}}{V_{qs}^{\ r}} = \frac{1/(\sigma L_s)}{s+\rho_s} \qquad \textbf{III. 14}$$

Avec : $\rho_s = R_s/(\sigma L_s)$

La boucle de régulation du courant est représentée par la **Figure Ⅲ. 10**

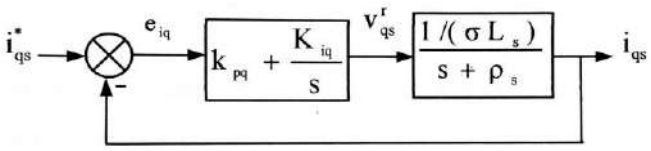


Figure III. 10: schéma bloc de régulation du courant i_{qs}

La fonction de transfert en boucle fermée est donne comme suit :

$$\frac{i_{qs}}{i_{qs}^{*}} = \frac{(K_{iq}+sK_{pq})/(\sigma L_s)}{s^2 + s\left(\rho_s + \frac{K_{pq}}{\sigma L_s}\right) + \frac{K_{iq}}{\sigma L_s}} \qquad \textbf{III. 15}$$

Le dimensionnement du correcteur est fait à l'aide du principe d'imposition des pôles.

Comme le polynôme caractéristique est du deuxième ordre, nous imposons deux pôles a partie réelle négative pour assurer la stabilité en boucle fermée. Afin d'avoir une réponse avec amortissement relatif optimale, le pôle sont choisis complexes conjuguées avec partie partie réelle égal a la partie imaginaire [13].

En imposant les pole $s_{1,2} = -\rho \pm j\rho$,le polynôme caractéristique s'écrit comme suit :

$$P(s) = s^2 + 2\rho s + 2\rho^2 \qquad \textbf{III. 16}$$

Par identification, nous obtenons les paramètres du régulateur PI :

$$K_{iq} = 2\rho^2 L_s \sigma \qquad K_{pq} = (2\rho + 2\rho_s)\sigma L_s$$

III.6.2.2 Régulateur de courent i_{ds} :

Le régulateur du courant direct fournit la tension V^r_{ds} nécessaire pour maintenir le flux a sa valeur de référence.

La fonction de transfert $\frac{i_{ds}}{V_{ds}^{r}}$ est donnée par :

$$\frac{i_{ds}}{V_{ds}^{r}} = \frac{1/(\sigma L_s)}{s+\rho_s} \qquad \textbf{III. 17}$$

Les même calcules effectues pour le régulateur du courant i_{qs} sont appliques à cette régulation. Les paramètre du régulateur sont donc les mêmes. Ils sont donnés par :

$$K_{id} = 2\rho^2 L_s \sigma \qquad K_{pd} = (2\rho - \rho_s)\sigma L_s$$

III.6.2.3 Régulateur du flux Φ_r :

La boucle externe est consacrée pour la régulation du flux rotorique (la grandeur ayant la dynamique la plus lent). Pour avoir un bon fonctionnement de la machine, le flux est maintenu constant a sa valeur nominale

D'après l'équations**III. 18** nous avons :

$$\frac{\Phi_r}{i_{ds}} = \frac{M_{sr}R_r / L_r}{\rho_r + s} \qquad \textbf{III. 18}$$

$$\text{Avec : } \rho_r = R_r / L_r$$

Comme la dynamique du courant est plus rapide que la dynamique du flux, le courant i_{ds} est supposé déjà atteint sa valeur de référence : $i_{ds}^{*}\left(\frac{ids}{i_{ds}^{*}} = 1\right)$

D'où le schéma bloc de régulation du flux rotorique :

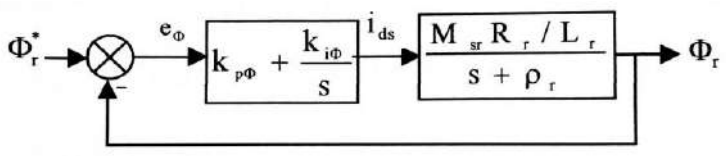


Figure III. 11: schéma bloc de régulation du flux :

la fonction de Transfer en boucle fermée est

$$\frac{\Phi_r}{\Phi_r^{*}} = \frac{(K_{i\Phi} + sK_{p\Phi})M_{sr}R_r / L_r}{s^2 + s\left(\rho_r \frac{M_{sr}R_r}{L_r}\right) + \frac{K_{i\Phi}M_{sr}R_r}{L_r}} \qquad \textbf{III. 19}$$

De la même manière, pour dimensionner le correcteur, nous faisons appel au principe d'imposition des pôles.

En imposant deux pôles($s_{1,2} = -\rho \pm j\rho$), les paramètres du régulateur seront :

$$K_{i\Phi} = 2\rho^2 L_r / \left(M_{sr} R_r\right)$$

$$K_{p\Phi} = \left(2\rho - \rho_r\right) L_r / \left(M_{sr} R_r\right)$$

III.6.2.4 Réglage de la vitesse

La boucle la plus externe est la boucle de régulation de la vitesse ou de la position (la grandeur ayant une dynamique la plus lente). Pour cette raison, les pôles imposés pour la boucle externe sont plus proches à l'origine du plan des racines par rapport aux pôles de la boucle interne.

D'après l'équation mécanique, nous avons:

$$\frac{\omega}{C_e} = \frac{\rho / j}{s + \rho_m} \qquad \textbf{III. 20}$$

Avec : $\rho_m = f / j$

D'où le schéma bloc de la boucle de régulation de la vitesse GΩr

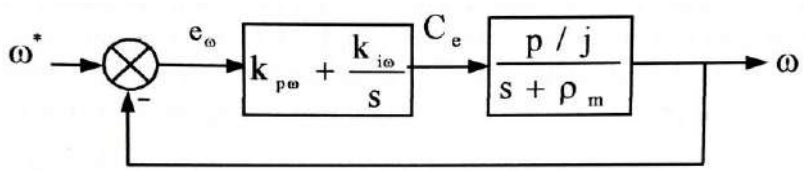


Figure III. 12: Schéma bloc de régulation de la vitesse de rotation.

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$\frac{\omega}{\omega_e^*} = \frac{\left(K_{i\omega} + sK_{p\omega}\right) p / j}{s^2 + s\left(\rho_m + K_{p\omega}\frac{p}{j}\right) + K_{i\omega}\frac{p}{j}} \qquad \textbf{III. 21}$$

Par imposition des pôles en boucle fermée, nous obtenons les paramètres du correcteur

$$K_{i\omega} = 2\rho^2 j / p \qquad K_{p\omega} = \left(2\rho - \rho_m\right) j / p$$

III.6.2.5 Limitation du courant i_{qs}

Afin de protéger les semi-conducteurs constituants l'onduleur, il faut atténuer tout dépassement possible du courant $\mathbf{i_{qs}}$. La limitation du courant peut être indirecte en agissant sur les pôles imposes, mais cette méthode rend le système plus lent. La limitation directe repose sur simple dispositif d'écrêtage définit comme suit :

$$i_{qs1}^{*} = \begin{cases} i_{qs}^{*} & si \left| i_{qs}^{*} \right| \le i_{qs.max} \\ i_{qs.max}.signe(i_{qs}^{*}) & si \left| i_{qs}^{*} \right| \ge i_{qs.max} \end{cases} \qquad \textbf{III. 22}$$

Cette limitation provoque un effet d'emballement de l'action intégrale (effet windup) Ainsi l'état du régulateur doit être corrigé à l'aide d'un système d'anti-windup afin d'éviter un dépassement de la commande dû au fait que le régulateur continu à sommer une erreur qui ne correspond pas à la commande nécessaire (13].

L'état du régulateur doit être corrigée comme suit :

$$e_{\omega 1} = e_{\omega} - \frac{1}{K_{\omega}\left(T_{\omega} + h\right)}\left(i_{qs}^{*} - i_{qs1}^{*}\right)\frac{pM_{sr}\Phi_{r}^{*}}{L_{r}} \qquad \textbf{III. 23}$$

Remarque: Le flux est maintenu constant a sa valeur nominale (ϕ_{rN}) lors du fonctionnement à une vitesse inférieure à la vitesse de rotation nominale de la machine (Ω_N=Ơ$_N$/p). Cependant, le flux doit être diminué lorsque la vitesse dépasse sa valeur nominale afin de limiter la tension d'alimentation de la machine [23]. Pour ce fait, nous définissons le flux de référence comme suit :

$$\Phi_{r}^{*} = \begin{cases} \Phi_{rN} & si \left|\Omega\right| \le \Omega_{N} \\ \dfrac{\Omega_{N}}{\Omega}\Phi_{rN} & si \left|\Omega\right| \ge \Omega_{N} \end{cases} \qquad \textbf{III. 24}$$

III.6.2.6 Intérêts et inconvénients

Le principal intérêt de la méthode directe est de rester simple de mise en œuvre. En effet, elle permet de découpler totalement le couple et le flux de la machine asynchrone avec une loi de commande qui nécessite peu de calculs. De plus, un seul paramètre est réellement important: la constante de temps rotorique T_r, Les autres paramètres σ, L_s n'interviennent que dans l'estimation du couple et lors du calcul du courant i_{qs} de référence l'éventuelle mauvaise connaissance de ces paramètres sera compensée par le correcteur de vitesse ou de position.

Une estimation du flux est réalisée, cela engendrait un couplage entre le couple et le flux dépendant du niveau de bruit contenu dans l'estimation. Mais cette estimation du flux permet de palier le principal inconvénient de la méthode indirecte, à savoir la dépendance vis-à-vis de la bonne imposition des courants statoriques. En effet, si en raison de la saturation de l'onduleur $i_{qs}^{*} \neq i_{qs}$ et $i_{ds}^{*} \neq i_{ds}$, l'orientation du champ n'est pas perdue: l'estimateur de flux connaît l'état réel * a machine par la mesure des courants statoriques et de la position (ou de la vitesse).

Le principal inconvénient de cette méthode est de réaliser une estimation en boucle ouverte du flux sans aucune correction. Le flux estimé ne sera identique à celui qui existe réellement dans la machine que si le modèle de comportement de la machine utilisé pour réaliser l'estimateur est conforme à la réalité. Or cette estimation est basée sur la connaissance de la constante de temps rotorique, qui peut connaître de fortes variations au cours du temps.

III.6.2.7 Résultats De Simulation :

Les résultats de simulation présentent la conduite de la MAS alimentée par le convertisseur de la **Figure I.1**. Après un démarrage à vide on vitesse V1=80wm, et V2=160wm l'instant t=1.5 la machine est chargée par couple nominal à l'instant t = 1.8 s.

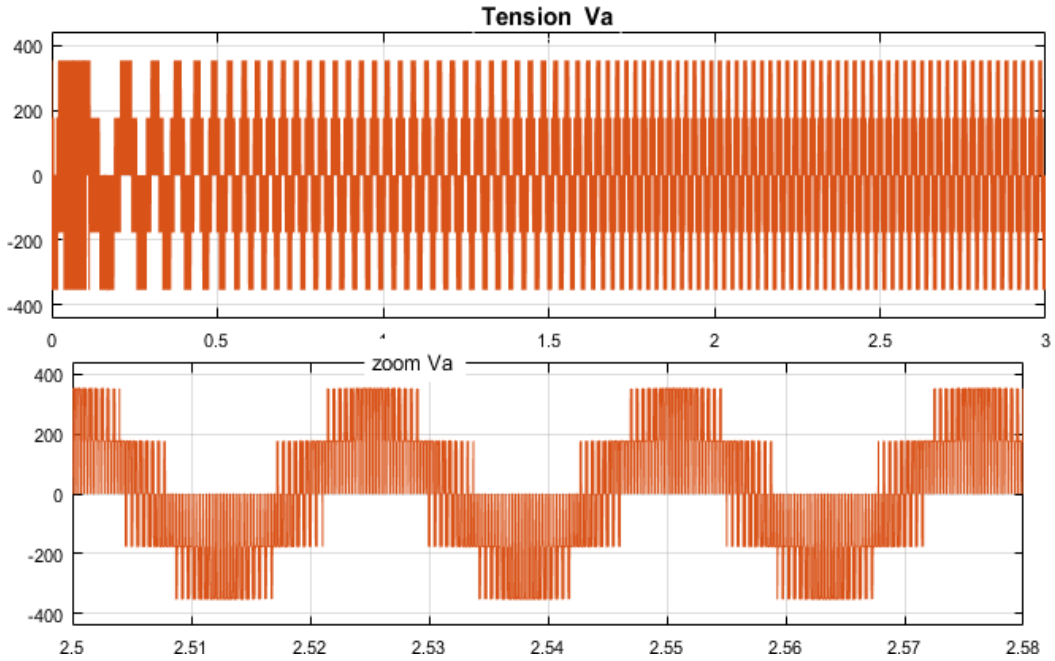


Figure III. 13: La Tension simple Va de l'onduleur triphasé a 2 niv par stratégie Vectorielle (contrôle vitesse)

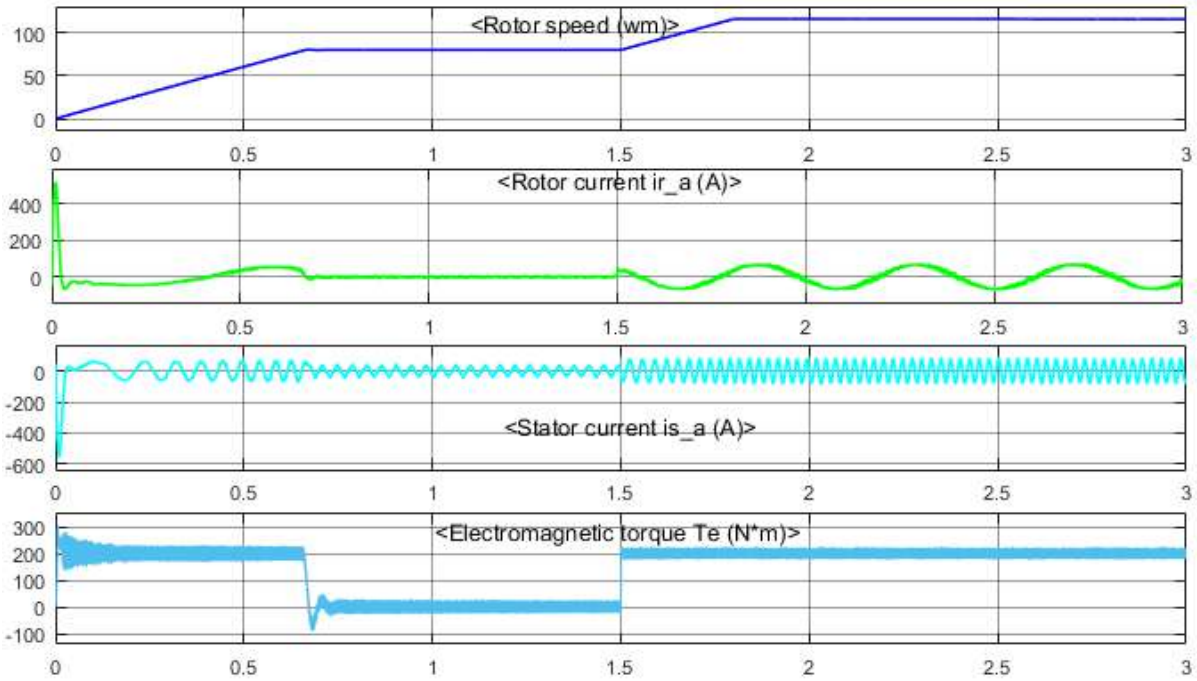


Figure III. 14: la vitesse ,courant statorique, courant rotorique et couple électromagnétique MAS alimentée par un onduleur a 2 niv commande par la stratège Vectorielle (contrôle vitesse)

III.7 Interprétations :

En analysant les résultats de simulation on remarque :

- ✓ Pour un indice de modulation « m » pair, les harmoniques de rang pair et impair apparaissent dans la tension de phase « Va ».
- ✓ Pour un indice de modulation « m » impair seul les harmoniques d'ordre impair qui apparaissent dans le spectre d'harmoniques de la tension Va.
- ✓ Les amplitudes des harmoniques décroissent quand la fréquence centrale croit et quand ils s'éloignent de celle-ci.
- ✓ Le coefficient du réglage « r » permet un réglage linéaire de la tension Va et améliore son amplitude
- ✓ L'augmentation du coefficient de réglage permet d'augmenter le nombre des harmoniques dans une famille et en même temps de diminuer l'amplitude de ces derniers.
- ✓ La MLI vectorielle permet de réduire le déchet de tension, et cela en augmentant le coefficient de réglage

III.8 Conclusions:

- ✓ La MLI vectorielle permet d'améliorer la forme de la tension Va et d'augmenter la valeur de son amplitude fondamentale, donc elle offre des performances comparables à celles de la technique d'injection d'un harmonique 3.
- ✓ -Réduction du déchet de tension.
- ✓ -Petite réduction des principaux harmoniques de la 1ére et 4éme famille.
- ✓ -Légère augmentation de ceux de la 2éme et 3éme familles.

CONCLUSION GENERALE

Dans ce travail, nous avons présenté la simulation de quatre techniques de modulation de largeur d'impulsion (MLI) à savoir : la MLI sinusoïdale triangulaire, l'injection d'un harmonique 3 dans les tensions de référence, la MLI vectorielle et MLI à hystérésis,

Après une étude comparative de ces quatre techniques du point de vue de leur contenance en harmonique et taux de distorsion ainsi que le déchet de tension il s'avère que la MLI vectorielle et l'injection d'un harmonique 3 ont des performances meilleures par rapport aux autres techniques étudiées. a variation de la vitesse de la machine asynchrone en agissant sur la fréquence d'alimentation a montré que la MLI vectorielle et l'injection d'un harmonique 3 sont avantageuses par rapport aux autres techniques du point de vue diminution du temps de démarrage et couples pulsatoires.

L'association onduleur machine en boucle ouverte ou en boucle fermée (contrôle vectorielle) a montré la supériorité de la technique à MLI vectorielle du point de vue de diminution du temps de démarrage, réduction des couples pulsatoires et augmentation de la capabilité de lac machine

La commande vectorielle permet d'imposer à la machine asynchrone des comportements semblable à la machine à courant continu ou à la machine synchrone dans lesquelles le flux n'est pas affecté par les variations du couple électromagnétique.

Les performances dynamiques obtenues par la commande de vitesse de la machine asynchrone sont très satisfaisantes

Comme perspectives, nous pouvons proposer la continuité des études suivantes :

- ✓ Recherche d'autres techniques de commande qui permettent d'avoir une tension à la sortie la plus sinusoïdale possible.
- ✓ Etude comparative entre l'onduleur triphasé et à structure multi- niveau (cinq ou sept niveaux)
- ✓ Etude des performances de la conduite d'autres machines alternatives alimentées par ces deux types d'onduleurs.

BIBLIOGRAPHIE

[1] Abdemelek Bendaikha, « Commande par MLI vectorielle d'un onduleur alimentant un moteur à cage ». Université Badji Mohtar- ANNABA, Département Electromécanique, 2007.

[2] ABDELKRIM Tameur « Etude et Implémentation de Différents Algorithmes Numériques de Modulation de Largeur d'Impulsions d'un Onduleur Triphasé à Trois Niveaux ». Thèse de magister, ENP, 2004.

[3] A.Faidalah, « Contribution à l'identification et à la commande vectorielles de machine asynchrones » , Thèse de doctorat de l'INPL, France, Fev 1995

[4] A. M. Trzynadlowski, « Introduction to Modern Power Electronics », Ed. John Wiley &Sons, New York, 1998

[5] A. TALHA, « Etude de différentes cascades de l'onduleur a sept niveaux à structure NPC. Application à la conduite d'une machine synchrone à aimant permanents », thèse doctorat 2004.

[6] BAHI Abdelouahab, DJEDIDI Mohammed Riadh « Commande d'un Onduleur Triphasé par Différentes Techniques MLI en Utilisant la Carte DSPACE », Mémoire de master, Université Echahid Hamma Lakhdar d'El-oued, mai 2017

[7] Bezzalla Amel et Mohamdi Souad, « Commande par MLI vectorielle d'un onduleur alimentant une machine à cage (Etude comparative entre la modulation à séquence alignée à droite et celle à séquence symétrique) », mémoire d'ingénieur, Université de Msila, 2009

[8] B. L. Dokic and B. Branki, Power Electronics Converters and Regulators, 3rd Editio. Springer, 2015.

[9] F. MERRAHI, « Alimentation et Commande d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation (Application à l'énergie éolienne) », MEMOIRE DE MAGISTER, 2007.

[10] FRANCIS LABRIQUE et All, « les convertisseurs d'électronique de puissance », v4, 2ed, paris, 1995

[11] Ghassouli nabil et Raouache noui, « Application du filtrage actif parallèle sur une charge dynamique non linéaire », Mémoire d'ingénieur université de M'sila, 2006/2007

[12] G. Seguier, « La conversion alternatif-continu », Tec & doc Lavoisier, 1984, Les convertisseurs de l'électronique de puissance, volume 1.

[13] H.buhler , « Electronique de réglage et de commande » ,Dunod 1989

[14] Hind Djeghloud, « Filtrage Actif de Puissance », Thèse de Doctorat, Université Mentouri Constantine, Décembre2007.

[15] Meliani, S.M., 2013. Cours electronique de puissance/ Version Complete.

[16] Muhammad, H. R., 1994. Power Electronics Circuits, Devices, and applications, Second éditionprentice HAll. Ed

[17] MOUSSA bousehba, « REALISATION D'UNE COMMANDE MLI A CHOIX MULTIPLE, Mémoire de master, UNIVERSITÉ ABOU BEKR BELKAÏD DE TLEMCEN, juin 2017,

[18] O.Bouakaz, « Contribution à l'"analyse des onduleurs multi niveaux, fonctionnement symétrique et asymétrique », Mémoire de Magister, Université de Batna, 2005.

[19] Ouahiba Fadli, « Modélisation et Commande non Linéaire de l'"Association Machine Synchrone à Aimants Permanents-Onduleur de Tension à Trois Niveaux », Mémoire de Magister, Université de Batna, Juin 2006.

[20] Séguier, guy, 1999. Electronique de puissance « Les formation de base et leurs principales application ». Dunod, paris.

[21] Seguier, guy, Francis, labrique, Robert, B., 1990. Les convertisseurs de l'électronique de puissance.

[22] S Lee, D Kang, Y Lee, D Hyun, « The Carrier-Based PWM Methode for Voltage Balance of Flying Capacitor Multilevel Inverter », In Conf.Rec. IEEE PESC Meeting 2001.

[23] Sofiane Mendaci, « Différentes stratégies du contrôle direct de couple d'un moteur à Induction associée à un observateur de flux par Modes de glissement », Thèse de Magister en Electrotechnique, Université de Batna, Algérie.

[24] Ramdane Ahmed, Réduction des harmoniques et calcul des pertes à la sortie de l'onduleur de tension commandé par MLI vectorielle.2007.

[25] TAHIR NASSIM, MERABTINE KHALED, « Etude des différentes stratégies de commande de l'onduleur 5 niveaux à structure NPC », Mémoire de master, Université A. MIRA de Bejaïa, 2015

[26] Taibi Djamel, « Contrôle du Moteur à induction sans capteur de vitesse et de position », Thèse de Magister en Electrotechnique, Université de Batna, Algérie, 2005.

[27] Youcefa Abdelmadjid, « commande non linéaire d'une machine à induction avec observateur d'état », Mémoire Master, université de M'sila.

ANNEXE SIMULATION

A. Modèle Simulink :

a. MLI calculée :

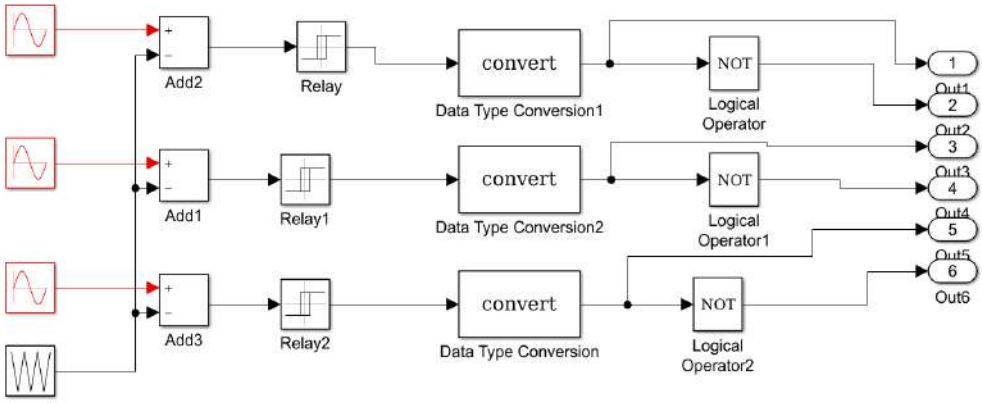


Figure 1: Schéma de commande MLI

b. MLI vectorielle (SVPWM)

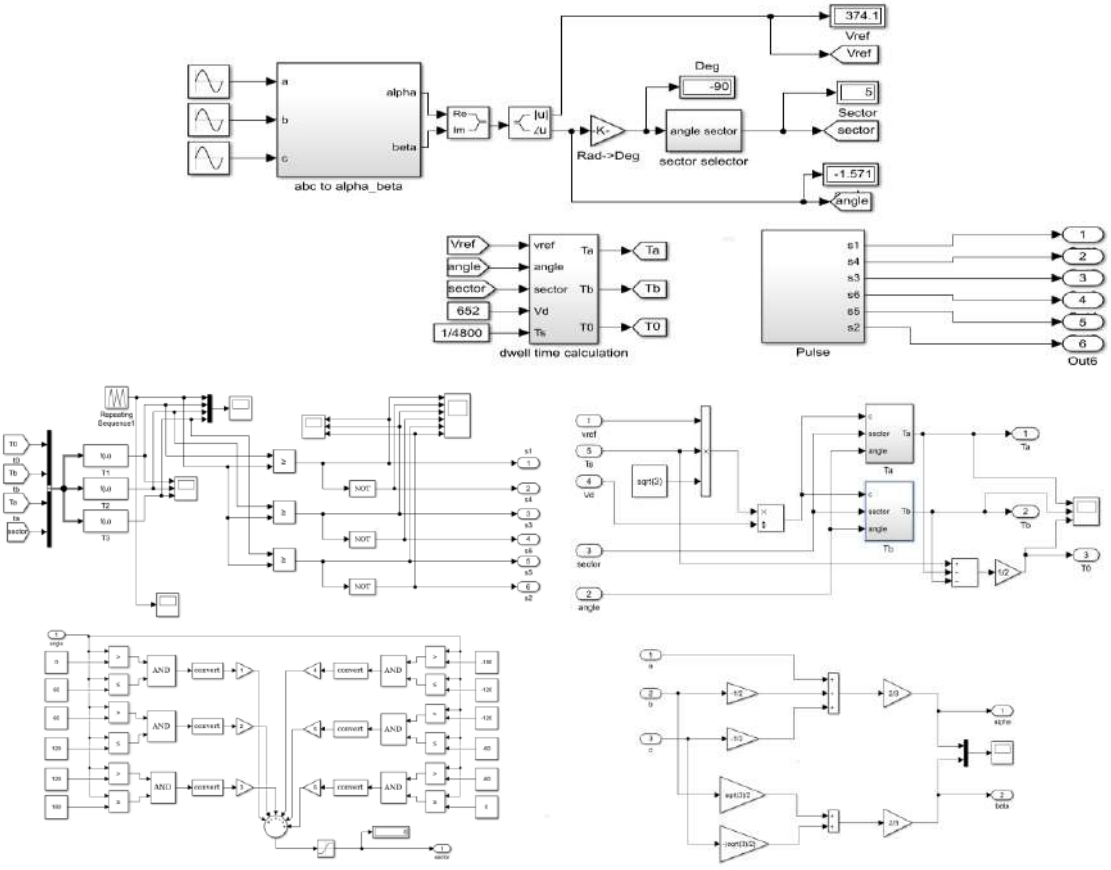


Figure 2: Schéma de commande MLI Vectorielle

c. La technique de commande par hystérésis

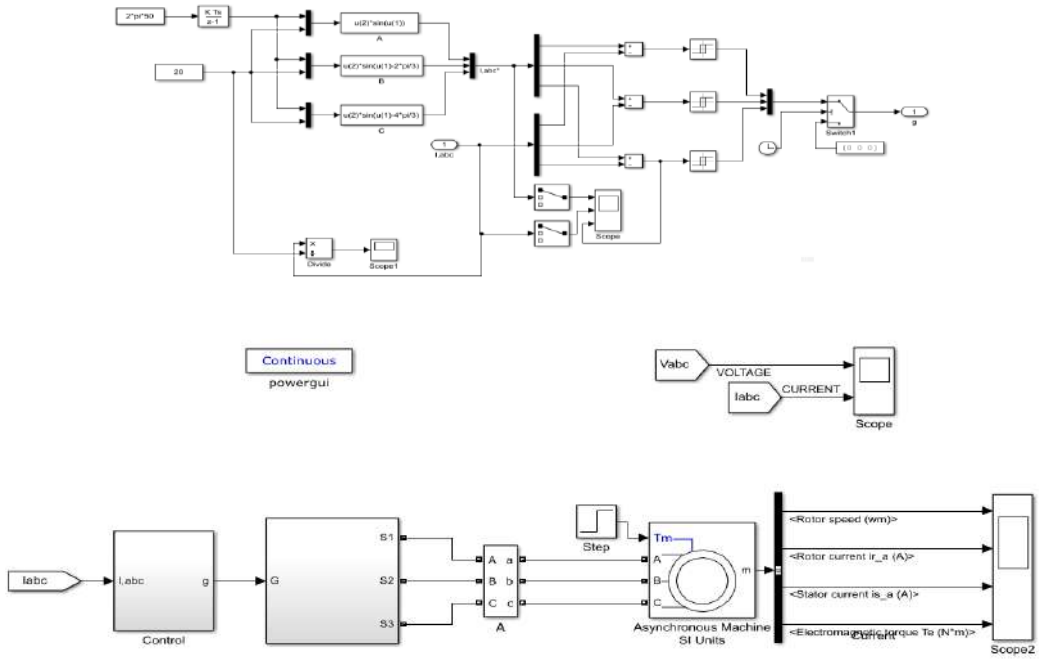


Figure 3: Schéma de Commande par Hystérésis

d. MLI Avec à injection de l'harmoniques 3:

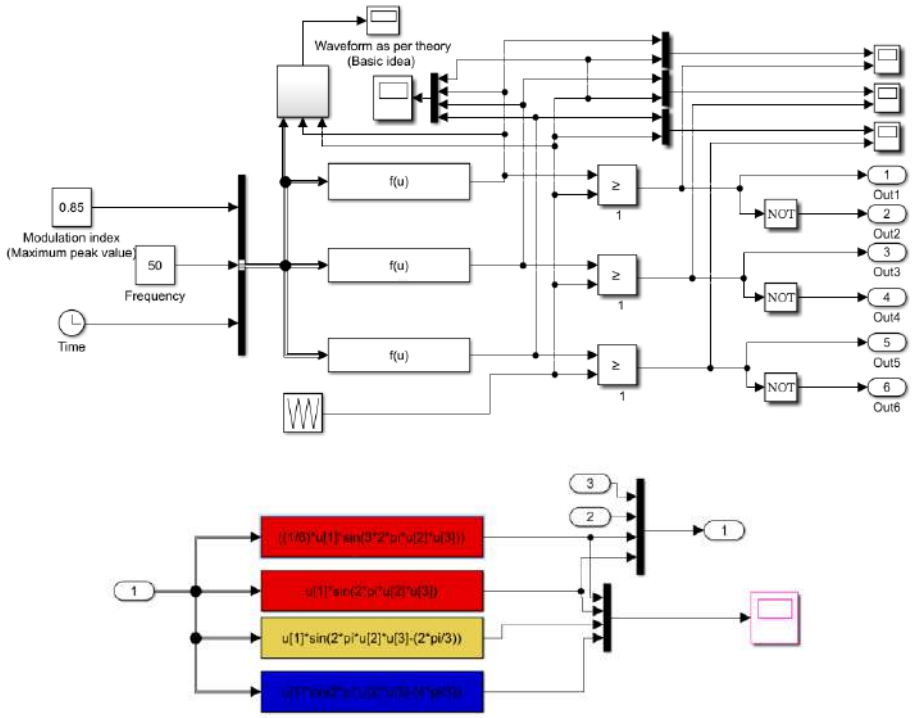


Figure 4: Schéma de commande MLI Avec à injection de l'harmoniques 3

e. La Technique de Commande par Contrôle Vectoriel (SVPWM) :

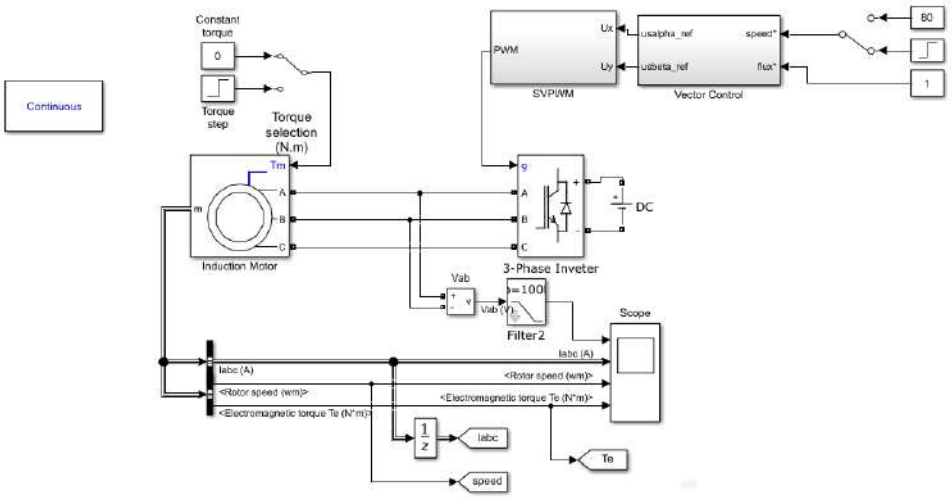
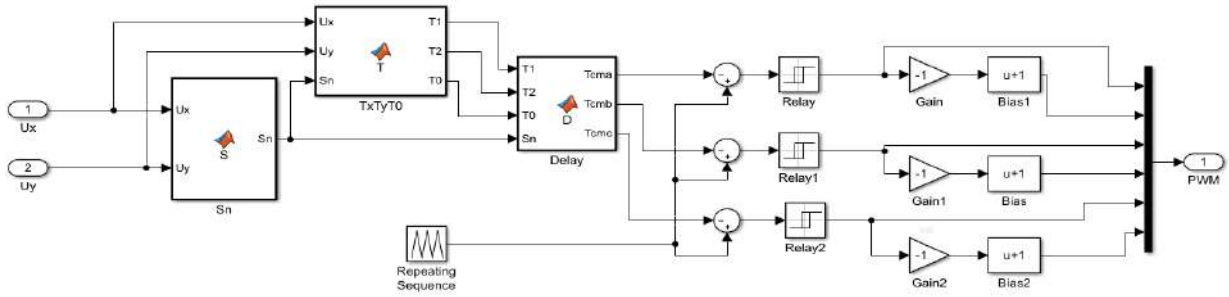


Figure 5: Schéma General de Commande par Contrôle Vectoriel




```
function [T1,T2,T0]=T(Ux,Uy,Sn)
Ts=1/2000;
Udc=530;

X=sqrt(3)*Ts/Udc*Uy;
Y=sqrt(3)*Ts/2/Udc*(sqrt(3)*Ux+Uy);
Z=sqrt(3)*Ts/2/Udc*(-sqrt(3)*Ux+Uy);

if Sn==1
    T1=-Z;T2=X;
elseif Sn==2;
    T1=Z;T2=Y;
elseif Sn==3;
    T1=X;T2=-Y;
elseif Sn==4;
    T1=-X;T2=Z;
elseif Sn==5;
    T1=-Y;T2=-Z;
else T1=Y;T2=-X;
end

if T1+T2>Ts
    a=T1;b=T2;
    T1=a*Ts/(a+b);
    T2=b*Ts/(a+b);
end

T0=Ts-T1-T2;
```

```
function Sn = S(Ux,Uy)
theta=atan2(Uy,Ux)*180/pi;
if theta>=0&&theta<60
    Sn=1;
elseif theta>=60&&theta<120
    Sn=2;
elseif theta>=120&&theta<180
    Sn=3;
elseif theta>=-180&&theta<-120
    Sn=4;
elseif theta>=-120&&theta<-60
    Sn=5;
else Sn=6;
end
```

```
function [Tcma,Tcmb,Tcmc]=D(T1,T2,T0,Sn)
T=1/2000;
Udc=530;
ton1=0.25*T0;
ton2=ton1+T1/2;
ton3=ton2+T2/2;
if Sn==1
    Tcma=ton1;Tcmb=ton2;Tcmc=ton3;
elseif Sn==2;
    Tcma=ton2;Tcmb=ton1;Tcmc=ton3;
elseif Sn==3;
    Tcma=ton3;Tcmb=ton1;Tcmc=ton2;
elseif Sn==4;
    Tcma=ton3;Tcmb=ton2;Tcmc=ton1;
elseif Sn==5;
    Tcma=ton2;Tcmb=ton3;Tcmc=ton1;
else Tcma=ton1;Tcmb=ton3;Tcmc=ton2;
end
```

Figure 6: Schémade la commande Vectoriel

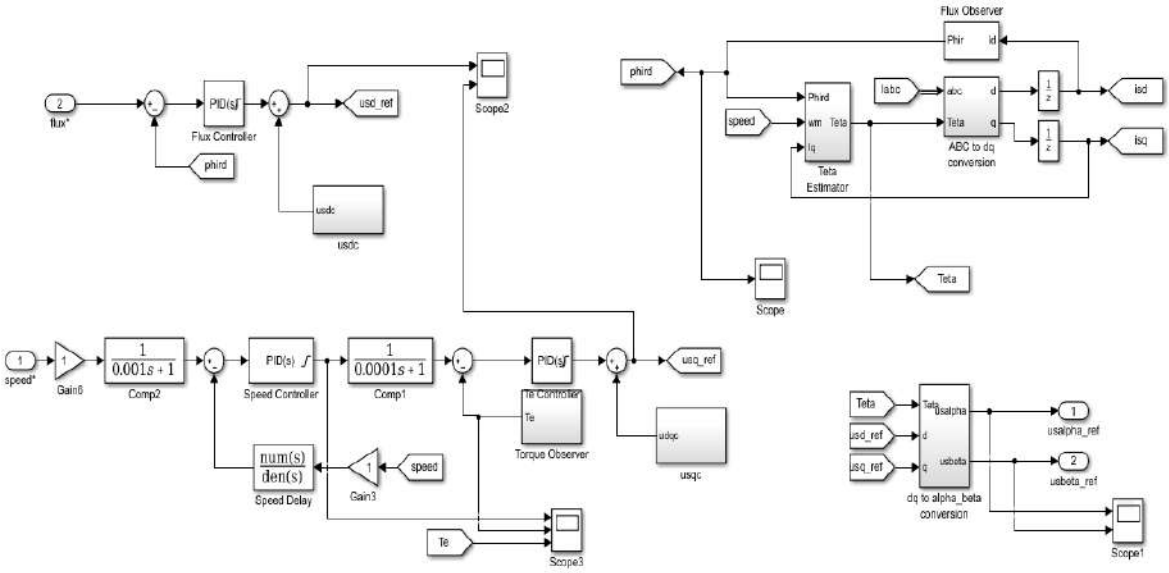


Figure 7: Schéma de Contrôle Vectoriel

➢ Le carte réalise :

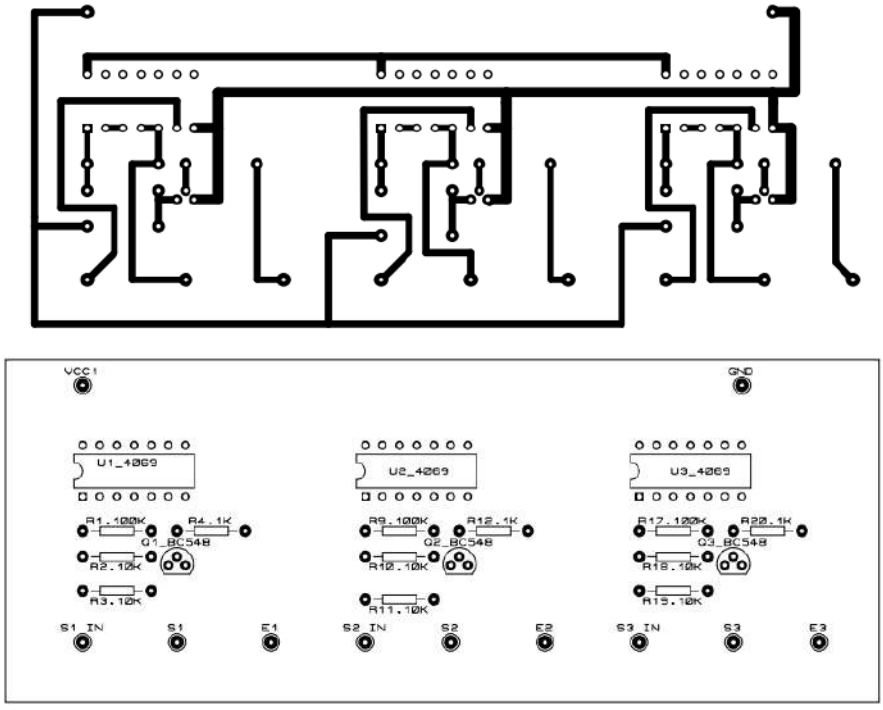


Figure 8: Circuit amplifie la tension de signal de commande onduleur

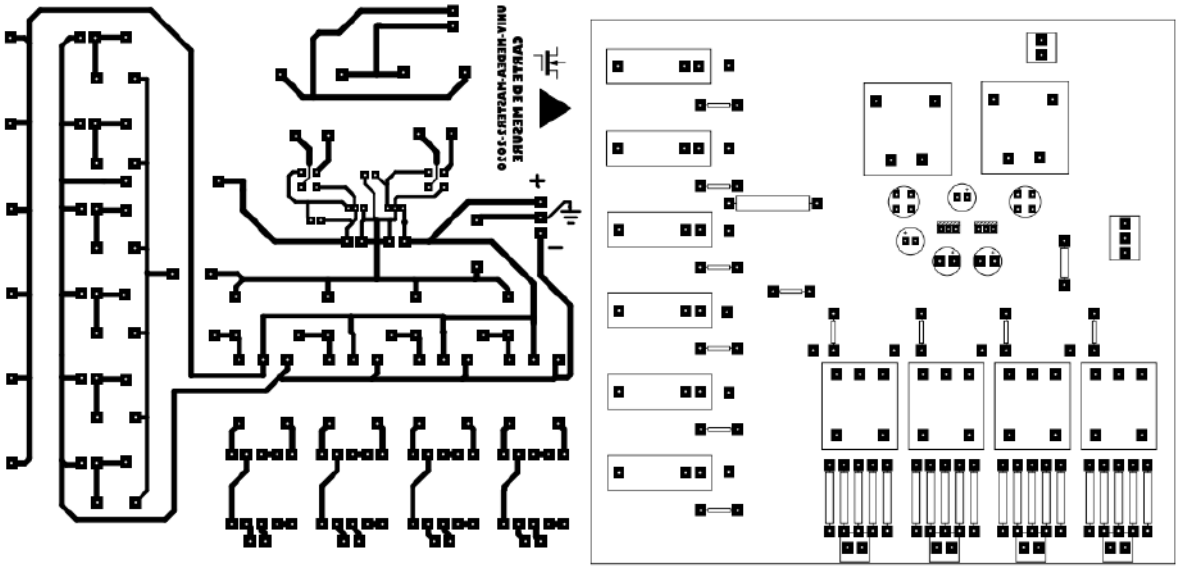


Figure 9: Carte de mesure 6 courent et 4 tentions