

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

République Algérienne Démocratique et Populaire

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique

جامعة محمد البشير الإبراهيمي

Université de Mohamed El-Bachir El-Ibrahimi - Bordj Bou Arreridj

Faculté des Sciences et de la technologie

كلية العلوم والتكنولوجيا

Département Electronique

قسم الإلكترونيك

Mémoire

Présenté en vue de l'obtention du diplôme de

MASTER

Filière : Electronique

Spécialité : Industries électroniques

Présentée par :

- DAHMANE Abir
- CHACHIA Hiba

Intitulé :

Commande par la technique SV-PWM d'un system d'entrainement électrique basé sur la machine asynchrone double étoile

Soutenu le : 03/07/2023

Devant le jury composé de :

<i>Nom & Prénom</i>	<i>Grade</i>	<i>Qualité</i>	<i>Etablissement</i>
<i>M. MERABET Elkheir</i>	<i>Pr</i>	<i>Président</i>	<i>Univ-BBA</i>
<i>M. BENTOUHAMI Larafi</i>	<i>MCB</i>	<i>Encadreur</i>	<i>Univ-BBA</i>
<i>M. ZAIDI Elyazid</i>	<i>MCB</i>	<i>Co-Encadreur</i>	<i>ENSH-Blida</i>
<i>M. TALBI Billel</i>	<i>MCB</i>	<i>Examineur</i>	<i>Univ-BBA</i>

Année Universitaire 2022/2023

Remerciements

Ce document présente les travaux effectués dans le cadre de notre projet de fin d'étude de master de Département d'Electronique de la Faculté des Sciences et de la Technologie d'Université Mohamed El Bachir El Ibrahimi Bordj Bou Arreridj.

Tout d'abord, on tient à remercier Dieu le tout puissant pour ses bien faits inestimables, de nous avoir permis de terminer nos études ainsi que ce modeste travail dans de bonnes conditions.

*Nous adressons nos remerciements à notre encadreur **Dr. L. Bentouhami, MCB** de l'Université de Bordj Bou Arreridj, pour sa contribution et sa disponibilité à l'élaboration de ce travail.*

*La réalisation et la contribution de ce mémoire a été possible grâce au notre Co-Rapporteur **Dr. Zaidi Elyazid, MCB** a l'école nationale supérieure d'hydraulique de Blida cela nous tenons à le remercier chaleureusement*

On profite également pour remercier les enseignants pour leur assistance que nous avons ressenti durant notre travail, aussi tout au long du cursus de notre formation, et aussi pour leurs orientations, leurs conseils. Durant tout ce temps, on a su apprécier leurs qualités scientifiques, leurs humanismes et surtout leur modestie.

Enfin on remercier tous ceux qui, de près ou de loin, nous ont aidé et donc ont contribué au succès de ce travail.

Dédicace

Je dédie ce modeste travail à

*Mes chers parents, pour leur soutien moral et financier et
d'être la lumière de ma vie, qui m'ont toujours encouragé
pour terminer mes études dans de bonnes conditions, en leur
espérant une longue vie et que ^{الله} les garde*

- * Ames chers sœurs*
- * A mon Co-Rapporteur **Dr. Zaidi Elyazid** et mon binôme
Chaachia Hiba.*
- * A toute la promotion 2022-2023 électromécanique sans
exception.*
- * A mes tout chers amis.*

Dahmane Abir

Dédicace

A mes chers parents, pour tous leurs sacrifices, leur amour, leur tendresse, leur soutien et leurs prières tout au long de mes études,

A mes chères sœurs et mon cher frère pour leurs encouragements permanents, et leur soutien moral,

A mon mari pour leur appui et leur encouragement,

*A mon Co-Rapporteur **Dr. Zaidi Elyazid** et mon binôme **Dahmane Abir** pour leurs aide et efforts au long de la réalisation de ce travail de mémoire*

A toute ma famille pour leur soutien tout au long de mon parcours universitaire,

Merci d'être toujours là pour moi

CHACHA Hiba

Table des matières

Table des matières	ii
Liste des tableaux	vii
Liste des figures	viii
Liste des Abréviations& Symboles	x
Introduction générale	1
Chapitre 1 : Etat de l'art sur les machines asynchrones double étoile	
1.1 Introduction.....	3
1.2 Histoire des machines électriques.....	3
1.3 Application de la MASDE.....	4
1.4 Classification des machines électriques.....	5
1.4.1 Par leur type d'alimentation.....	5
1.4.2 Par leur construction.....	5
1.5 Avantages de la MASDE.....	6
1.5.1 Segmentation de puissance.....	6
1.5.2 Elimination d'Harmonique d'espace.....	6
1.5.3 Minimisation des ondulations du couple des pertes rotoriques.....	6
1.6 Inconvénients de la MASDE.....	7
1.7 Différentes stratégies de modulation.....	7
1.7.1 Commande en pleine onde.....	7
1.7.2 Modulation de largeur d'Impulsion Sinus-Triangle.....	7
1.7.3 Commande par hystérésis.....	8
1.7.4 Modulation par MLI-V (SV-PWM).....	9
1.8 Conclusion.....	10
Chapitre 2 : Modélisation de la machine asynchrone double étoile/onduleur à deux niveaux	
2.1 Introduction.....	13

2.2	Description de la machine asynchrone double étoile.....	13
2.3	Equation générale de la machine asynchrone	14
2.3.1	Equations électriques.....	14
2.3.2	Equations magnétiques.....	15
2.3.3	Equations mécaniques	16
2.5	Choix du système d'axes	18
2.6	Modélisation de l'onduleur	18
2.7	Simulation et interprétation des résultats	19
2.8	Conclusion	21

Chapitre 3 : Etude comparative entre les deux techniques de commande MLI-ST et MLI-V pour la commande du système d'entraînement électrique

3.1	Commande vectorielle de la MASDE	24
3.1.1	Introduction.....	24
3.1.2	Origine de la commande vectorielle	24
3.1.3	Principe de la commande vectorielle	24
3.1.4	Méthodes de la commande vectorielle.....	25
3.1.5	Régulation de la vitesse par la méthode indirecte.....	26
3.1.6	Simulation et interprétations des résultats	28
3.2	Commande SVM	31
3.2.1	Présentation de l'onduleur sur deux niveaux	31
3.2.2	Principe de MLI-Vectorel.....	31
3.2.3	Transformation de Concordia	31
3.2.4	Définition du vecteur de la tension de contrôle (vecteur de référence)	32
3.2.5	Les configurations possibles	33
3.2.6	Modulation du vecteur spatial.....	33
3.2.7	Représentation sectorielle	34
3.2.9	Tension de référence dans les différents secteurs	42
3.2.10	Temps de commutation vectoriel.....	43
3.2.11	Simulation et interprétation des résultats.....	45

3.2.12 Etude comparative entre la commande MLI-ST et la commande MLI-V	47
1.3 Conclusion	48
Référence bibliographies	49
<i>Conclusion générale</i>	50
Annexe A : Modèle de Park	51
Annexe B : Modélisation de l'onduleur de tension à deux niveau	56
Annexe C : Les paramètres de la MASDE	58
Annexe D : Commande vectorielle indirecte avec régulation de vitesse	59

Liste des tableaux

Tableau 3-1	Tableau de vérité de l'onduleur de tension triphasé à deux niveaux.	32
Tableau 3-2	Correspondance entre les vecteurs Va, b, c et les vectrices tensions de l'onduleur pour les triangles de la famille.	37
Tableau 3-3	Correspondance entre les vecteurs Va, b, c et les vectrices tensions de l'onduleur pour les triangles de la famille II.	38
Tableau 3-4	Correspondance entre les vecteurs Va, b, c et les vectrices tensions de l'onduleur pour les triangles de la famille III.	39
Tableau 3-5	Correspondance entre les vecteurs Va, b, c et les vectrices tensions de l'onduleur pour les triangles de la Famille IV.	40
Tableau 3-6	Correspondance entre les vecteurs Va, b, c et les vectrices tensions de l'onduleur pour les triangles de la Famille V.	41
Tableau 3-7	Correspondance entre les vecteurs Va, b, c et les vectrices tensions de l'onduleur pour les triangles de la Famille VI.	41
Tableau 3-8	Temps de commutation dans tous les secteurs.	44
Tableau 3-9	Etude comparative entre la commande MLI-ST et la commande MLI-V.	47

Liste des figures

Figure 1-1 : Alimentation d'une machine asynchrone double étoile par de deux onduleurs de tension à deux niveaux.....	5
Figure 2-1 : Représentation schématique des enroulements de la MASDE	13
Figure 2-2: Structure de l'onduleur triphasé à trois niveaux.	18
Figure 2-3 : Allures des grandeurs mécaniques de la MASDE sans commande.....	19
Figure 2-4 : Allures des tensions de deux étoiles aux bornes de la MASDE sans commande.	20
Figure 3-1 : Principe de la commande découplée entre MCC et MASDE	25
Figure 3-2 : Modèle équivalent de la MASDE dans le repère de PARK (d-q).	26
Figure 3-3: Commande vectorielle de la MASDE	28
Figure 3-4 : Allures des grandeurs mécaniques de la MASDE , (a) : Vitesse mécanique, (b) : Couple électromagnétique.	29
Figure 3-5 : Allures des tensions de deux étoiles aux bornes de la MASDE , (a) : Tension de la première étoile, (b) : Tension de la deuxième étoile.....	29
Figure 3-6Allures des courants des phases de deux étoiles de la MASDE , (a) : Courant statorique de la première étoile, (b) : Courants statoriques de la deuxième étoile.	30
Figure 3-7 : Allures des courants directs et quadratiques de deux étoiles de la MASDE	30
Figure 3-8 : Transformation de Concordia	32
Figure 3-9 : Séquence de commutation symétrique.....	34
Figure 3-10 : Vecteur d'espace V_s de l'onduleur de tension.....	35
Figure 3-11 : Tension de référence dans chaque secteur.	42
Figure 3-12 : Principe de construction du vecteur de tension V_s	43
Figure 3-13 : Temps de commutation pour chaque semi-conducteur dans chaque secteur.....	45
Figure 3-14 : Allures des grandeurs mécaniques de la MASDE	45
Figure 3-15 : Allures des tensions de deux étoiles aux bornes de la MASDE	46
Figure 3-16 : Allures des courants des phases de deux étoiles de la MASDE	46

Figure 3-17 : Allures des courants direct et quadratique de deux étoiles de la MASDE47

viii

Liste des Abréviations & Symboles

FOC :	Commande à flux orienté
MAS :	Machine asynchrone triphasée
MLI-ST :	Modulation de largeur d'impulsion sinus triangle
SV-PWM:	Space vector pulse width modulation
MLI-V :	Modulation de largeur d'impulsion vectorielle
PI :	Proportionnelle-Intégrateur
IGBT:	Insulated Gate Bipolar Transistor
NPC:	Neutral Point Clamped
GTO:	Gate Turn-off-Thyristor
CHB:	Cascade H-bridges
MASDE :	Machine asynchrone double étoile
SV-PWM :	Space vector pluse width modulation
MLI :	Modulation de largeur d'impulsion
I_{ds} :	Composante du courant statoriques suivant l'axe (d)
I_{qs} :	Composante du courant statoriques suivant l'axe (q)
V_{ds} :	Composante de tension rotorique suivant l'axe (d)
V_{qs} :	Composante de tension rotorique suivant l'axe (q)
K_i et K_p :	Coefficients du régulateur conventionnel de la vitesse
L_s :	Inductance cyclique propre d'une phase statorique
L_r :	Inductance cyclique propre d'une phase rotorique
R_r :	Résistance d'une phase de l'enroulement rotorique
R_s :	Résistance d'une phase de l'enroulement statoriques
V_{sabc} :	Tensions instantanées des phases statoriques
V_{rabc} :	Tensions instantanées des phases rotoriques
\emptyset_{sabc} :	Flux des phases statoriques
\emptyset_{rabc} :	Flux des phases rotoriques

Φ_{ds} :	Composante du flux statorique suivant l'axe (d)
Φ_{qs} :	Composante du flux statorique suivant l'axe (q)
Φ_{dr} :	Composante du flux rotorique suivant l'axe (d)
Φ_{qr} :	Composante du flux rotorique suivant l'axe (q)
J :	Moment d'inertie du rotor
Ω :	Vitesse angulaire mécanique du rotor
f :	Coefficient de frottement visqueux
C_{em} :	Couple électromagnétique délivré par le moteur
C_r :	Couple résistant, ou de charge
ω :	Vitesse angulaire électrique du rotor
θ :	Angle de rotation du rotor par rapport au stator
θ_{obs} :	Angle de rotation de (\mathbf{d}, \mathbf{q}) par rapport au stator
θ_r :	Angle de rotation de (\mathbf{d}, \mathbf{q}) par rapport au rotor
$T_r = \frac{L_r}{R_r}$:	Constante de temps rotorique

Introduction générale

La commande des systèmes des entraînements électriques a connu d'importantes avancées au fil des années, permettant ainsi d'améliorer les performances et l'efficacité de ces systèmes. En effet, la technique de modulation de largeur d'impulsion **MIL-ST(PWM)** est largement utilisée dans la commande des onduleurs de tension. Cette technique assure la régulation de tension et de fréquence d'alimentation afin de contrôler la vitesse des machines électriques.

Dans ce travail, nous nous intéressons particulièrement à l'utilisation de la technique de modulation de largeur d'impulsion sinusoïdale vectorielle **SV-PWM (MLI-V)** pour la commande d'un système d'entraînement électrique basé sur une machine asynchrone double étoile (**MASDE**). De plus, la **MASDE**, également utilisée sous mode moteur, est une variante de la machine asynchrone classique qui présente des caractéristiques intéressantes en termes de performances et de robustesse.

L'objectif principal de ce travail est de concevoir et de mettre en œuvre une stratégie de commande basée sur la technique **SV-PWM (MLI-V)** pour optimiser les performances d'un système d'entraînement électrique basé sur la **MASDE**. Cette technique permet de générer des signaux de commande pour les onduleurs de tension à deux niveaux en utilisant des techniques de modulation de largeur d'impulsion, qui permettent de réduire les pertes d'énergie et d'améliorer la qualité de la tension d'alimentation.

Ce travail de mémoire est organisé en trois chapitres principaux qui abordent différents aspects de ce sujet:

Le chapitre un mettra en évidence l'état de l'art des machines électriques, en mettant l'accent sur l'histoire et les caractéristiques de la machine asynchrone double étoile, ensuite les avantages et les inconvénients de cette dernière, nous examinerons également les différentes applications où cette machine trouve sa pertinence, enfin nous explorerons les différents stades de la modulation.

Le deuxième chapitre est consacré sur la modélisation de la machine asynchrone double étoile alimentée par deux onduleurs de tension à deux niveaux, nous discuterons sur la description et les équations générales de la machine asynchrone et nous choisissons le système d'axes, en outre, nous explorerons également la modélisation des onduleurs de deux niveaux

utilisés dans ce système d'entraînement électrique, enfin nous interprétons les résultats de simulation de la machine asynchrone double étoile /onduleur deux niveaux à vide.

Le troisième chapitre abordera en détail la commande SV-PWM (MLI-V). Nous présenterons les principes de base de cette technique de commande avancée et expliquerons comment elle peut être appliquée efficacement à un système d'entraînement électrique basé sur la machine asynchrone double étoile, nous discuterons des avantages de la commande SV-PWM (MLI-V) par rapport aux méthodes de commande traditionnelles et analyserons les performances globales du système obtenues grâce à cette approche.

En conclusion, ce travail vise à approfondir la compréhension de la commande par la technique SV-PWM (MLI-V) dans un système d'entraînement électrique basé sur la machine asynchrone double étoile.

Chapitre 1 :
Etat de l'Art sur les Machines Asynchrones
Double Etoile

Chapitre 1 : Etat de l'art sur les machines asynchrones double étoile

1.1 Introduction

Les machines électriques asynchrones à double étoile sont des types de moteurs électriques utilisés pour alimenter des équipements industriels, tels que : des broyeurs, des concasseurs, des treuils et des ventilateurs. En effet, ces machines sont des moteurs électriques couramment utilisés dans de nombreuses applications industrielles. Ils sont appelés "à double étoile" en raison de la connexion de leurs enroulements de stator en forme d'étoile. Ce type de moteur est considéré comme plus fiable et efficace que les moteurs à induction simple en raison de sa configuration à double étoile qui permet une meilleure distribution des courants de fuite et une réduction des pertes par effet Joule.

Dans ce chapitre nous présentons un état de l'art des machines électriques, en mettant l'accent sur l'histoire et les caractéristiques de la machine asynchrone double étoile, ensuite les avantages et les inconvénients de cette dernière, nous examinerons également les différentes applications où cette machine trouve sa pertinence, enfin nous explorerons les différents stades de la modulation.

1.2 Histoire des machines électriques

Ce bref rappel historique des machines électriques est introduit en détail dans [1] [2]. L'Anglais Michael Faraday en 1821 réalise le premier moteur électromagnétique. L'année suivante Peter Barlow lui adjoint une roue dentée. Faraday en 1831 énonce les principes de l'induction électromagnétique. Dans la même période, le Russe Friedrich Emil Lenz et l'Américain Joseph Henry ont de leur côté effectué des travaux similaires contribuant ainsi à la découverte et à la compréhension de ce phénomène. Ampère en 1832 fait une collaboration avec le constructeur français Hippolyte Pixii, ont réalisé la génératrice à courant continu. En 1836 l'Anglais Hyde Clarke réalisait une machine dont la structure est inversée par rapport à celle de Pixii/Ampère qui améliorait le commutateur redresseur. En 1842 Davidson utilise un des premiers moteurs tournant à réactance variable. En 1848 apparaissent les moteurs de Froment dont le couple atteignait 500 N.m. Ces moteurs furent probablement les premiers à être utilisés pour les applications industrielles. En 1860 la compagnie « l'Alliance » fabriquait industriellement des génératrices de structures complexes. En 1865 l'Italien Antonio Paccinotti construit un prototype de machine à courant continu induit en anneau et collecteur radial dont

le fonctionnement est très amélioré. En 1888 Nikola Tesla déposa une quantité de brevets pour tout son système polyphasé (transformateurs, générateurs moteurs synchrones et asynchrones, etc.). Dans ces années, une lutte entre Edison et Tesla est apparue au sujet du choix du courant continu ou alternatif pour la production, l'utilisation et donc la consommation de l'énergie électrique. On remarque sur ce bref historique que les chercheurs ainsi que les ingénieurs n'ont pas cessé d'améliorer, de développer et d'inventer d'autres machines, qui ont satisfait les besoins de plusieurs applications industrielles et domestiques, ce qu'a donné lieu à de nombreuses machines allant de « micromachines » aux « giga machines ». Les possibilités de conditionnement de l'énergie électrique, qu'offre l'électronique de puissance, ont non seulement permis de modifier considérablement les conditions de fonctionnement des machines conventionnelles à courant continu et à courant alternatif, mais elles ont également conduit au développement de nouvelles classes de machines par exemple les machines à courant continu du type *Brushless* (sans balais), etc. Ces machines peuvent être classées de plusieurs manières.

1.3 Application de la MASDE

Les machines multi phases sont utilisées beaucoup plus dans les applications de puissances élevées. Parmi ces applications on cite les propulsions navales, les ventilateurs, les compresseurs, les moulins des compresseurs, les moulins du ciment, etc... [3].

Les machines électriques ayant un grand nombre de phases sont de plus en plus utilisées du fait qu'elles assurent un fonctionnement en mode dégradé. Déjà, après la première guerre mondiale, dans le but d'augmenter la puissance des alternateurs, cette machine à grand nombre de phases a remplacé les alternateurs conventionnels.

Aujourd'hui, la machine multi phases est utilisée dans la traction ferroviaire et automobile, la marine, l'avionique et l'aérospatial offrant ainsi une sécurité supplémentaire du point de vue fonctionnement, couple, vibration et bruit [4]. Dans l'industrie, ces machines sont présentes comme ventilateurs, compresseurs, moulins de compresseurs, moulins de ciment et comme pompes. La Figure 1.1 montre l'architecture de la machine asynchrone double étoile alimentée par deux onduleurs de tension à deux niveaux [5][6].

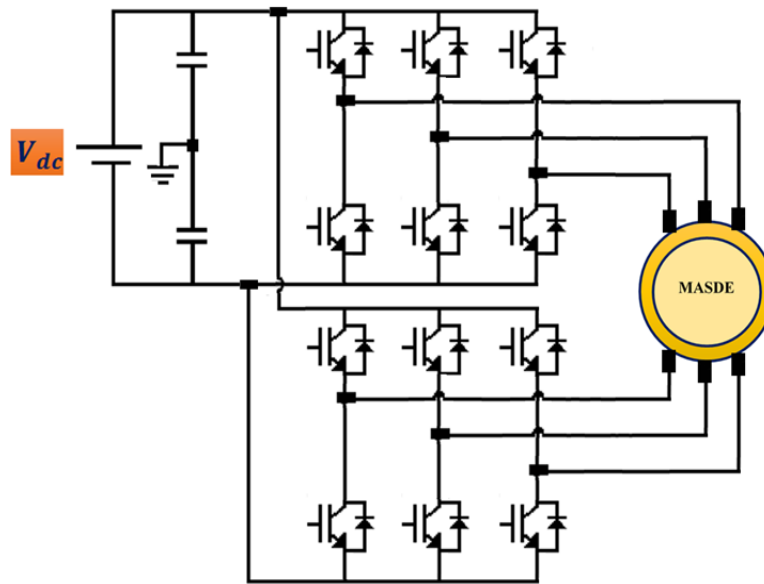


Figure 1-1 : Alimentation d'une machine asynchrone double étoile par de deux onduleurs de tension à deux niveaux.

1.4 Classification des machines électriques

La classification des machines peut se faire de plusieurs manières :

- Par la façon d'alimenter ou de délivrer le courant/tension ;
- Par la construction.

1.4.1 Par leur type d'alimentation

- ✚ Machines à courant continu ;
- ✚ Machines à courant continu soit série, parallèle ou compound ;
- ✚ Machines à courant alternatif ;
- ✚ Machines synchrones ;
- ✚ Machines asynchrones [5][6].

1.4.2 Par leur construction

- ✚ Machines sans collecteur ;
- ✚ Machines asynchrones ;
- ✚ Machine synchrone à aimant permanent ;
- ✚ Machines avec collecteur ;
- ✚ Machines à courant continu ;

✚ Machines synchrones [5][6].

De plus, les machines multi phrasées (dont le nombre de phases est supérieur à trois) sont apparues dans les années 1920 pour la segmentation de puissances des alternateurs, dont les caractéristiques sont présentées ci-dessous [5][6].

1.5 Avantages de la MASDE

La MASDE présente plusieurs avantages par rapport aux machines conventionnelle les triphasées nous pouvons citer [7] :

1.5.1 Segmentation de puissance

La segmentation de puissance lorsque si on augmente le nombre de phases, on diminue le courant par phase sans augmenter la tension par phase (ou l'inverse). La puissance totale est donc répartie sur un nombre important de phases, la puissance demandée par chacune d'elles est alors réduite. Ainsi, l'alimentation de la machine par onduleur peut se faire avec des composants de puissance de calibre inférieur, pouvant fonctionner à des fréquences de commutation plus élevées. Cela permet de minimiser les ondulations de courants et de couple. La segmentation de la puissance est l'avantage des machines multi phases que l'on met le plus en avant de nos jours, surtout pour les applications de forte puissance [8].

1.5.2 Elimination d'Harmonique d'espace

La possibilité d'éliminer des harmoniques (THD) d'espace est un réel avantage des machines multiphasées. Ainsi, à un nombre d'encoches donné, plus le de phase augmente, plus d'encoches par pôle et par phase diminuent. Ceci augmente le facteur de distribution pour le fondamental. À courant donné, on augmente donc l'amplitude du fondamental de la F.é.m. comparé au cas de la machine triphasée classique [8].

1.5.3 Minimisation des ondulations du couple des pertes rotoriques

Dans les machines triphasées, l'ondulation du couple électromagnétique dont la fréquence est six fois celle du fondamental, est principalement créée par les harmoniques cinq et sept de temps.

Dans une machine double étoile, par exemple, ces harmoniques ne créent pas de F.m.m, l'harmonique du couple de rang six est donc naturellement éliminé. De plus puisque certains harmoniques de courants statoriques ne créent de F.m.m ; les courants pouvant être induits au

rotor n'existent pas pour ces harmoniques, par conséquent, une machine multiphasée aura pratiquement toujours moins de pertes rotoriques qu'une machine [8]

1.6 Inconvénients de la MASDE

La MASDE présente des inconvénients tels que [7] :

- ✚ Nombreuse de semi-conducteur augmente avec le nombre de phases, ce qui peut éventuellement augmenter le cout de l'ensemble convertisseur-machine ;
- ✚ L'inconvénient majeur des machines double étoile est l'apparition des courants harmoniques de circulation lors d'une alimentation par onduleur de tension.

1.7 Différentes stratégies de modulation

Les onduleurs de tension peuvent être pilotés suivant plusieurs stratégies, afin de produire de tension de sortie proche de la sinusoïde.

Nous utilisons les stratégies suivantes [9][10]:

- Commande en pleine onde ;
- Commande sinus triangle(MLI-ST) ;
- Commande par hystérésis ;
- Commande à MLI vectorielle (MLI-V).

1.7.1 Commande en pleine onde

Afin de clarifier le fonctionnement de l'onduleur, il est important d'étudier le comportement en pleine onde (180°). Cette commande est appelée aussi la commande à six étapes. Dans ce type de commande chaque transistor conduit pendant (180°). Il existe six modes de fonctionnement dans chaque cycle, et chaque mode duré (60°) les transistors sont numérotés de la manière dans laquelle ils reçoivent les séquences de déplace l'un de l'autre de (60°) [9].

1.7.2 Modulation de largeur d'Impulsion Sinus-Triangle

La modulation de largeur d'impulsion (MLI) est réalisée par la comparaison d'une onde modulée basse fréquence (tension de référence) avec une onde porteuse haute fréquence de forme triangulaire [9]. Les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersection entre la porteuse et la modulante, la fréquence de commutation des interrupteurs est fixée par la porteuse [9][10]. En triphasé, trois références sinusoïdales déphasées de $\frac{2\pi}{3}$ à la même fréquence f . Comme à la sortie de l'onduleur, la tension n'est pas purement sinusoïdale, dont celle

comporte des harmoniques, seules responsables des parasites ce qui engendre des pertes supplémentaires. Cette technique de commande MLI sert à remédier ces problèmes et elle a suivants:

- ✚ Variation de la fréquence de la tension de sortie ;
- ✚ Elimination de certaines harmoniques de tension.

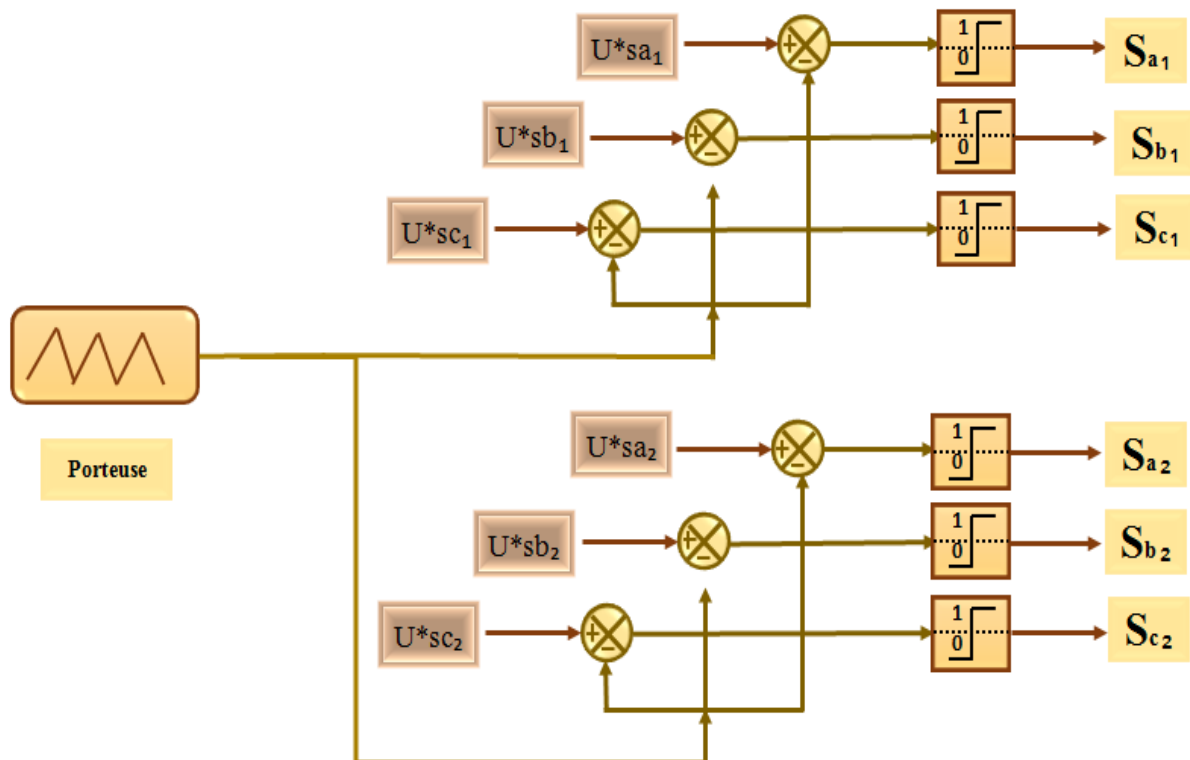


Figure 1-2 : Principe de l'MLI Sinus-Triangle.

1.7.3 Commande par hystérésis

La commande par **Hystérésis**, appelée aussi commande en tout ou rien, est une commande non linéaire qui utilise l'erreur existante entre le courant de référence et le courant produit par l'onduleur, cette erreur est comparée à un gabarit appelé bande d'hystérésis. L'approche la plus simple utilisée pour cette fin, est la stratégie de contrôle qui réalise la comparaison entre le courant de phase mesuré et le courant de référence, à l'aide d'un comparateur à hystérésis. Celui-ci, produit des impulsions d'amorçage et de blocage des interrupteurs de l'onduleur, de façon à limiter le courant de phase dans une bande d'hystérésis autour du courant de référence [9] [10].

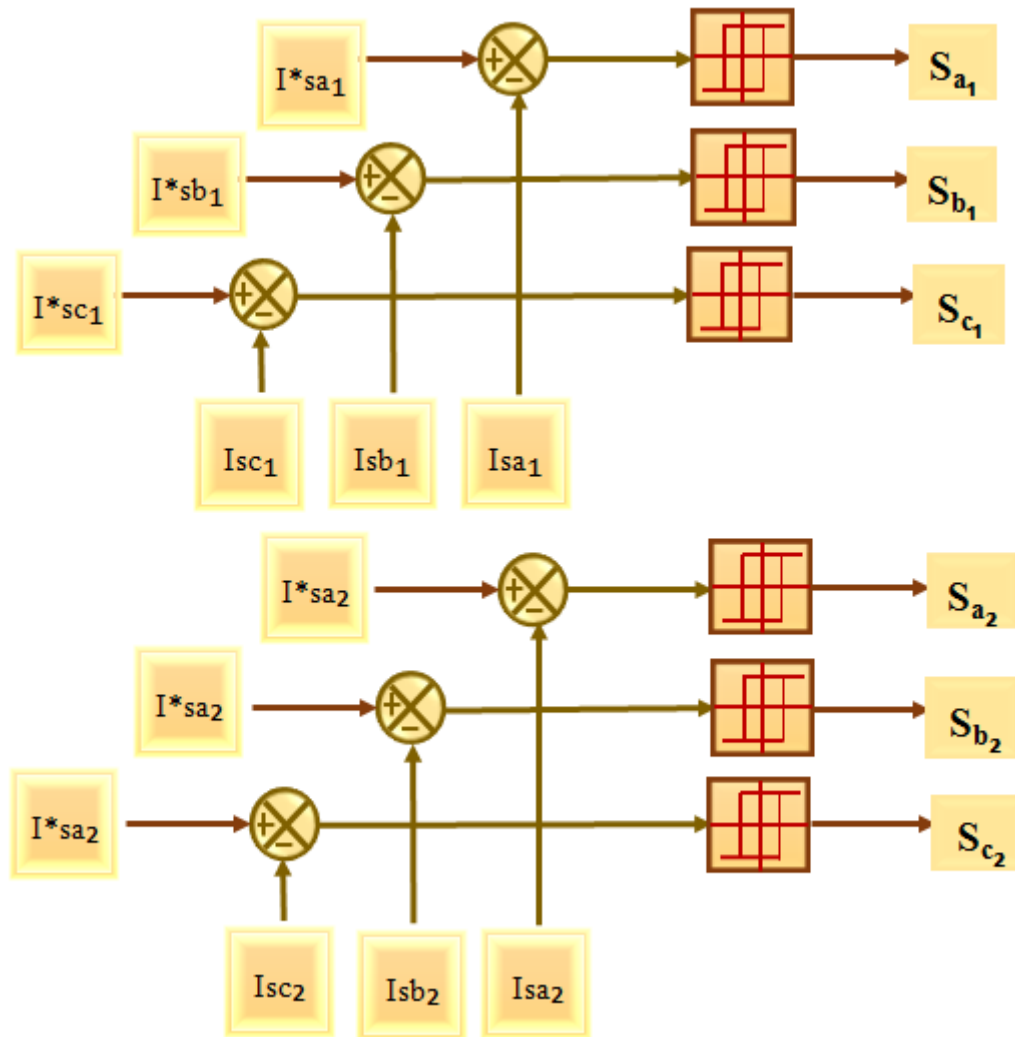


Figure 1-3 : Commande par Hystérésis.

1.7.4 Modulation par MLI-V (SV-PWM)

La modulation des vecteurs spatiaux *SVM* pour un onduleur de tension est basée sur la représentation vectorielle des tensions triphasées dans un plan bidimensionnelle (α, β) . Où l'on trouve quatre algorithmes de modulation de la *MLI-V* ou *SV-PWM* sont considérés, à savoir [9][10]:

- Séquence alignée à droite (*Right-Aligned-Séquencée*) ;
- Séquence symétrique (*Symmetric-Sequence*) ;
- Séquence alternante de vecteur nul (*Alternations-Zéros-Vector-Sequence*) ;
- Séquence non commuté de courant le plus élevé (*Highest-Current-Not-witched-Sequence*).

1.8 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons montré un état de l'art sur les machines asynchrones double étoile. Nous avons rappelé un bref historique sur les différents types des machines électriques utilisées dans les systèmes d'entraînement électriques. Outre coute, on a nous avons présenté les différentes techniques de commande utilisant pour la commande des onduleurs statiques. En effet, la configuration de l'association machine asynchrone double étoile/onduleur de tension présente le meilleur avantage en termes des qualités de fonctionnement.

Référence bibliographique

- [1] M. Bernard, "Historique des machines électromagnétiques et plus particulières des machines à reluctance variable," *Revue 3E.In°3*. pp, 3-8, 1995.
- [2] L. A. Philip, E. A. Robert, "The history of induction motors in America," *Proceedings of the IEEE*, vol. 64, no. 9, pp. 1380-1383, 1976.
- [3] B. Tarfaoui, "Commande par mode Flou-Glissant de la machine asynchrone double alimentée utilisée en aérogénérateur," *Thèse de doctorat de l'Université Mohamed Boudiaf d'Oran, Algérie*, 2015.
- [4] G. Salloum, "Contribution à la commande robuste de la machine asynchrone à double alimentation", *Thèse de Doctorat d l'Institut National Polytechnique de Toulouse, France*, 2007.
- [5] D. Hadiouche, L. Baghli, A. Rezzoug, «Space-vector PWM techniques for dual three phase AC machine: analysis, performance evaluation, and DSP implementation», *July/August 2006*.
- [6] E. Zaidi, K. Marouani, A. E Mabrek, E. Merabet and L. Bentouhami, "Fuzzy Logic Control of Multi-Phase Induction Machine Drives Based on Cascaded Hybrid Multi-level Inverters," *In IEEE the International Conference on Electrical Sciences and Technologies in Maghreb CISTEM 2018, USTHB-Algiers, Algeria, 29-31 October 2018*.
- [7] A. Saibi, "Commande par Régulateurs IP et par Mode de Glissement d'une Machine Synchrone à Double Etoile", *Thèse de magistère de l'école nationale polytechnique d'El-Harrach, Algérie*, 2006.
- [8] A. YAHI, "Contribution à la Commande robuste synergétique et à structure variable floue d'un moteur asynchrone à cage," *Mémoire de magister de l'Université Houari Boumediene, Algérie*, 2011.
- [9] E. Zaidi "Etude de la commande d'un entraînement électrique de puissance à base d'une architecture segmentée, *Thèse de Doctorat de l'Ecole Militaire Polytechnique, Algérie*, 2021.
- [10] A. Martin, "Evaluation et Optimisation de la Bande Passante des Convertisseurs Statiques (Application aux Nouvelles Structures Multicellulaires," *Thèse de Doctorat, de l'Institut National Polytechnique de Toulouse, France*, 2003.

Chapitre 2 :
Modélisation de la machine asynchrone double étoile
à onduleur deux niveaux

Chapitre 2 : Modélisation de la machine asynchrone double étoile/onduleur à deux niveaux

2.1 Introduction

Ce chapitre est dédié à la modélisation et à la commande de l'association machine asynchrone double étoile/onduleurs de tension à deux niveaux. Afin de simplifier l'étude, le système sera scindé en deux parties : en premier lieu, nous présenterons la modélisation de la MASDE, en deuxième lieu, nous avons montrons la modélisation de l'onduleur de tension à deux niveaux. Nous terminerons par la présentation des résultats de simulation de la **MASDE - Onduleur à deux niveaux** en utilisant la technique **MLI-ST**.

2.2 Description de la machine asynchrone double étoile

La MASDE se compose d'un stator portant deux enroulements triphasés identiques et décalées d'un angle électrique $\alpha = 30^\circ$, et d'un rotor à cage d'écureuil. La Figure 2.1 représente schématiquement les enroulements de la MASDE. Les angles θ_r et $(\theta_r - \alpha)$ représentent respectivement la position du rotor (phase a_r) par rapport à l'étoile 1 (phase a_{s1}) et à l'étoile 2 (phase a_{s2}). Les grandeurs relatives aux deux étoiles (1 et 2) seront notées respectivement par les indices 1 et 2 [1][2].

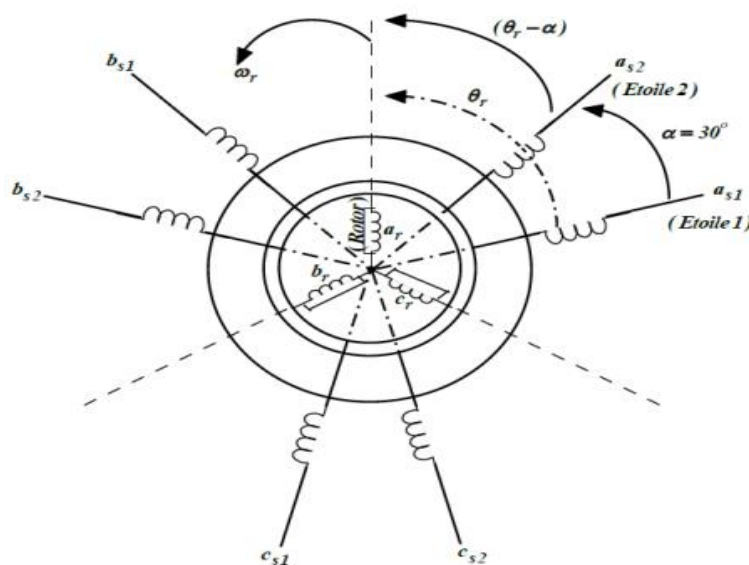


Figure 2-1 : Représentation schématique des enroulements de la MASDE .

2.3 Equation générale de la machine asynchrone

Le modèle naturel de la machine résume les trois types des équations suivantes : [1][2][3][4]:

- Equations électriques.
- Equations magnétiques.
- Equation mécanique.

2.3.1 Equations électriques

En appliquant la loi de l'OHM à chaque phase (Figure 2-1), les deux conditions statoriques et rotoriques peuvent être composées comme suit [1][3][4][6]:

$$\begin{cases} [V_{s1}] = [R_{s1}][I_{s1}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{s1}] \\ [V_{s2}] = [R_{s2}][I_{s2}] + \frac{d}{dt} [\Phi_{s2}] \\ [V_r] = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt} [\Phi_r] \end{cases} \quad (2.1)$$

Pour l'étoile un :

$$\begin{cases} [V_{s1}] = [v_{as1} v_{bs1} v_{cs1}]^T \\ [I_{s1}] = [i_{as1} i_{bs1} i_{cs1}]^T \\ [\Phi_{s1}] = [\phi_{as1} \phi_{bs1} \phi_{cs1}]^T \end{cases} \quad (2.2)$$

Pour l'étoile deux:

$$\begin{cases} [V_{s2}] = [v_{as2} v_{bs2} v_{cs2}]^T \\ [I_{s2}] = [i_{as2} i_{bs2} i_{cs2}]^T \\ [\Phi_{s2}] = [\phi_{as2} \phi_{bs2} \phi_{cs2}]^T \end{cases} \quad (2.3)$$

Les équations du rotor sont :

$$\begin{cases} [V_r] = [v_{ar} v_{br} v_{cr}]^T \\ [I_r] = [i_{ar} i_{br} i_{cr}]^T \\ [\Phi_r] = [\phi_{ar} \phi_{br} \phi_{cr}]^T \end{cases} \quad (2.4)$$

Où : $[R_{s1}], [R_{s2}]$ et $[R_r]$: Matrices des résistances statoriques (étoile 1 et 2) et rotoriques respectivement :

$$\begin{cases} [R_{s1}] = R_{s1}[ID]_{3 \times 3} \\ [R_{s2}] = R_{s2}[ID]_{3 \times 3} \\ [R_r] = R_r[ID]_{3 \times 3} \end{cases} \quad (2.5)$$

Avec :

- ✚ $[ID]_{3 \times 3}$: Matrice identité d'ordre 3 ;
- ✚ R_{s1}, R_{s2} : Résistance d'une phase de la 1^{ère} étoile et celle de la 2^{ème} étoile ;
- ✚ R_r : Résistance d'une phase du rotor.

2.3.2 Equations magnétiques

Les hypothèses simplificatrices citées précédemment donnent des relations linéaires entre les flux et les courants de la MASDE , qui s'écrivent sous forme matricielle [1][2][3][6]:

$$\begin{cases} [\Phi_{s1}] = [L_{s1,s1}][I_{s1}] + [M_{s1,s2}][I_{s2}] + [M_{s1,r}][I_r] \\ [\Phi_{s2}] = [L_{s2,s2}][I_{s2}] + [M_{s2,s1}][I_{s1}] + [M_{s2,r}][I_r] \\ [\Phi_r] = [L_{r,r}][I_r] + [M_{r,s1}][I_{s1}] + [M_{r,s2}][I_{s2}] \end{cases} \quad (2.6)$$

Les sous matrices de la matrice des inductances sont :

$$[L_{s1,s1}] = \begin{bmatrix} L_{s1} + L_{ms} & -\frac{L_{ms}}{2} & -\frac{L_{ms}}{2} \\ -\frac{L_{ms}}{2} & L_{s1} + L_{ms} & -\frac{L_{ms}}{2} \\ -\frac{L_{ms}}{2} & -\frac{L_{ms}}{2} & L_{s1} + L_{ms} \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

$$[L_{s2,s2}] = \begin{bmatrix} L_{s2} + L_{ms} & -\frac{L_{ms}}{2} & -\frac{L_{ms}}{2} \\ -\frac{L_{ms}}{2} & L_{s2} + L_{ms} & -\frac{L_{ms}}{2} \\ -\frac{L_{ms}}{2} & -\frac{L_{ms}}{2} & L_{s2} + L_{ms} \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

$$[L_{r,r}] = \begin{bmatrix} L_r + L_{mr} & -\frac{L_{mr}}{2} & -\frac{L_{mr}}{2} \\ -\frac{L_{mr}}{2} & L_r + L_{mr} & -\frac{L_{mr}}{2} \\ -\frac{L_{mr}}{2} & -\frac{L_{mr}}{2} & L_r + L_{mr} \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

$$[M_{s1,s2}] = L_{ms} \begin{bmatrix} \cos(\alpha) & \cos\left(\alpha + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\alpha + \frac{4\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\alpha + \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(\alpha) & \cos\left(\alpha + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\alpha + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\alpha + \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(\alpha) \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

$$[M_{s1,r}] = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r + \frac{4\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_r + \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(\theta_r) & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r + \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

$$[M_{s2,r}] = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r - \alpha) & \cos\left(\theta_r - \alpha + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r - \alpha + \frac{4\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_r - \alpha + \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(\theta_r - \alpha) & \cos\left(\theta_r - \alpha + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_r - \alpha + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r - \alpha + \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(\theta_r - \alpha) \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

Les sous matrices : $[M_{s2,s1}] = [M_{s1,s2}]^T$, $[M_{r,s1}] = [M_{s1,r}]^T$, $[M_{r,s2}] = [M_{s2,r}]^T$;

avec :

- ✚ L_{s1} et L_{s2} : Inductance propre cyclique de la 1^{ère} étoile, et celle de la 2^{ème} étoile ;
- ✚ L_r : Inductance propre cyclique du rotor ;
- ✚ L_{ms} : Valeur maximale de coefficients d'inductance mutuelle statoriques et rotorique, respectivement ;
- ✚ M_{sr} : Valeur maximale de coefficients d'inductance mutuelle entre une étoile et le rotor.

2.3.3 Equations mécaniques

L'étude des qualités de la machine non convergente présente la variété des limites électriques (*tension, flux, courant*) mais en plus des limites mécaniques (*couple, vitesse*) [1][2][3][6] :

$$C_{em} = p[I_{sabc}]^T \frac{d}{dt} [M_{sr}] [I_{rabc}] \quad (2.13)$$

L'équation du mouvement de la machine est :

$$J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega = C_{em} - C_r \quad (2.14)$$

Ou :

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

Avec :

- ✚ **J** : Moment d'inertie du rotor ;
- ✚ **Ω** : Vitesse angulaire mécanique du rotor ;
- ✚ **f** : Coefficient de frottement visqueux ;
- ✚ **C_{em}** : Couple électromagnétique délivré par le moteur ;
- ✚ **C_r** : Couple résistant, ou de charge ;
- ✚ **ω** : Vitesse angulaire électrique du rotor.

2.4 Expression du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique s'exprime par la dérivée partielle de stockage d'énergie électromagnétique par rapport à l'angle géométrique de rotation du rotor [1][3][4].

$$C_{em} = \frac{\partial W}{\partial \theta_{geo}} = P \frac{\partial W}{\partial \theta_{ele}} \quad (2.15)$$

avec :

$$W = \frac{1}{2} \{ [I_{s1}]^t [\psi_{s1}] + [I_{s2}]^t [\psi_{s2}] + [I_r]^t [\psi_r] \} \quad (2.16)$$

D'où :

$$C_{em} = \frac{P}{2} \left\{ [I_{s1}] \frac{d}{d\theta_r} [L1, r] [I_r]^t + [I_{s2}] \frac{d}{d\theta_r} [L2, r] [I_r]^t \right\} \quad (2.17)$$

avec :

- ✚ **P** : Nombre de pair de pôle ;
- ✚ **$\partial \theta_{geo}$** : Angle mécanique ;
- ✚ **$\partial \theta_{ele}$** : Angle électrique.

Pour obtenir les équations générales de la machine asynchrone triphasée Il faut utiliser la transformation de Park (voir l'annexe A)

2.5 Choix du système d'axes

Pour notre travail nous choisissons : un système d'axe ' d,q ' :

Ce dernier est immobile par rapport au champ électromagnétique créé par les enroulements statoriques, d'où $\omega_{coord} = \omega_s \Rightarrow \theta = \int_0^t \omega_s dt$ [3].

2.6 Modélisation de l'onduleur

Un onduleur de tension est un convertisseur statique qui assure la transformation de l'énergie d'une source continue en une énergie alternative, qui peut être à fréquence fixe ou variable [7][8]. En effet, le contrôle de la vitesse et du couple de la MASDE se réalise par action simultanée sur la fréquence et sur l'amplitude de la tension statorique, à base des onduleurs de tension à fréquence variable.

Chaque étoile de la MASDE est connectée à un onduleur triphasé à commutations commandées. Ce dernier est constitué de trois branches où chacune est composée de deux paires d'interrupteurs supposés parfaits et dont les commandes sont disjointes et complémentaires chaque interrupteur est représenté par une paire transistor-diode qui est modélise par deux états définis par la fonction de connexion logique suivante (voir l'annexe A):

$$f_i = \begin{cases} 1 & \text{l'interrupteur } i \text{ est fermé } (K_i \text{ conduit, } \bar{K}_i \text{ bloqué)} \\ 0 & \text{l'interrupteur } i \text{ est ouvert } (K_i \text{ bloqué, } \bar{K}_i \text{ conduit)} \end{cases}$$

La Figure 2-2 représente le schéma de l'onduleur de tension triphasé à deux niveaux.

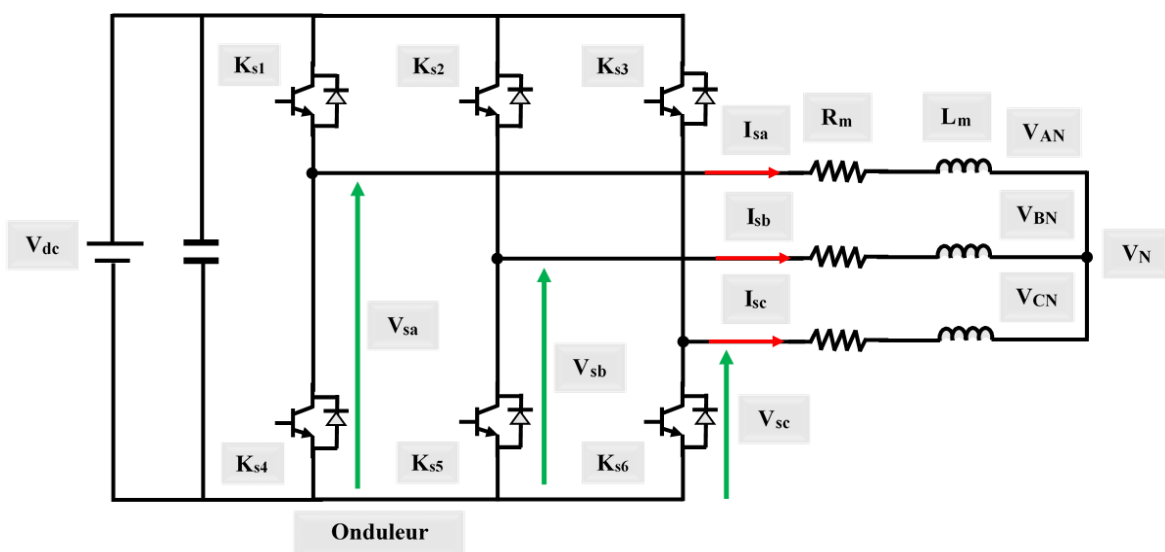


Figure 2-2: Structure de l'onduleur triphasé à trois niveaux.

2.7 Simulation et interprétation des résultats

La MASDE décrite précédemment, dont les paramètres sont donnés dans l'annexe B, est simulée sous logicielle Matlab/Simulink (Figure 2.3). On montre dans cette section les résultats de simulation sans commande de cette machine.

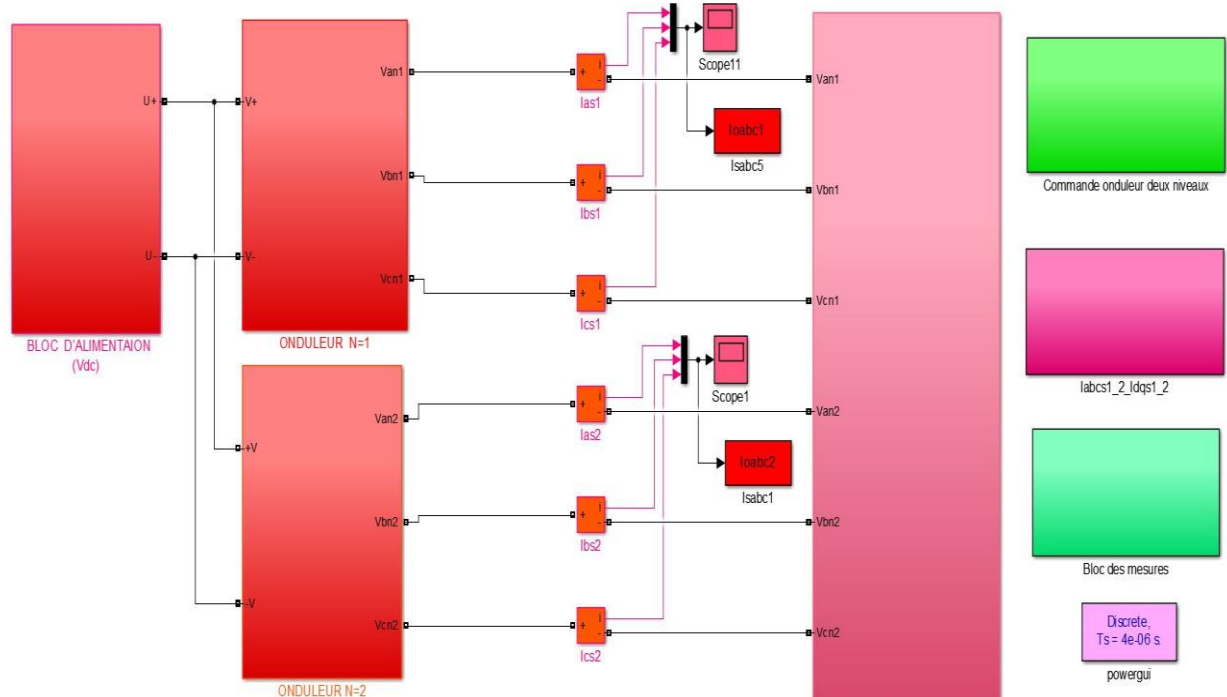


Figure 2-3 : Bloc de simulation sous Matlab-Simulink de la MASDE .

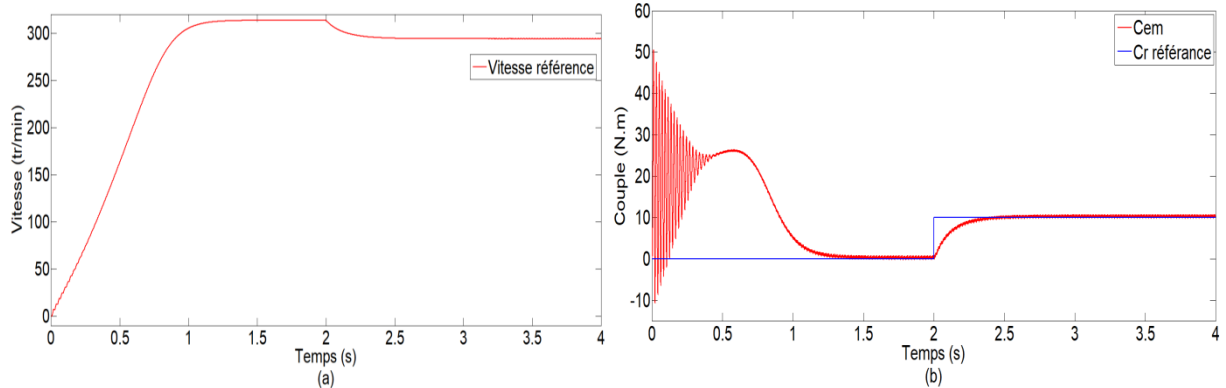
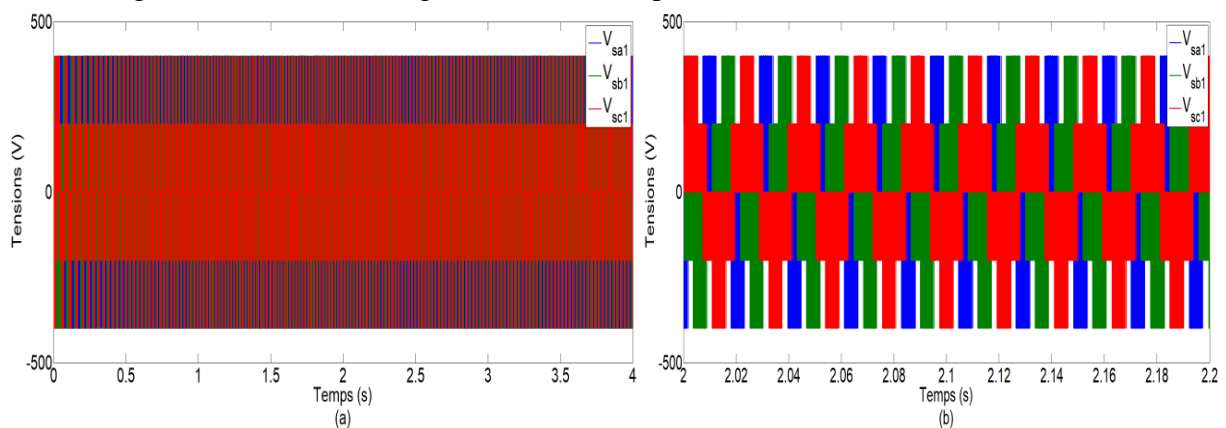


Figure 2-3 : Allures des grandeurs mécaniques de la MASDE sans commande.



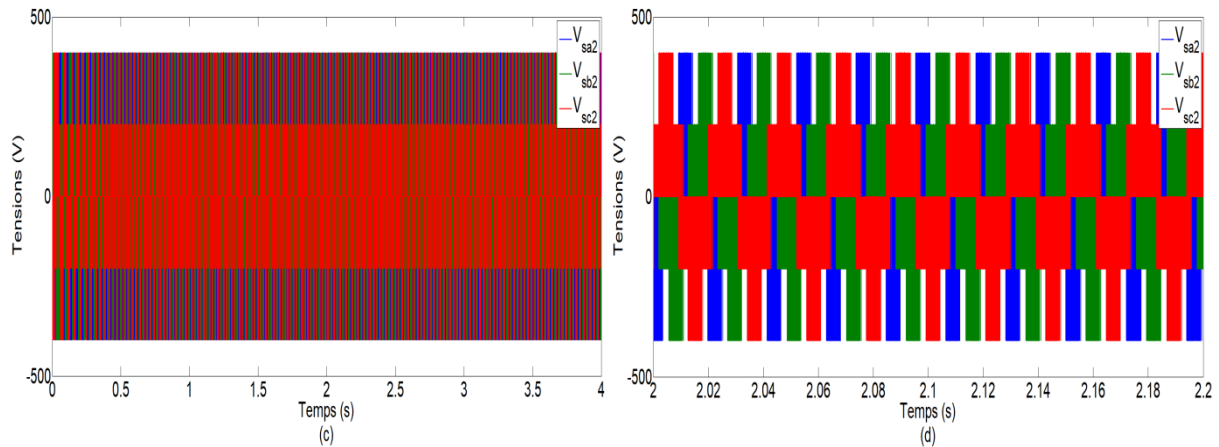


Figure 2-4 : Allures des tensions de deux étoiles aux bornes de la MASDE sans commande.

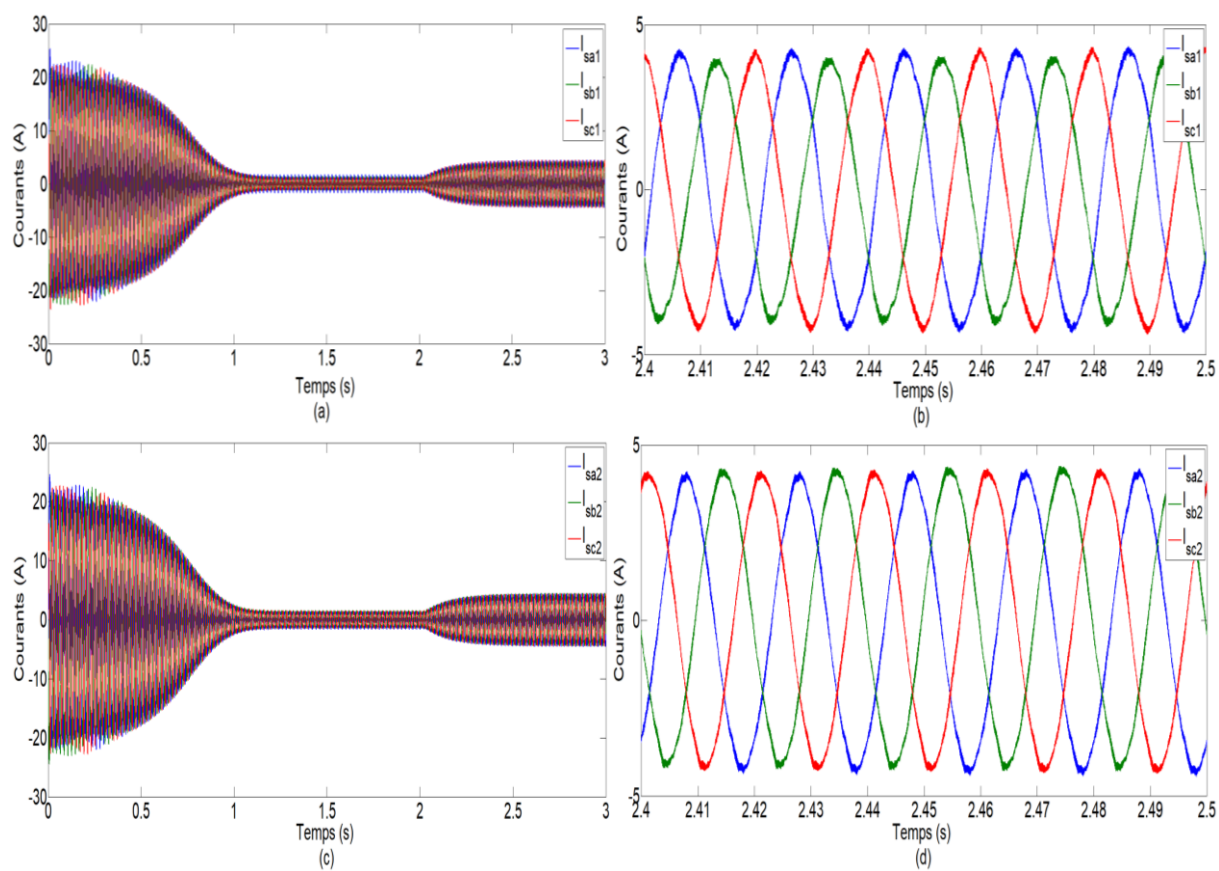


Figure 2-6 : Allures des courants statoriques de deux étoiles de la MASDE sans commande.

La vitesse de rotation augmente et évolue d'une manière presque linéaire et elle atteint 2995.8 [tr/min] (très proche de celle du synchronisme) $t=1\text{ s}$ jusqu'à $t=2\text{ s}$ (début de régime permanent), la vitesse se stabilise presque à 3000tr/min . (Figure 2-4.a).

Le couple électromagnétique présente un pic important avec des oscillations atteint jusqu'à la valeur de 58N.m puis il diminue et stabilise à partir de l'instant $t=1\text{ s}$ à sa valeur minimale proche de 0 N.m . (Figure 2-4.b).

Les deux étoiles statoriques ont les mêmes paramètres $R_{s1}=R_{s2}$ dans les tensions V_{sa1}, V_{sa2} et les courants statoriques i_{as1}, i_{as2} :

Les tensions composées V_{sa1}, V_{sa2} de l'onduleur à deux niveaux ont une forme sinusoïdale, leur amplitude atteint presque la valeur de 400 V. On constate que les tensions de sorties sont très proches de celle de tension référence. Et le signal de sortie de l'onduleur triphasé et un signal carré alternatif, et elles sont en phase avec la tension de référence.

Les courants statoriques i_{as1}, i_{as2} ont une forme sinusoïdale de même amplitude (les deux étoiles statoriques ont les mêmes paramètres $R_{s1}, R_{s2} \dots$) dont le régime transitoire, la machine consomme des courants importants, leur amplitude atteint la valeur $i_{as1} = i_{as2} = 25$. En régime permanent, les courants statoriques diminuent pour atteindre la valeur crête 1.3A. (Figure 2-6.a.b.c et d).

2.8 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié la modélisation de la **MASDE** triphasée et la modélisation de l'onduleur à deux niveaux. Cette modélisation nous a permis d'établir un modèle mathématique de cette machine, de même que la modélisation de l'alimentation présentée par un onduleur de tension à deux niveaux commandés par la stratégie de **MLI-ST**. Ainsi, nous avons utilisé la transformation de Park et le système d'équations d'état de la machine que nous avons validés à travers une simulation numérique sous **Matlab/Simulink**. Puis nous avons interprété les résultats de simulation obtenus.

*Dans le prochain chapitre, nous allons étudier la commande vectorielle indirecte avec l'exploitation de deux techniques de commande **MLI-ST** et **MLI-V** de la **MASDE** alimentée par deux onduleurs de tension à deux niveaux.*

Référence Bibliographique

- [1] E. Zaidi, K. Marouani, and E. Merabet, “A new approach based on neuro-fuzzy controller of a dual star induction machine supplied by multi-level inverters”, *Second International Conference on Electrical Engineering “ICEEB’18”, 2-3 December 2018, Biskra University, Algeria, 2018.*
- [2] E. Zaidi, K. Marouani, L. Bentouhami, and A. E. Mabrek, “Non-linear speed control of multi-phase induction machine fed by two cascaded H-bridge multi-level inverter”, *International conference on electronics and electrical engineering (IC3E’18), 12-13 November 2018. Bouira, Algiers, Algeria, 2018.*
- [3] G. Salloum, “Contribution à la commande robuste de la machine asynchrone à double alimentation”, *Thèse de Doctorat de l’Institut National Polytechnique de Toulouse, France, 2007.*
- [4] K. Marouani, “Contribution à la commande d’un entraînement électrique à base de moteur asynchrone double étoile”, *Thèse de Doctorat de l’Ecole Militaire Polytechnique, Algérie, 2010.*
- [5] E. Zaidi, K. Marouani, A. E. Mabrek, E. Merabet and L. Bentouhami, “Fuzzy Logic Control of Multi-Phase Induction Machine Drives Based on Cascaded Hybrid Multi-level Inverters,” *In IEEE the International Conference on Electrical Sciences and Technologies in Maghreb CISTEM 2018, USTHB-Algiers, Algeria, 29-31 October 2018.*
- [6] D. Hadiouche, *Contribution à l’étude de la machine asynchrone double étoile : Modélisation, alimentation et structure, Thèse de Doctorat de l’Université Henri Poincaré de Nancy I, France, décembre 2001*
- [7] E. Zaidi “Etude de la commande d’un entraînement électrique de puissance à base d’une architecture segmentée, Thèse de Doctorat de l’Ecole Militaire Polytechnique, Algérie, 2021.
- [8] A. Martin, “Evaluation et Optimisation de la Bande Passante des Convertisseurs Statiques (Application aux Nouvelles Structures Multicellulaires,” *Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, France, 2003.*

Chapitre 3 :
Etude comparative entre les deux techniques de commande MLI-ST et MLI-V pour la commande du système d'entraînement électrique

Chapitre 3 : Etude comparative entre les deux techniques de commande MLI-ST et MLI-V pour la commande du système d'entraînement électrique

3.1 Commande vectorielle de la MASDE

3.1.1 Introduction

Le contrôle vectoriel transforme la machine asynchrone triphasée, système non linéaire multi variable et couplé, en deux sous-systèmes linéaires mono variables et découplés. Ainsi, en contrôlant de manière séparée les deux variables principales que sont le flux magnétique et le couple électromagnétique, de bonnes performances dynamiques sont envisageables. Le développement conjugué de l'électronique de puissance et de micro-informatique a permis de réaliser des applications en temps réel de cette commande vectorielle pour une large gamme de puissance.

Dans ce chapitre, on présente la structure de la commande vectorielle et la structure de la commande vectorielle [MLI-V](#).

3.1.2 Origine de la commande vectorielle

Contrairement aux idées reçues, les origines de contrôle vectoriel remontent aux travaux d'[A. Blondel](#) sur la théorie des forces de réaction à deux axes à la fin du [XIXe](#) siècle. Cependant, compte tenu de la technologie utilisée à l'époque, il n'y avait aucun problème à traduire cette théorie en contrôle moteur. L'idée du contrôle vectoriel (également connu sous le nom de contrôle de flux) n'a germé qu'à la fin d'années [50](#) en raison de l'utilisation de la méthode de la phrase temporelle en Europe de l'Est [1].

3.1.3 Principe de la commande vectorielle

Le principe de la commande vectorielle consiste à diriger l'une des composantes du flux stator, rotor ou entrefer sur l'axe d'un référentiel tournant à vitesse synchrone. Le but de cet arrêté est d'assimiler le comportement d'un moteur asynchrone double étoile à celui d'un moteur à courant continu à excitation séparée sous deux aspects

- ✚ Couple et flux de la machine sont contrôlés indépendamment.

- ✚ Conditions optimales de production du couple sont garanties aussi bien en régime établi qu'en régime transitoire

En effet, dans un moteur à courant contenu, le courant d'induit (I_a) contrôle le couple et le courant d'excitation (I_f) contrôle le flux [4]. La relation du couple électromagnétique est donnée par :

$$C_{em} = \Phi_f I_a = K' I_f I_a \quad (3.1)$$

Avec :

- ✚ Φ : Flux imposé par le courant d'excitation I_f ;
- ✚ I_a : Courant d'induit ;
- ✚ K' : Constantes :

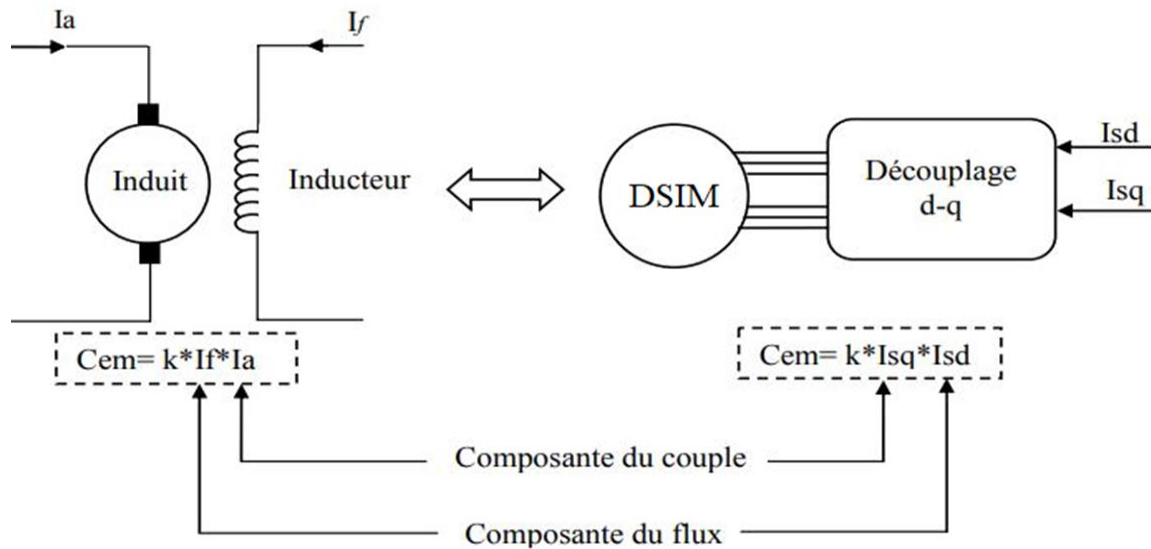


Figure 3-1 : Principe de la commande découplée entre MCC et MASDE .

Le principe de pilotage vectoriel de la MASDE est comparable au MCC avec excitation séparée. Représente le schéma du principe de pilotage vectoriel de la MCC et de la MASDE , comme le montre sur la Figure 3.1.

3.1.4 Méthodes de la commande vectorielle

Pour faire la commande vectorielle de la machine asynchrone à double étoile il existe deux techniques, soit directe ou indirecte.

3.1.4.1 Méthode directe

Cette méthode nécessite une compréhension approfondie du module de flux et de sa phase, qui doit être vérifiée quel que soit l'environnement d'exploitation. Deux procédures sont utilisées à cette fin [3] :

- Utiliser un capteur pour mesurer le débit à l'entrée de la machine. Le principal inconvénient de cette méthode réside dans la fragilité mécanique des capteurs de flux, qui les empêche de fonctionner dans des situations extrêmes telles que les vibrations et la chaleur ;
- Utiliser des techniques mathématiques pour estimer le flux. Cette méthode est adaptable aux changements dans les paramètres de la machine.

3.1.4.2 Méthode indirecte

L'idée derrière cette méthode est d'utiliser uniquement la position du flux de rotation plutôt que son amplitude. Le terme "méthode indirecte" indique la capacité à éliminer un estimateur de flux. Cette méthode est adaptable aux changements de paramètres de la machine [3].

3.1.4.3 Référence au champ rotatif

Dans cette référence, la vitesse du répertoire (d,q) est égale à la vitesse du champ de rotation ($w_{coord} = w_s$). Puisque les augmentations dans cette référence ont une forme continue, il est généralement utilisé pour permettre l'application d'une vitesse, couple, ou autre commande [19].

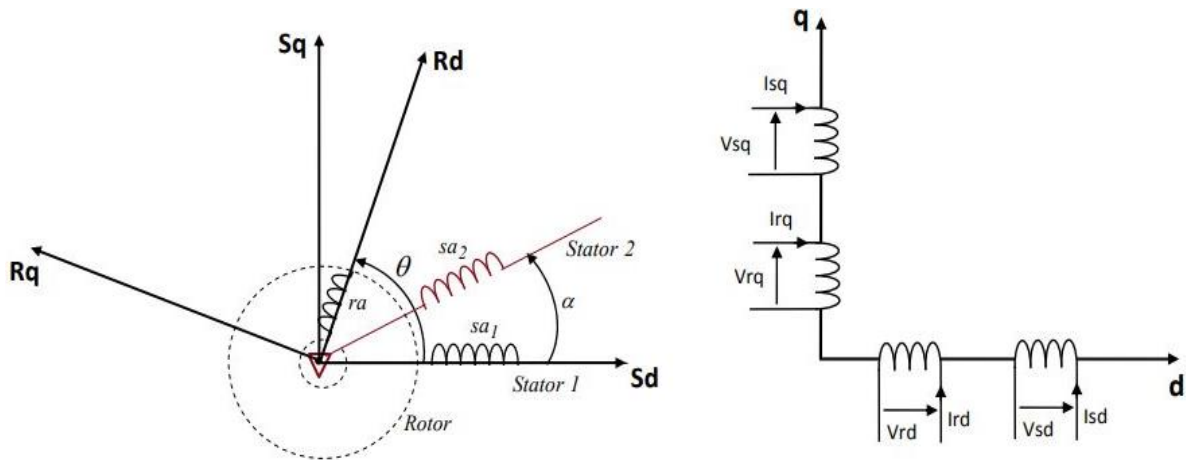


Figure 3-2 : Modèle équivalent de la MASDE dans le repère de PARK (d-q).

3.1.5 Régulation de la vitesse par la méthode indirecte

Par l'application de l'orientation du flux rotorique sur le modèle mathématique de la MASDE devient (voir chapitre 2)[1] :

$$\begin{cases} i_{dr} = \frac{1}{L_m + L_r} [\Phi_r - L_m (i_{ds1} + i_{ds2})] \\ i_{qr} = \frac{-L_m}{L_m + L_r} (i_{qs1} + i_{qs2}) \end{cases} \quad (3.2)$$

En remplaçant l'équation (3.2) dans l'équation(33) on trouve :

$$\begin{cases} \Phi_{ds1} = \lambda_1 i_{ds1} + L_r \eta i_{ds2} + \eta \Phi_r^* \\ \Phi_{qs1} = \lambda_1 i_{qs1} + L_r \eta i_{qs2} \\ \Phi_{ds2} = \lambda_2 i_{ds2} + L_r \eta i_{ds1} + \eta \Phi_r^* \\ \Phi_{qs2} = \lambda_2 i_{qs2} + L_r \eta i_{qs1} \end{cases} \quad (3.3)$$

Avec :

$$\eta = \frac{L_m}{L_m + L_r} \lambda_{1,2} = L_{1,2} + \eta L_r$$

et on a :

$$\Phi_r^* = L_m (i_{ds1} + i_{ds2}) \quad (3.4)$$

$$i_{qr} = - \frac{w_{gl}^* \Phi_r^*}{R_r} \quad (3.5)$$

En remplaçant les équations (3.3), (3.4) et (3.2) dans le modèle mathématique de la MASDE (voir chapitre 2) on trouve :

$$\begin{cases} v_{ds1}^* = R_{s1} i_{ds1} + L_{s1} \frac{d}{dt} i_{ds1} - \omega_s^* (L_{s1} i_{qs1} + T_r w_{gl}^* \Phi_r^*) \\ v_{qs1}^* = R_{s1} i_{qs1} + L_{s1} \frac{d}{dt} i_{qs1} + \omega_s^* (L_{s1} i_{ds1} + \Phi_r^*) \\ v_{ds2}^* = R_{s2} i_{ds2} + L_{s2} \frac{d}{dt} i_{ds2} - \omega_s^* (L_{s2} i_{qs2} + T_r w_{gl}^* \Phi_r^*) \\ v_{qs2}^* = R_{s2} i_{qs2} + L_{s2} \frac{d}{dt} i_{qs2} \mp (L_{s2} i_{ds2} + \Phi_r^*) \end{cases} \quad (3.6)$$

On a:

$$i_{qs1}^* + i_{qs2}^* = \frac{L_m + L_r}{p L_m \Phi_r^*} C_{em}^* \quad (3.7)$$

$$w_{gl}^* = \frac{R_r L_m}{(L_m + L_r) \Phi_r^*} (i_{qs1}^* + i_{qs2}^*)$$

Les premières parties linéaires d'équations (3.8) sont ajoutées au système d'équations (3.6) avec les barres de contrôle des courants du stator pour obtenir le découplage idéal.

$$\begin{cases} v_{ds1l} = R_{s1} i_{ds1} + L_{s1} \frac{d}{dt} i_{ds1} \\ v_{qs1l} = R_{s1} i_{qs1} + L_{s1} \frac{d}{dt} i_{qs1} \\ v_{ds2l} = R_{s2} i_{ds2} + L_{s2} \frac{d}{dt} i_{ds2} \\ v_{qs2l} = R_{s2} i_{qs2} + L_{s2} \frac{d}{dt} i_{qs2} \end{cases} \quad (3.8)$$

Le système d'équation (3.8) montre que les tensions statiques (v_{ds1l} , v_{qs1l} , v_{ds2l} , v_{qs2l}) sont directement reliées aux courants statoriques (i_{ds1} , i_{qs1} , i_{ds2} , i_{qs2}), pour compenser l'erreur introduite lors du découplage, les tensions statiques de références (v_{ds1}^* , v_{qs1}^* , v_{ds2}^* , v_{qs2}^*) à flux constant sont données par :

$$\begin{cases} v_{ds1}^* = v_{ds1l} - v_{ds1c} \\ v_{qs1}^* = v_{qs1l} + v_{qs1c} \\ v_{qs2}^* = v_{qs2l} + v_{qs2c} \\ v_{ds2}^* = v_{ds2l} - v_{ds2c} \end{cases} \quad (3.9)$$

avec :

$$\begin{cases} v_{ds1c} = \omega_s^* (L_{s1} i_{qs1} + T_r \omega_{gl}^* \Phi_r^*) \\ v_{qs1c} = \omega_s^* (L_{s1} i_{ds1} + \Phi_r^*) \\ v_{ds2c} = \omega_s^* (L_{s2} i_{qs2} + T_r \omega_{gl}^* \Phi_r^*) \\ v_{qs2c} = \omega_s^* (L_{s2} i_{ds2} + \Phi_r^*) \end{cases} \quad (3.10)$$

Les régulateurs de courant utilisés sont des régulateurs classiques de type PI dont la synthèse est au [Annexe C](#).

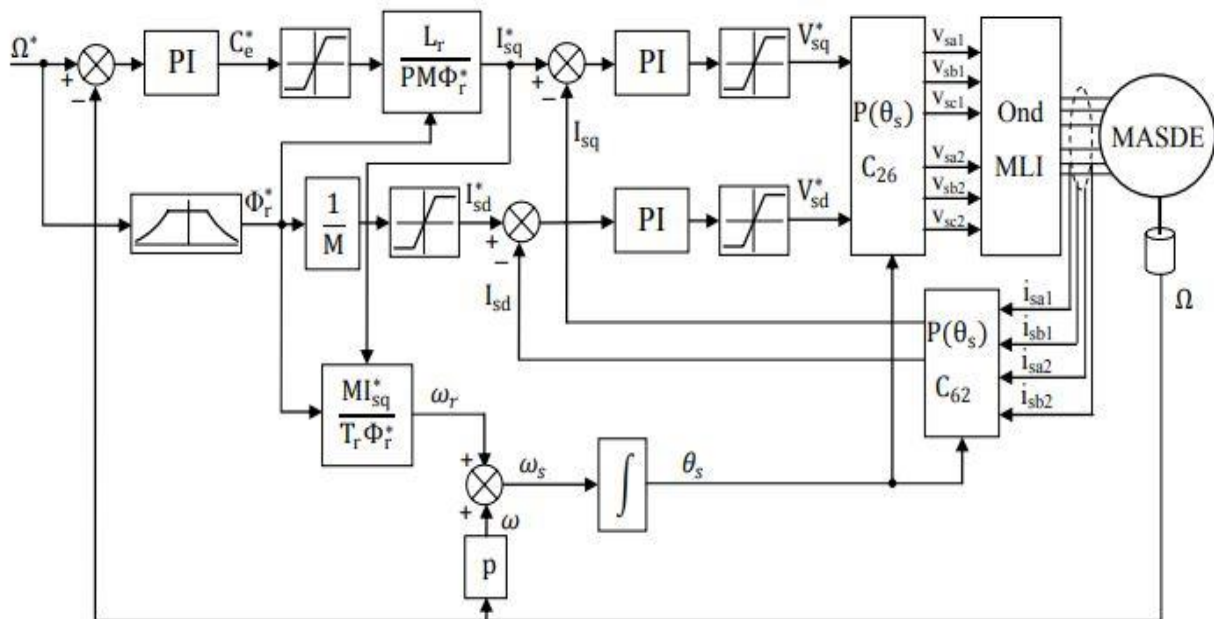


Figure 3-3: Commande vectorielle de la MASDE .

3.1.6 Simulation et interprétations des résultats

Dans cette partie nous avons appliqué la commande IFOC à la machine asynchrone double étoile alimentée par de deux onduleurs de tension à deux niveaux

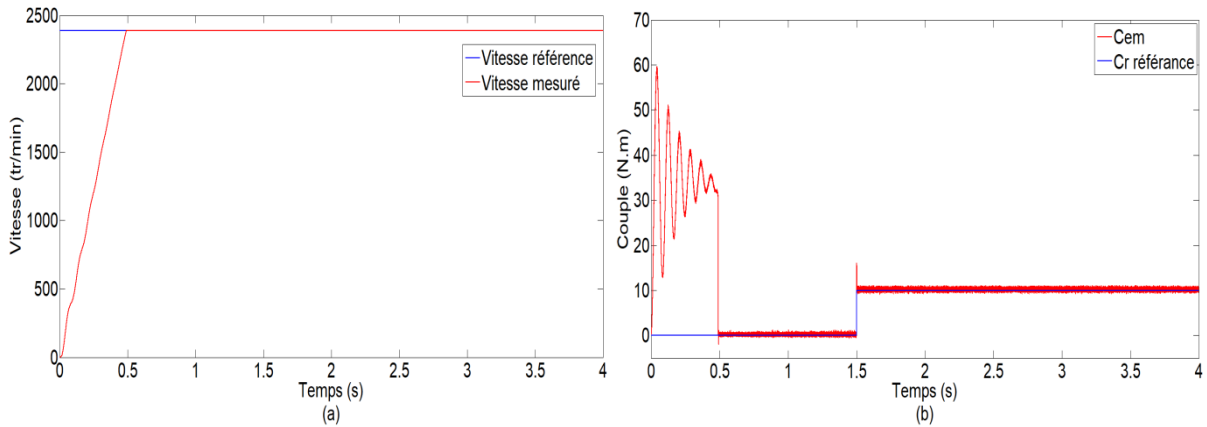


Figure 3-4 : Allures des grandeurs mécaniques de la MASDE , (a) : Vitesse mécanique, (b) : Couple électromagnétique.

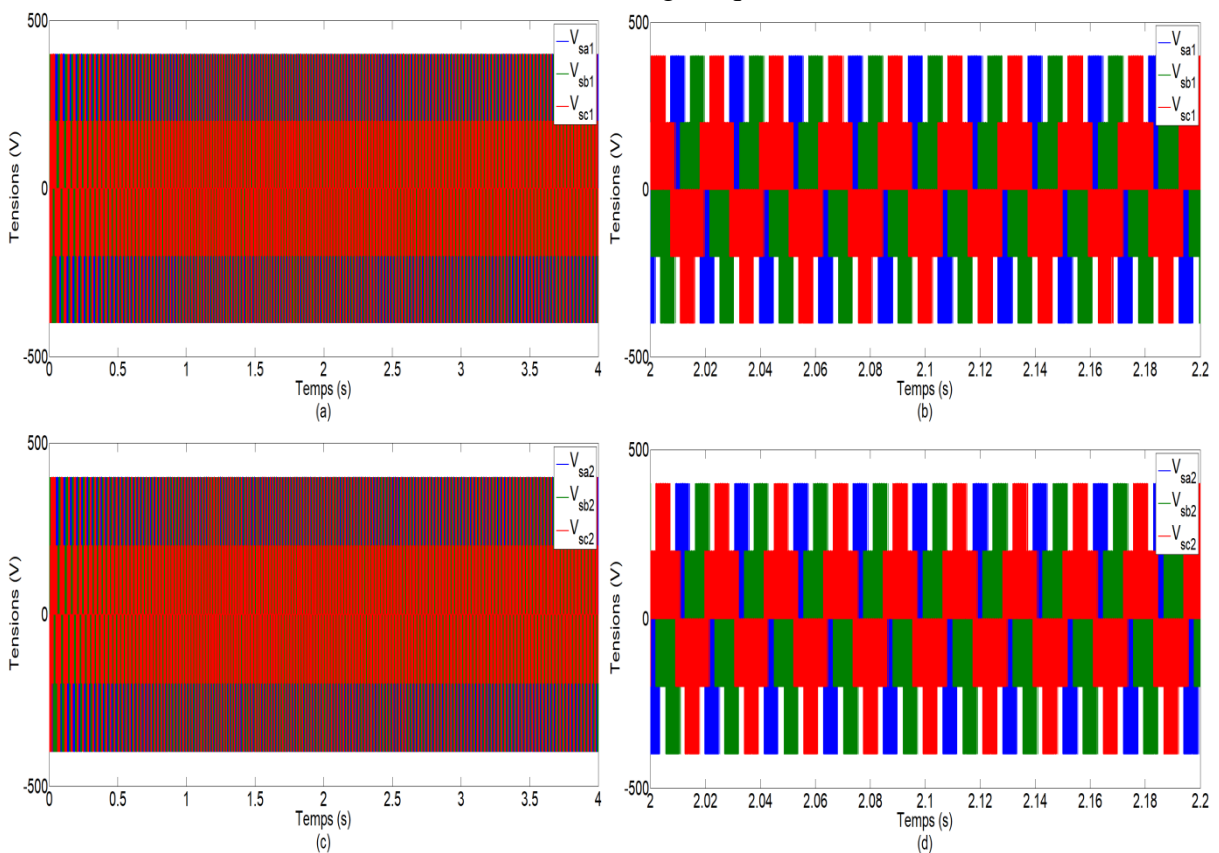
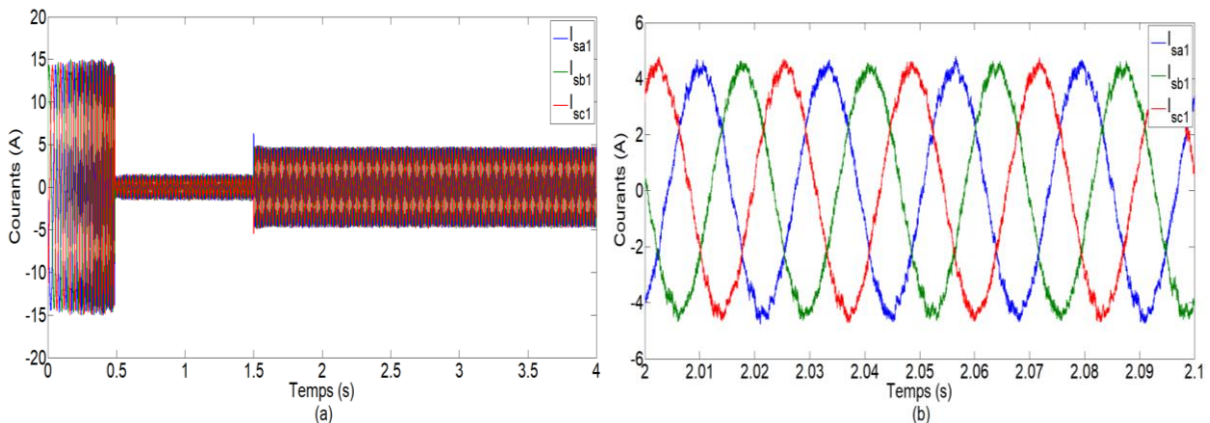


Figure 3-5 : Allures des tensions de deux étoiles aux bornes de la MASDE , (a) : Tension de la première étoile, (b) : Tension de la deuxième étoile.



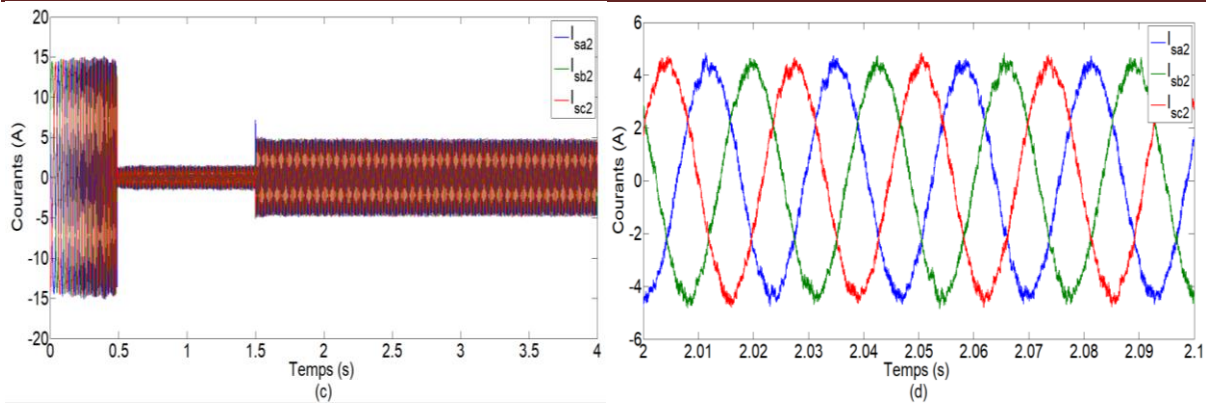


Figure 3-6 Allures des courants des phases de deux étoiles de la MASDE , (a) : Courant statorique de la première étoile, (b) : Courants statoriques de la deuxième étoile.

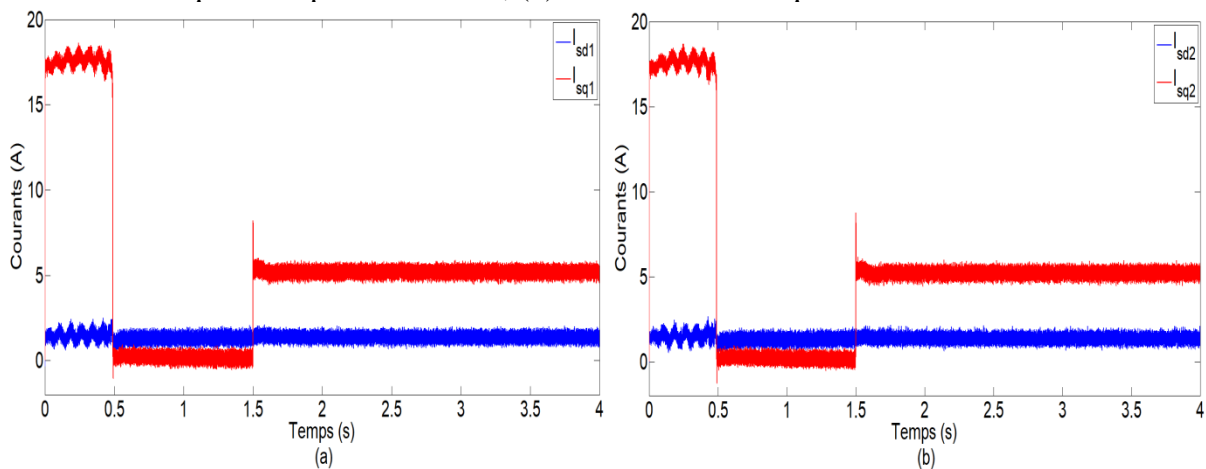


Figure 3-7 : Allures des courants directs et quadratiques de deux étoiles de la MASDE

La vitesse de rotation augmente d'une manière linéaire et elle atteint la vitesse de référence [tr/min] (très proche de celle du synchronisme) $t = 0.5$ s (début de régime permanent), la vitesse se stabilise presque à 3000tr/min. (Figure 3.4.a).

L'allure du couple électromagnétique a une forme oscillatoire amortie dans le régime transitoire, avec un démarrage de 60 N.m. Lorsque la vitesse atteint la valeur de consigne, le couple oscille autour de 0. Après l'insertion de la charge, le couple électromagnétique compense le couple de charge et le frottement (Figure 3.4.b).

Les tensions composées V_{sa1} , V_{sa2} de l'onduleur à deux niveaux ont une forme sinusoïdale, leur amplitude atteint presque la valeur de 400 V. On constate que les tensions de sorties sont très proche à celle de tension référence. Et le signal de sortie de l'onduleur triphasés et un signal carre alternative, et elles sont en phase avec la tension de référence (Figure 3.5).

Le courant statorique i_{sa1} au démarrage 15A en valeur crête, dans la présence de la charge, le courant atteint une valeur de crête 1.6A. L'allure de courant est sinusoïdale et présente des harmoniques dus aux deux onduleurs de tension (Figure 3.6.b).

3.2 Commande SVM

3.2.1 Présentation de l'onduleur sur deux niveaux

Le convertisseur continu/Alternatif est un onduleur de tension pour l'entraînement électrique asynchrone. Il est composé de trois bras (A, B et C), chacun composé de deux transistors IGBT et de deux diodes antiparallèles. Les huit vecteurs de tension appliqués à la Figure de la machine correspondent aux différentes configurations des interrupteurs. (Voir l'annexe A)

3.2.2 Principe de MLI-Vectorel

L'idée fondamentale derrière la modélisation vectorielle (SVM) est de construire le vecteur de tension du vecteur de référence à partir de huit vecteurs de tension. Chacun de ces vecteurs est basé sur une combinaison des états des interrupteurs d'un onduleur de tension triphasée que plutôt que des calculs séparés des modulations par chacun des bras de l'onduleur. Cette approche MLI respecte les principes suivants :

Un vecteur de tension moyen est utilisé pour calculer et estimer le vecteur de référence $V_{Réf}$ sur une période de modulation T_m . Exécution d'une impulsion T à grande échelle pour chaque phase avec la valeur moyenne de la période égale à la valeur de la tension de référence au moment de l'échantillonnage. Les interrupteurs d'un demi-pont sont tous dans le même état au début et à la fin de la période. De plus, le calcul du vecteur de tension $V_{s\alpha}$ et $V_{s\beta}$ nécessite une analyse combinatoire de tous les états d'interruption qui pourraient exister. Par conséquent, nous pouvons préparer un tableau montrant les différents états de l'onduleur [8].

3.2.3 Transformation de Concordia

En utilisant la transformation de Concordia pour rationaliser les calculs impliqués dans la modulation vectorielle, nous sommes en mesure de remplacer le système triphasé que de trois tensions U_a , U_b et U_c avec un système à deux phases qui considère le transfert de puissance.

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

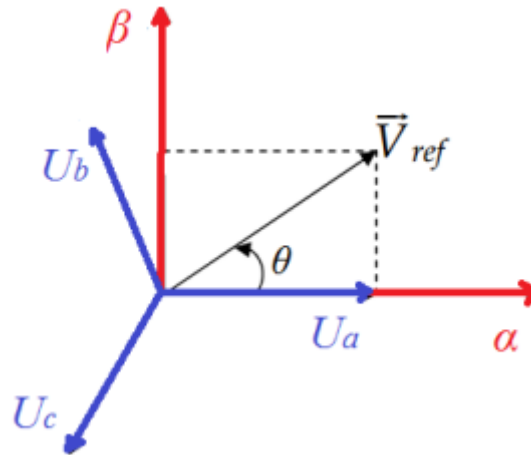


Figure 3-8 : Transformation de Concordia

3.2.4 Définition du vecteur de la tension de contrôle (vecteur de référence)

Le vecteur tension de contrôle \vec{V}_{ref} peut être définie de plusieurs manières dans le plan des tensions [9]:

$$V_{ref} = \sqrt{V_{\alpha}^2 + V_{\beta}^2} \quad (3.12)$$

$$\alpha = \tan^{-1} \frac{V_{\beta}}{V_{\alpha}} \quad (3.13)$$

Les vecteurs correspondants de tension V_{α} et V_{β} peuvent être calculés en effectuant une analyse combinatoire de tous les états possibles des interrupteurs. Le [Tableau 3.1](#) énumère les valeurs des tensions V_{an} , V_{bn} et V_{cn} pour chaque état ainsi que l'indice des vecteurs V représentatifs de cet état.

Tableau 3-1 Tableau de vérité de l'onduleur de tension triphasé à deux niveaux.

Etat de switch			Ligne à tension neutre			Tension ligne à ligne			Vecteur de tension
A	B	C	V_{AV}	V_{BN}	V_{CN}	V_{AB}	V_{BC}	V_{CA}	
0	0	0	0	0	0	0	0	0	$V_0 = 0$
1	0	0	$\frac{2}{3}V_{dc}$	$-\frac{1}{3}V_{dc}$	$-\frac{1}{3}V_{dc}$	V_{dc}	0	$-V_{dc}$	$V_1 = \frac{2}{3}V_{dc}e^{j \cdot 0}$
1	1	0	$\frac{1}{3}V_{dc}$	$\frac{1}{3}V_{dc}$	$-\frac{2}{3}V_{dc}$	0	V_{dc}	$-V_{dc}$	$V_2 = \frac{2}{3}V_{dc}e^{j \cdot \frac{\pi}{3}}$

Chapitre 3 : Etude comparative entre les deux techniques de commande MLI-ST et MLI-V pour la commande du système d'entraînement électrique

0	1	0	$-\frac{1}{3}V_{dc}$	$\frac{2}{3}V_{dc}$	$-\frac{1}{3}V_{dc}$	$-V_{dc}$	V_{dc}	0	$V_3 = \frac{2}{3}V_{dc}e^{j\frac{2\pi}{3}}$
0	1	1	$-\frac{2}{3}V_{dc}$	$\frac{1}{3}V_{dc}$	$\frac{1}{3}V_{dc}$	$-V_{dc}$	0	V_{dc}	$V_4 = \frac{2}{3}V_{dc}e^{j\pi}$
0	0	1	$-\frac{1}{3}V_{dc}$	$-\frac{1}{3}V_{dc}$	$\frac{2}{3}V_{dc}$	0	$-V_{dc}$	V_{dc}	$V_5 = \frac{2}{3}V_{dc}e^{j\frac{4\pi}{3}}$
1	0	1	$\frac{1}{3}V_{dc}$	$-\frac{2}{3}V_{dc}$	$\frac{1}{3}V_{dc}$	V_{dc}	$-V_{dc}$	0	$V_6 = \frac{2}{3}V_{dc}e^{j\frac{5\pi}{3}}$
1	1	1	0	0	0	0	0	0	$V_7 = 0$

3.2.5 Les configurations possibles

Six de ses autres vecteurs ont le même module que égale à $\sqrt{2/3} E$, tandis que deux de ses huit vecteurs sont identiques. En effet, les sommets d'un hexagone régulier sont définis par l'extrémité de ces six vecteurs puisque deux vecteurs successifs forment un angle de $\frac{\pi}{3}$. Si les composantes V_α et V_β sont considérées comme deux projections perpendiculaires d'axe d'un vecteur $\overrightarrow{V_{réf}}$, alors ce seul vecteur est suffisant pour caractériser le système triphasé que. La relation suivante représente les sources de tension [9]:

$$V_i = \begin{cases} \sqrt{\frac{2}{3}} E e^{j(\frac{i-1}{3})\pi} & \dots \dots \dots i = 1, \dots, 6 \\ 0 & \dots \dots \dots i = 0, 7 \end{cases} \quad (3.14)$$

Chaque paire de vecteurs V_i et V_{i+1} ($i = 1, \dots, 6$) définit les limites d'un des six secteurs de l'Hexagone ; notez que le symbole V_{i+1} dans le secteur six correspond à un vecteur V_1 .

3.2.6 Modulation du vecteur spatial

Ce qui suit fournit un vecteur d'espace complexe rotatif:

$$u(t) = 2/3 [u_a + u_b e^{j(\frac{2}{3})\pi} + u_c e^{-j(\frac{2}{3})\pi}] \quad (3.15)$$

✚ Tension de phase de sortie à l'état de commutation (100) comme :

$$u_a(t) = \frac{2}{3}V_{dc} \quad , \quad u_b(t) = \frac{1}{3}V_{dc} \quad , \quad u_c(t) = -\frac{1}{3}V_{dc}$$

$$V_1 = 2/3 \left[\frac{2}{3}V_{dc} - \frac{1}{3}V_{dc}e^{j(\frac{2}{3})\pi} - \frac{1}{3}V_{dc}e^{j(\frac{2}{3})\pi} \right] \Rightarrow V_1 = \frac{2}{3}V_{dc} = \frac{2}{3}V_{dc}e^{j\cdot 0} \quad (3.16)$$

Pour les six vecteurs

$$V_n = \frac{2}{3} V_{dc} e^{j(n-1)\frac{\pi}{3}} \quad \text{for } n = 1, 2, \dots, 6 \quad (3.17)$$

Les vecteurs sont appelés vecteurs stationnaires.

3.2.7 Représentation sectorielle

Une sectorisation qui permet l'accès aux 11 vecteurs fournis par l'onduleur triphasé à 2 niveaux doit être conçue pour tirer profit de tous les degrés de liberté qu'il offre. La méthode la plus simple consiste à diviser le plan en sections, chaque section étant un triangle composé de deux vecteurs et sans un troisième vecteur à l'intérieur. La Figure 3.9 montre que cette méthode nous a permis d'obtenir 12 triangles symétriques [9].

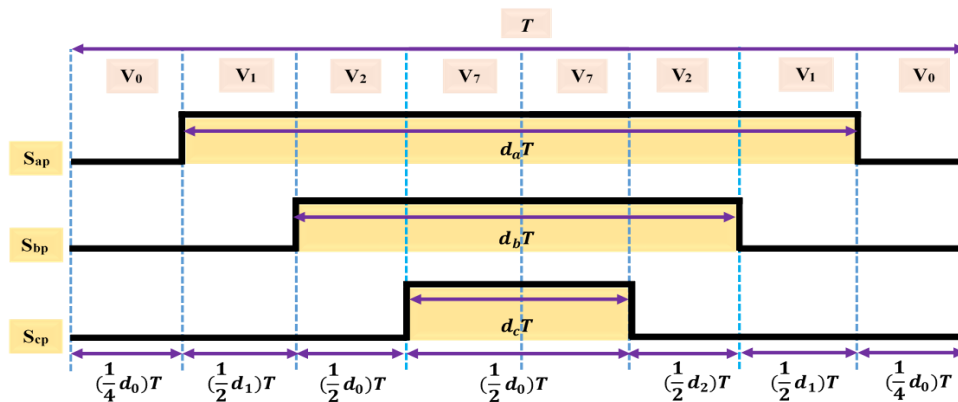


Figure 3-9 : Séquence de commutation symétrique.

3.2.7.1 Localisation du vecteur spatial référencé V_s

Localiser le vecteur de référence spatiale, ou déterminer dans quel triangle il se trouve à ce moment précis, est nécessaire pour déterminer quel vecteur doit être appliqué à un instant donné. Selon la méthode que nous fournissons, le plan devrait être divisé en six secteurs symétriques et quatre quadrants, comme le montre la Figure 3.9.

En utilisant ses composantes V_α et V_β , le vecteur V_s est localisé en trois étapes comme suit [9] :

- **Première étape** : déterminer le quadrant à l'aide des signes V_α et V_β
 - ✚ Quadrant est égal à Q_1 si $V_\alpha > 0$ et $V_\beta > 0$;
 - ✚ Quadrant est égal à Q_2 pour $V_\alpha < 0$ et $V_\beta > 0$;
 - ✚ Quadrant est égal à Q_3 si seulement $V_\alpha < 0$ et $V_\beta < 0$;
 - ✚ Sinon, quadrant égal Q_4 .
- **Deuxième étape** : Détermination des secteurs. Il y a deux secteurs et la moitié du secteur adjacent dans chaque quadrant. Le secteur dans lequel se trouve le vecteur V_s peut être

déterminé en comparant ses composantes V_α et V_β à l'équation de droite qui divise ces deux secteurs.

- ✚ Si quadrant = Q_1 : Si $V_\beta > \sqrt{3}V_\alpha$, \vec{V}_s est dans le secteur S_2 sinon il est dans le secteur S_1 ;
 - ✚ Si quadrant = Q_2 : Si $V_\beta > -\sqrt{3}V_\alpha$, \vec{V}_s est dans le secteur S_2 sinon il est dans le secteur S_3 ;
 - ✚ Si quadrant = Q_3 : Si $V_\beta > \sqrt{3}V_\alpha$, \vec{V}_s est dans le secteur S_3 sinon il est dans le secteur S_4 ;
 - ✚ Si quadrant = Q_4 : Si $V_\beta > \sqrt{3}V_\alpha$, \vec{V}_s est dans le secteur S_6 sinon il est dans le secteur S_5 .
- **Troisième étape** : Détermination du triangle. Chaque secteur comporte quatre triangles. Il est nécessaire de comparer les valeurs de V_α et V_β avec les équations de droite qui délimitent le triangle qui contient le vecteur \vec{V}_s afin d'identifier le triangle.

Nous utilisons le secteur S_1 dans le diagramme comme exemple. Voici l'algorithme de localisation [9] :

- ✚ $E/2$ pour les secteurs 1 et 6 ;
- ✚ 0 pour les secteurs 2 et 5 ;
- ✚ $-E/2$ pour les secteurs 3 et 4

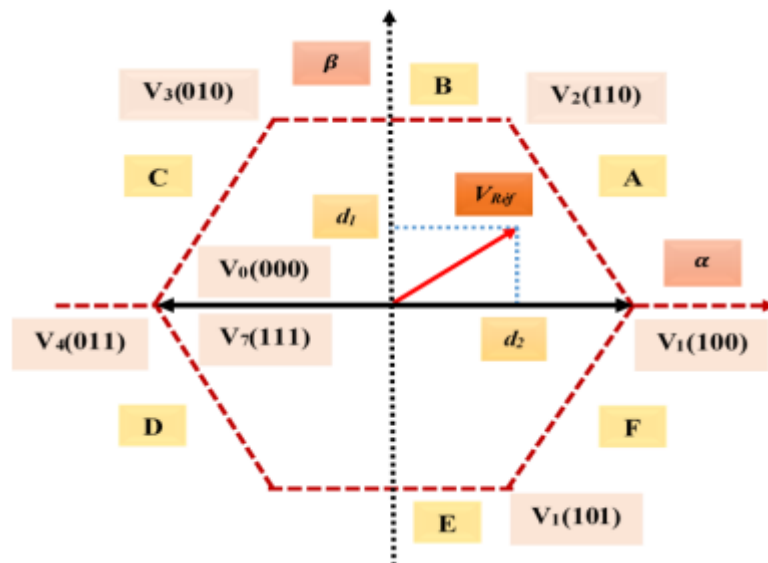


Figure 3-10 : Vecteur d'espace \vec{V}_s de l'onduleur de tension.

3.2.8 Rapport cyclique

L'algorithme de calcul des rapports cycliques est le même élaboré pour la SVM en mode de fonctionnement, tout d'abord, les triangles sont divisés en familles en fonction des expressions génériques des vecteurs de tension qui les forment. Puis, pour chaque famille, dans l'équation 3.19, le vecteur spatial.

3.2.8.1 Calcul des rapports cycliques

La relation entre le temps d'application (T_k) d'un vecteur et son temps de désactivation (T_{MLI}) est sa relation cyclique (α_K).

$$\alpha_K = \frac{T_k}{T_{MLI}} \quad (3.18)$$

L'équation qui définit le vecteur spatial \vec{V}_s par rapport aux vecteurs de tension qui composent chaque triangle et leurs rapports cycliques est utilisée pour obtenir les expressions des rapports cycliques. Les quatre familles des 12 triangles sont divisées en fonction des expressions générales des vecteurs de tension qui les composent.

Le vecteur spatial \vec{V}_s de chaque famille est remplacé dans l'équation :

$$V_s = V_a \alpha_a + V_b \alpha_b + V_c \alpha_c \quad (3.19)$$

L'expression d'équation $\vec{V}_s = V_{SM} e^{j\theta_s}$, tandis que les vecteurs \vec{V}_a , \vec{V}_b et \vec{V}_c sont remplacés par leurs expressions génériques. La forme matricielle qui en résulte permet de déduire un système de trois équations, dont les inconnues sont les trois rapports cycliques.

Seul le calcul de la famille I permet de déterminer en détail les expressions de rapport cyclique. Nous nous contentons de fournir les expressions de vecteur de tension et les expressions de relation cycliques pour les autres familles de triangle. Le calcul détaillé est décrit à (*l'annexe D*).[4]

- **Famille I**

Elle regroupe les triangles : 1 et 7 chaque triangle est formé par trois vecteurs actifs dont les expressions sont :

$$V_a = \frac{E}{3} e^{j(k-1)\frac{\pi}{3}} \quad (3.20)$$

$$V_b = \frac{2E}{3} e^{j(k-1)\frac{\pi}{3}} \quad (3.21)$$

$$V_c = \frac{2E}{3} e^{jk\frac{\pi}{3}} \quad (3.22)$$

Le tableau Tab identifie les vecteurs \vec{V}_a, \vec{V}_b et \vec{V}_c dans chaque triangle de la **famille I**.

Tableau 3-2 Correspondance entre les vecteurs $\vec{V}_{a,b,c}$ et les vectrices tensions de l'onduleur pour les triangles de la famille.

Vecteur	Triangle 1	Triangle 7
\vec{V}_a	\vec{V}_9	\vec{V}_{10}
\vec{V}_b	\vec{V}_1	\vec{V}_6
\vec{V}_c	\vec{V}_2	\vec{V}_6

Nous remplaçons \vec{V}_s par son expression dans l'équation \vec{V}_a , \vec{V}_b et \vec{V}_c par leurs expressions dans les équations [9]:

$$T_{each} \times V_{SM} \begin{pmatrix} \cos\theta_s \\ \sin\theta_s \end{pmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} \cos(k-1)\frac{\pi}{3} \\ \sin(k-1)\frac{\pi}{3} \end{bmatrix} T_a + \frac{2E}{3} \begin{bmatrix} \cos(k-1)\frac{\pi}{3} \\ \sin(k-1)\frac{\pi}{3} \end{bmatrix} T_b + \frac{2E}{3} \begin{bmatrix} \cos(k)\frac{\pi}{3} \\ \sin(k)\frac{\pi}{3} \end{bmatrix} T_c \quad (3.23)$$

$$\begin{pmatrix} \cos\theta_s \\ \sin\theta_s \end{pmatrix} = \frac{E}{3 \times T_{each} \times V_{SM}} \begin{bmatrix} \cos(k-1)\frac{\pi}{3} & \cos(k)\frac{\pi}{3} \\ \sin(k-1)\frac{\pi}{3} & \sin(k)\frac{\pi}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_a + T_b \\ T_c \end{bmatrix} \quad (3.24)$$

$$\begin{pmatrix} \cos\theta_s \\ \sin\theta_s \end{pmatrix} = \frac{E}{3 \times V_{SM}} \begin{bmatrix} \cos(k-1)\frac{\pi}{3} & \cos(k)\frac{\pi}{3} \\ \sin(k-1)\frac{\pi}{3} & \sin(k)\frac{\pi}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_a + a_b \\ a_c \end{bmatrix} \quad (3.25)$$

$$\begin{bmatrix} a_a + a_b \\ a_c \end{bmatrix} = \frac{2\sqrt{3} \times V_{SM}}{E} \begin{bmatrix} \sin(k)\frac{\pi}{3} & -\cos(k)\frac{\pi}{3} \\ -\sin(k-1)\frac{\pi}{3} & \cos(k-1)\frac{\pi}{3} \end{bmatrix} \begin{pmatrix} \cos\theta_s \\ \sin\theta_s \end{pmatrix} \quad (3.26)$$

Donc :

$$a_a + 2a_b = \frac{2\sqrt{3} \times V_{SM}}{E} \sin\left(k\frac{\pi}{3} - \theta_s\right) \quad (3.27)$$

$$a_c = \frac{2\sqrt{3} \times V_{SM}}{E} \left(\theta_s - (k-1)\frac{\pi}{3}\right) \quad (3.28)$$

Posons :

$$\theta_i = \left(\theta_s - (k-1)\frac{\pi}{3}\right) \quad (3.29)$$

C'est-à-dire :

$$\theta_i = \text{module} \left(\frac{\pi}{3} \right) \quad (3.30)$$

On obtient :

$$a_a + 2a_b = \frac{2\sqrt{3}}{E} V_{SM} \sin \left(\frac{\pi}{3} - \theta_i \right) \quad (3.31)$$

$$a_c = \frac{2\sqrt{3} \times V_{SM}}{E} (\theta_i) \quad (3.32)$$

$$1 = a_a + a_b + a_c \quad (3.33)$$

La résolution de ce système conduit à la détermination des trois inconnues :

$$a_a + 2a_b = \frac{2\sqrt{3}}{E} V_{SM} \sin \left(\frac{\pi}{3} + \theta_i \right) \quad (3.34)$$

$$a_b = \frac{\sqrt{3} \times V_{SM}}{E} \sin(\theta_i) \quad (3.35)$$

$$a_c = 1 - a_a - a_b \quad (3.36)$$

▪ **Famille II :**

Elle groupe les triangles (2 et 8) ensemble. Chaque triangle est composé de deux vecteurs vides et de deux vecteurs actifs avec les expressions suivantes :

$$V_a = \frac{E}{3} e^{j(k-1)\frac{\pi}{3}} \quad (3.37)$$

$$V_b = \frac{2E}{3} e^{jk\frac{\pi}{3}} \quad (3.38)$$

Le tableau Tab identifie les vecteurs dans \vec{V}_a , \vec{V}_b et \vec{V}_c chaque triangle de la famille II.

Tableau 3-3 Correspondance entre les vecteurs $\vec{V}_{a,b,c}$ et les vectrices tensions de l'onduleur pour les triangles de la famille II.

Vecteur	Triangle 2	Triangle 8
\vec{V}_a	\vec{V}_9	\vec{V}_{10}
\vec{V}_b	\vec{V}_2	\vec{V}_6
\vec{V}_c	\vec{V}_0, \vec{V}_{11}	\vec{V}_0, \vec{V}_{11}

Les expressions des rapports cycliques de la famille II sont :

$$a_a = \frac{2\sqrt{3} \times V_{SM}}{E} \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta_i\right) \quad (3.39)$$

$$a_b = \frac{\sqrt{3} \times V_{SM}}{E} \sin(\theta_i) \quad (3.40)$$

$$a_c = 1 - a_a - a_b \quad (3.41)$$

▪ **Famille III :**

Elle regroupe les triangles : 3 et 9. Chaque triangle est formé par deux vecteurs nuls et deux vecteurs actifs dont les expressions sont :

$$V_a = \frac{2E}{3} e^{j(k-1)\frac{\pi}{3}} \quad (3.42)$$

$$V_b = \frac{E}{\sqrt{3}} e^{j(k-0.5)\frac{\pi}{3}} \quad (3.43)$$

Le tableau Tab identifie les vecteurs \vec{V}_a , \vec{V}_b et \vec{V}_c dans chaque triangle de la **Famille III**.

Tableau 3-4 Correspondance entre les vecteurs $\vec{V}_{a,b,c}$ et les vectrices tensions de l'onduleur pour les triangles de la famille III.

Vecteur	Triangle 3	Triangle 9
\vec{v}_a	\vec{v}_2	\vec{v}_6
\vec{v}_b	\vec{v}_3	\vec{v}_7
\vec{v}_c	\vec{v}_0, \vec{v}_{11}	\vec{v}_0, \vec{v}_{11}

Les expressions des rapports cycliques de la **Famille II**s ont :

$$a_a = \frac{3V_{SM}}{E} \sin\left(\frac{\pi}{6} - \theta_j\right) \quad (3.44)$$

$$a_b = \frac{2\sqrt{3} \times V_{SM}}{E} \sin(\theta_j) \quad (3.45)$$

$$a_c = 1 - a_a - a_b \quad (3.46)$$

avec :

$$\theta_j = \theta_s \text{ module } \left(\frac{\pi}{6}\right) \quad (3.47)$$

▪ **Famille IV :**

Les triangles dans les Familles IV sont 4 et 10. Chaque triangle est composé de deux vecteurs vides et de deux vecteurs actifs avec les expressions suivantes [9]:

$$V_a = \frac{E}{\sqrt{3}} e^{j(k-0.5)\frac{\pi}{3}} \quad (3.48)$$

$$V_b = \frac{2E}{3} e^{jk\frac{\pi}{3}} \quad (3.49)$$

Le tableau Tab identifie les vecteurs \vec{V}_a , \vec{V}_b et \vec{V}_c dans chaque triangle de la Famille IV.

Tableau 3-5 Correspondance entre les vecteurs $\vec{V}_{a,b,c}$ et les vectrices tensions de l'onduleur pour les triangles de la Famille IV.

Vecteur	Triangle 4	Triangle 10
\vec{V}_a	\vec{v}_3	\vec{v}_7
\vec{V}_b	\vec{v}_4	\vec{v}_8
\vec{V}_c	\vec{v}_0, \vec{v}_{11}	\vec{v}_0, \vec{v}_{11}

Les expressions des rapports cycliques de la famille II sont :

$$a_a = \frac{2\sqrt{3} \times V_{SM}}{E} \sin\left(\frac{\pi}{6} - \theta_j\right) \quad (3.50)$$

$$a_b = \frac{3V_{SM}}{E} \sin(\theta_j) \quad (3.51)$$

$$a_c = 1 - a_a - a_b \quad (3.52)$$

▪ **Famille V :**

Les triangles 5 et 11 sont regroupés dans la Famille V. Chaque triangle est composé de deux vecteurs vides et de deux vecteurs actifs avec des expressions qui sont :

$$V_a = \frac{2E}{3} e^{j(k-1)\frac{\pi}{3}} \quad (3.53)$$

$$V_b = \frac{E}{\sqrt{3}} e^{jk\frac{\pi}{3}} \quad (3.54)$$

Le tableau Tab identifie les vecteurs \vec{V}_a , \vec{V}_b et \vec{V}_c dans chaque triangle de la Famille IV.

Tableau 3-6 Correspondance entre les vecteurs $\overrightarrow{V_{a,b,c}}$ et les vectrices tensions de l'onduleur pour les triangles de la Famille V.

<i>Vecteur</i>	<i>Triangle 5</i>	<i>Triangle 11</i>
$\overrightarrow{V_a}$	$\overrightarrow{V_4}$	$\overrightarrow{V_8}$
$\overrightarrow{V_b}$	$\overrightarrow{V_{10}}$	$\overrightarrow{V_9}$
$\overrightarrow{V_c}$	$\overrightarrow{V_0, V_{11}}$	$\overrightarrow{V_0, V_{11}}$

Les expressions des rapports cycliques de la famille II sont :

$$a_a = \frac{\sqrt{3} \times V_{SM}}{E} \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta_i\right) \quad (3.55)$$

$$a_b = \frac{2\sqrt{3}V_{SM}}{E} \sin(\theta_i) \quad (3.56)$$

$$a_c = 1 - a_a - a_b \quad (3.57)$$

▪ **Famille VI :**

Les triangles 6 et 12 sont regroupés dans la Famille VI. Chaque triangle est composé de trois vecteurs actifs avec les expressions suivantes :

$$V_a = \frac{2E}{3} e^{j(k-1)\frac{\pi}{3}} \quad (3.58)$$

$$V_b = \frac{E}{3} e^{jk\frac{\pi}{3}} \quad (3.59)$$

$$V_c = \frac{2E}{3} e^{jk\frac{\pi}{3}} \quad (3.60)$$

Le tableau Tab identifie les vecteurs $\overrightarrow{V_a}$, $\overrightarrow{V_b}$ et $\overrightarrow{V_c}$ dans chaque triangle de la famille IV.

Tableau 3-7 Correspondance entre les vecteurs $\overrightarrow{V_{a,b,c}}$ et les vectrices tensions de l'onduleur pour les triangles de la Famille VI.

<i>Vecteur</i>	<i>Triangle 6</i>	<i>Triangle 12</i>
$\overrightarrow{V_a}$	$\overrightarrow{V_4}$	$\overrightarrow{V_8}$
$\overrightarrow{V_b}$	$\overrightarrow{V_{10}}$	$\overrightarrow{V_9}$
$\overrightarrow{V_c}$	$\overrightarrow{V_5}$	$\overrightarrow{V_1}$

Les expressions des rapports cycliques de la Famille II sont :

$$a_a = \frac{\sqrt{3} \times V_{SM}}{E} \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta_i\right) \quad (3.62)$$

$$a_b = 2 - \frac{2\sqrt{3}V_{SM}}{E} \sin\left(\frac{\pi}{3} + \theta_i\right) \quad (3.63)$$

$$a_c = 1 - a_a - a_b \quad (3.64)$$

3.2.9 Tension de référence dans les différents secteurs

Le vecteur a une amplitude constante $\sqrt{3/2} E/2$ et est dirigé le long des axes à l'instant $t = 0$ tout en tournant dans le sens antihoraire avec une vitesse dépendante de l'angle. À chaque temps donné, le vecteur $\vec{V}_{Réf}$ peut être exprimé comme une combinaison linéaire des deux vecteurs de sortie voisins [7][9]. Les six secteurs sont résumés dans la Figure 3-11 :

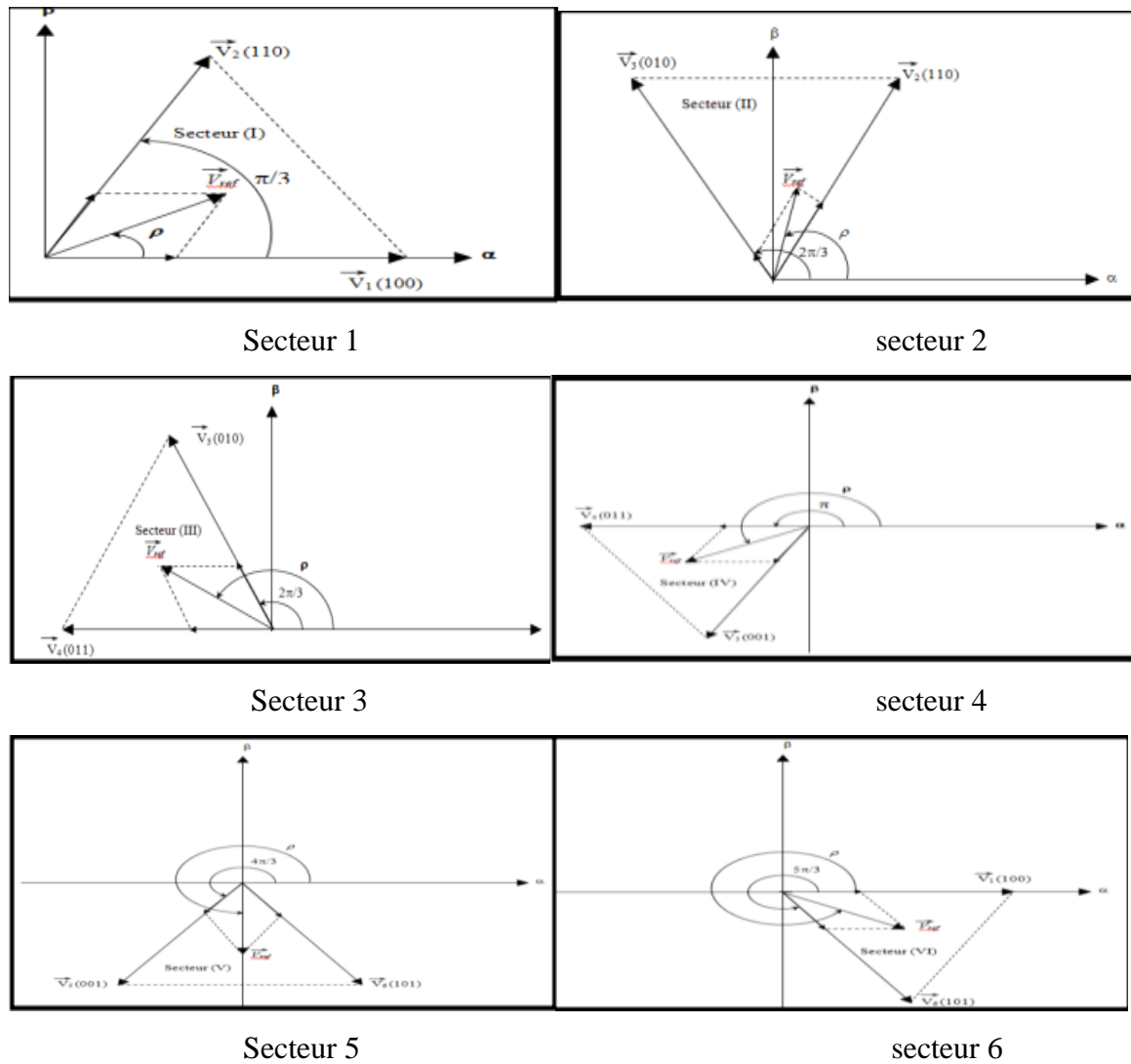


Figure 3-11 : Tension de référence dans chaque secteur.

3.2.10 Temps de commutation vectoriel

Trois vecteurs spatiaux stationnés à proximité peuvent être combinés pour créer le vecteur de référence V_{ref} dans une certaine zone, ce qui donnera ensuite des données de magnitude et de position.

- V_{Ref} peut être réalisé dans le secteur 1 par les vecteurs V_1 , V_2 et l'un des deux vecteurs nuls (V_0 ou V_7).
- V_{Ref} peut être pris pour une constante si la fréquence de commutation est suffisamment élevée. En comparant le temps de volt de V_{Ref} aux V_s , [7] [8], on obtient :

$$V_{ref} * T_s = V_1 T_1 + V_2 T_2 + V_0 T_0 \text{ et } T_s = T_1 + T_2 + T_0 \quad (3.65)$$

$$V_{ref} e^{j\alpha} * T_s = \frac{2}{3} V_{dc} * T_1 + \frac{2}{3} V_{dc} e^{j\frac{\pi}{3}} * T_2 + 0 * T_0 \quad (3.66)$$

Après avoir été divisée sur les deux axes du plan complexe (α, β), la solution de cette équation donne :

$$T_1 = \sqrt{3} \frac{V_{ref}}{V_{dc}} T_s \sin\left(\frac{n\pi}{3} - \alpha\right) \quad (3.67)$$

$$T_2 = \sqrt{3} \frac{V_{ref}}{V_{dc}} T_s \sin\left(\alpha - \frac{(n-1)\pi}{3}\right) \quad (3.68)$$

$$T_0 = T_s - T_1 - T_2 \quad (3.69)$$

avec :

- ✚ T_1 : Temps alloué au vecteur V_1 ;
- ✚ T_2 : Temps alloué au vecteur V_2 ;
- ✚ T_0 : Temps partagé entre les 2 vecteurs nuls V_0 V_7 .

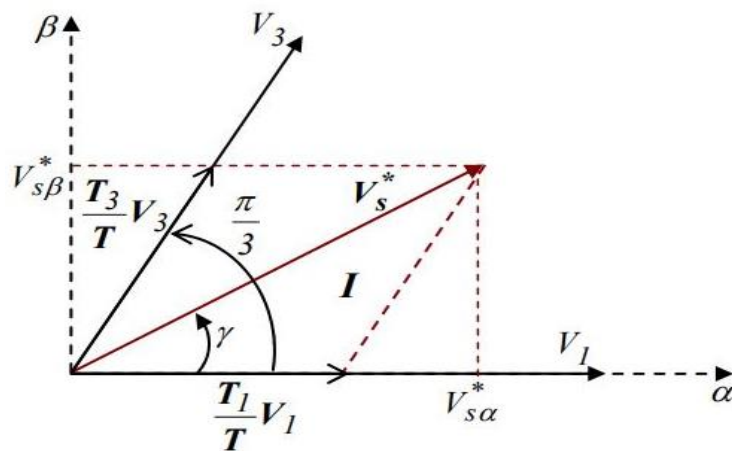


Figure 3-12 : Principe de construction du vecteur de tension V_s .

3.2.10.1 Temps de commutation dans tous les secteurs

Nous décrivons les différents types d'ondes obtenues pour chacun des secteurs. Pour qu'il y ait une commutation symétrique MLI, il est nécessaire de prendre en compte un certain nombre de propriétés choisies [8]. Selon la demi-période de découpage, chaque forme d'onde est symétrique.

Tableau 3-8 Temps de commutation dans tous les secteurs.

Secteur	Upper switch (1, 3, 5)	Lower switch (2, 4, 6)
1	$S_1 = T_1 + T_2 + T_0/2$ $S_3 = T_2 + T_0/2$ $S_5 = T_0/2$	$S_2 = T_1 + T_2 + T_0/2$ $S_4 = T_0/2$ $S_6 = T_1 + T_0/2$
2	$S_1 = T_1 + T_0/2$ $S_3 = T_1 + T_2 + T_0/2$ $S_5 = T_0/2$	$S_2 = T_2 + T_0/2$ $S_4 = T_0/2$ $S_6 = T_1 + T_2 + T_0/2$
3	$S_1 = T_0/2$ $S_3 = T_1 + T_2 + T_0/2$ $S_5 = T_2 + T_0/2$	$S_2 = T_1 + T_2 + T_0/2$ $S_4 = T_0/2$ $S_6 = T_1 + T_0/2$
4	$S_1 = T_0/2$ $S_3 = T_1 + T_0/2$ $S_5 = T_1 + T_2 + T_0/2$	$S_2 = T_1 + T_2 + T_0/2$ $S_4 = T_2 + T_0/2$ $S_6 = T_0/2$
5	$S_1 = T_2 + T_0/2$ $S_3 = T_0/2$ $S_5 = T_1 + T_2 + T_0/2$	$S_2 = T_1 + T_0/2$ $S_4 = T_1 + T_2 + T_0/2$ $S_6 = T_0/2$
6	$S_1 = T_1 + T_2 + T_0/2$ $S_3 = T_0/2$ $S_5 = T_1 + T_0/2$	$S_2 = T_0/2$ $S_4 = T_1 + T_2 + T_0/2$ $S_6 = T_0/2$

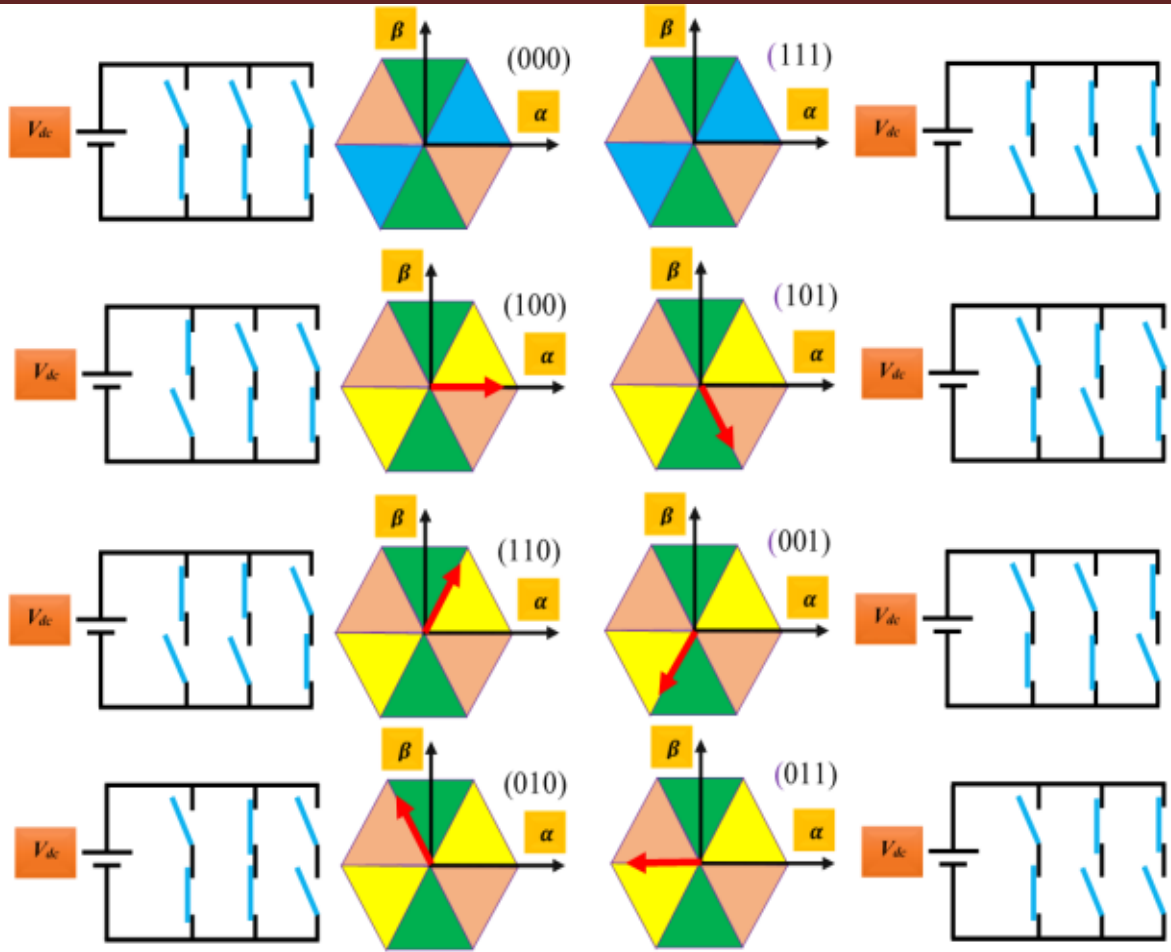


Figure 3-13 : Temps de commutation pour chaque semi-conducteur dans chaque secteur.

3.2.11 Simulation et interprétation des résultats

Dans cette partie nous avons appliqué la commande MLI -V (MLI-Vectorielle) à la machine asynchrone double étoile alimenté par deux onduleurs de tension à deux niveaux

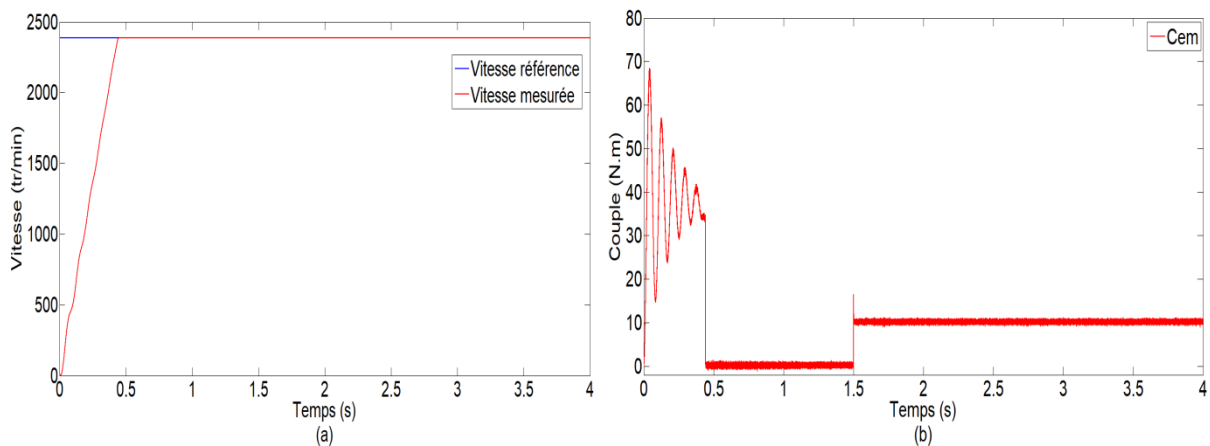


Figure 3-14 : Allures des grandeurs mécaniques de la MASDE .

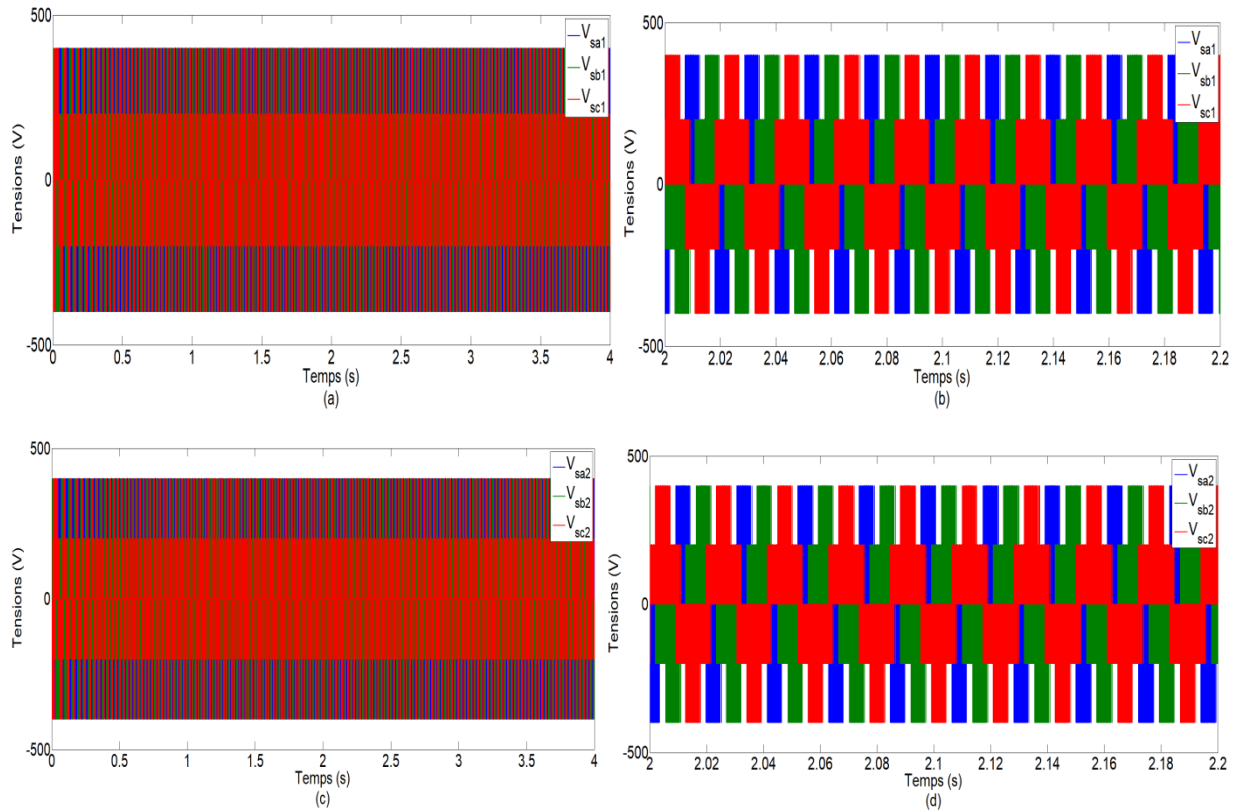


Figure 3-15 : Allures des tensions de deux étoiles aux bornes de la MASDE .

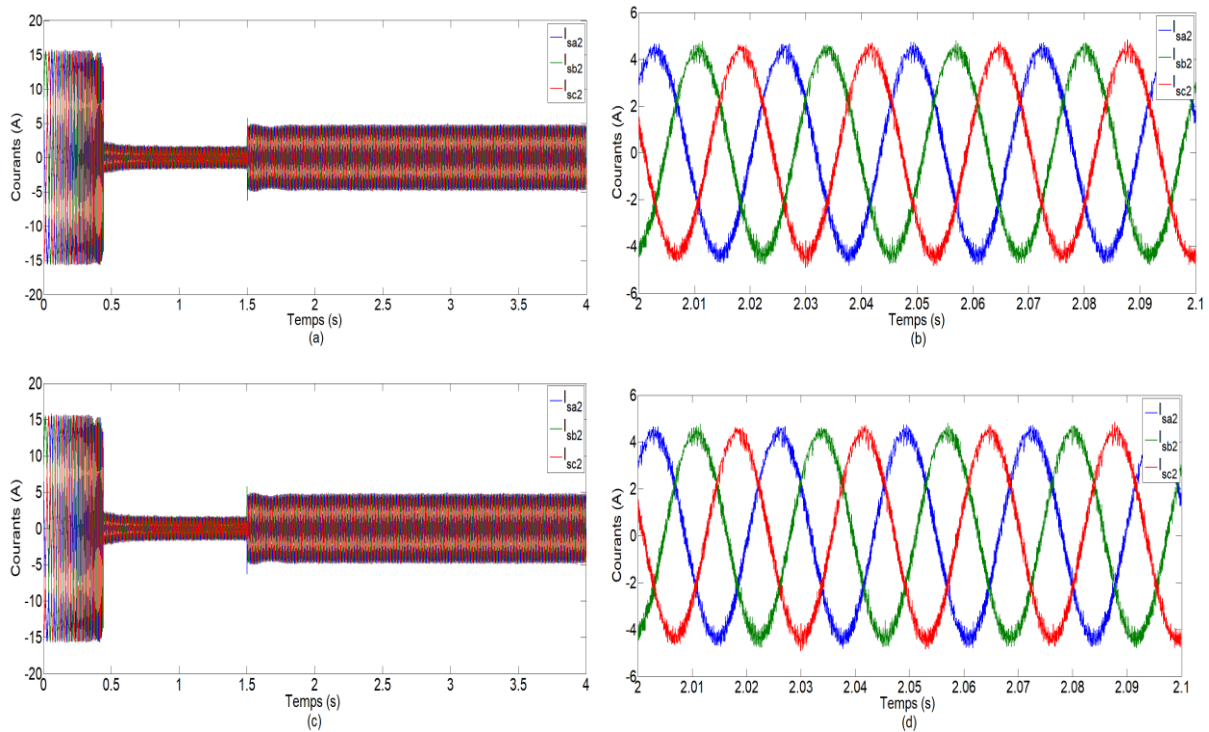


Figure 3-16 : Allures des courants des phases de deux étoiles de la MASDE .

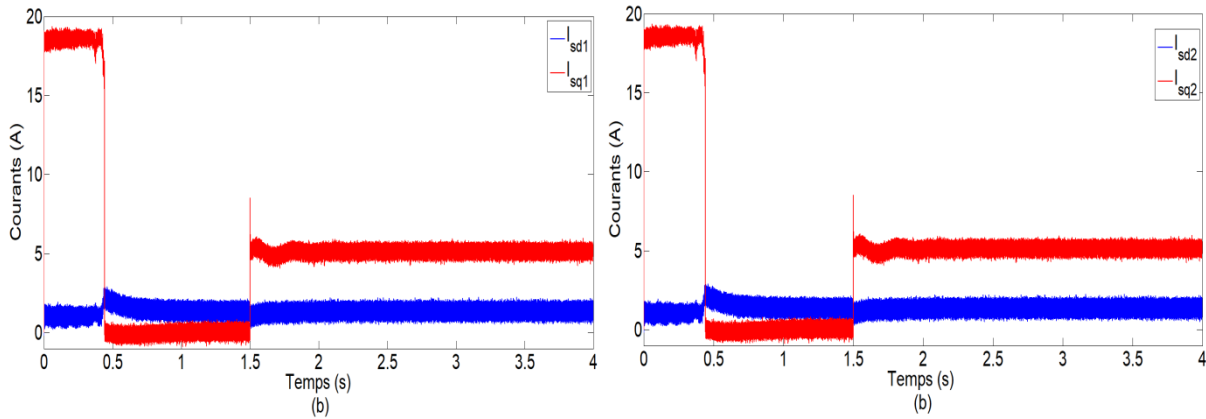


Figure 3-17 : Allures des courants direct et quadratique de deux étoiles de la MASDE .

La vitesse de rotation augmente d'une manière linéaire et elle atteint la vitesse de profile [tr/min] (très proche de celle du synchronisme) $t = 0.5 \text{ s}$ (début de régime permanent), La vitesse se stabilise presque à 3000tr/min. (Figure 3.4.a).

L'allure du couple électromagnétique a une courbe sinusoïdale amortie dans le régime transitoire, avec un démarrage de 60 N.m. Lorsque la vitesse atteint la valeur de consigne le couple oscille autour de 0. Après l'insertion de la charge, le couple électromagnétique compense le couple de charge et le frottement (Figure 3.4.b).

Les tensions composées V_{sa1}, V_{sa2} de l'onduleur à deux niveaux ont une forme sinusoïdale, leur amplitude atteint presque la valeur de 400 V. On constate que les tensions de sorties sont très proche a celle de tension référence. Et le signal de sortie de l'onduleur triphasés et un signal carre alternative, et elles sont en phase avec la tension de référence. (Figure 3.5).

Les courants des phases statoriques de deux étoiles au démarrage est 15A en valeur crête, dans la présence de la charge, le courant atteint une valeur de crête 1.6A. Les allures des courants est sinusoïdale et présente des harmoniques aux deux onduleurs (Figure 3.6.b).

3.2.12 Etude comparative entre la commande MLI-ST et la commande MLI-V

Tableau 3-9 Etude comparative entre la commande MLI-ST et la commande MLI-V.

THD	MLI-ST	MLI-V
Courant de phase étoile 1	7.40%	5.68%
Courant de phase étoile 2	7.67%	5.85%

En comparant maintenant, les résultats obtenus avec les deux types des techniques de commande, nous avons constaté une diminution de THD obtenue à l'aide d'une technique de commande MLI-V comparé au techniques MLI-ST.

Les résultats de [tableau 3.9](#) montrent que la technique de commande MLI-V présenté les meilleures performances de point de vue distorsion harmonique comparée au technique de commande MLI-ST et PI.

1.3 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons appliquons une nouvelle méthode de commande MLI-V sur un système d'entraînement électrique basé sur la machine asynchrone double étoile. De plus, la technique de la commande vectorielle a été appliquée au système d'entraînement électrique, tout en intégrant une boucle dédiée au commande de la MASDE à l'aide d'un régulateur classique de type PI. Il est possible de réduire les perturbations électromagnétiques avec cette technologie de commande. Les résultats de la simulation sont montrés que cette technique de commande fournit un bon ajustement du flux autour de sa référence, elle présente des distorsions significatives comparées avec la technique MLI-ST.

Référence bibliographies

- [1] E. Merabet, " *Commande Floue Adaptative d'une Machine Asynchrone Double Etoile* ", Mémoire de Magister de l'Université de Batna, Algérie 2008.
- [2] A. YAHDYOU " *commande et observation par mode glissants de machine asynchrone à double étoile sans capteur mécanique* " mémoire de Magister de l'Université de HB Chlef, Algérie 2011.
- [3] E. Merabet et A. Belayali, " *Commande par logique floue d'une machine asynchrone à double stator* ", mémoire d'Ingéniorat de l'Université de M'sila, Algérie 2005.
- [4] H. Ben Abdelghani " *Etude, Conception et Réalisation d'un convertisseur statique hybride multiniveaux tolérant aux défauts* " thèse de doctorat de l'université de TOULOUSE 2016.
- [5] D. Beriber, " *Machine asynchrone à double stator alimentée par onduleurs à trois niveaux a structure NPC* ", Thèse de magister de l'ENP, Alger, Algérie 2004.
- [6] E. Merabet, R. Abdessamed, H. Amimeur, F. Hamoudi, " *Field oriented control of a dual star induction machine using fuzzy regulators* ", CIP'07 4^{eme} Conférence Internationale sur la Productique., 2007. Sétif, Algérie, CD-ROM proceeding
- [7] H. BEN ZEMAMOUCHE, " *Sur le Thème : Application de la MLI Vectorielle aux Onduleurs Multiniveaux à base de GTO et d'IGBT* ", mémoire de Magister de l'université Badji Mokhtar – Annaba Algérie 2010.
- [8] S.OKBAOUI & M.CHAIN " *Réalisation et commande d'un onduleur triphasé à deux niveaux* " mémoire master de l'université AMAR TELIDJI LAGHOUAT Algérie 2019.

Conclusion générale

L'étude réalisée dans ce mémoire a été consacrée à la commande de système d'entraînement électrique basé sur la MASDE alimentée par deux onduleurs de tension à deux niveaux. Ainsi, ce mémoire propose des techniques de commande de ce système, et plus particulièrement la commande de deux onduleurs par deux techniques. Plusieurs techniques de commande des onduleurs combinées avec la technique de la commande vectorielle appliquée à de la MASDE a été étudiées.

Dans le premier chapitre, nous avons positionné notre étude en dressant un état de l'art sur les différents types des machines électriques, ainsi leurs historiques, leur caractéristique ensuite, les avantages et les inconvénients nous avons présentons les différentes techniques de commande utilisant pour la commande des onduleurs triphasés.

Au cours du deuxième chapitre, nous avons étudié et analysé la modélisation de la MASDE et la modélisation de l'onduleur à deux niveaux en vue de la commande. Cette modélisation nous a permis d'établir un modèle mathématique de ce système électrique, de même que la modélisation de l'alimentation présentée par un onduleur de tension à deux niveaux commandés par la stratégie de MLI-ST. La simulation numérique sous Matlab/Simulink a introduit pour obtenir les réponses de grandeurs mécanique et électrique de la MASDE .

Le troisième chapitre est consacré à l'application de la commande MLI-V intégrant sur un système d'entraînement électrique basé sur la MASDE alimentée par de deux onduleurs de tension à deux niveau. Les résultats de la simulation sont montrés que cette technique de commande fournit une bonne performance comparée avec la technique de commande MLI-ST.

Finalement, la technique de commande MLI-V présenté une grande performance comparée avec la technique commande MLI-ST.

Le travail développé dans le cadre de ce mémoire a permis de dégager quelques perspectives résumées dans les points suivants :

- ✚ Mise en œuvre expérimentale des différentes techniques de commande ;
- ✚ Application d'autres approches de commande non linéaire, telles que : les algorithmes génétiques, la logique floue, la commande adaptative, les réseaux de neurone.

Annexe A : Modèle de Park

A. Modèle de Park

Le modèle de Park est basé sur la transformation d'un système triphasé d'axes (a, b, c) à un système équivalent biphasé d'axes (d, q) créant le même force magnétomotrice.

Une seconde transformation de Park est appelé la transformation de Park modifiée. Cette modification permet de conserver la puissance lors le passage du système triphasé à celui biphasé ou inversement [A.1].

La composante homopolaire ne participe pas à cette création de sorte de l'axe homopolaire peut être choisi orthogonale au plan (od, oq). La Figure (A.1) représente la transformation d'un système triphasé à un système biphasé.

Dans la transformation algébrique, on utilisé la matrice suivante pour le passage du système triphasé au système biphasé (A.1) et pour le passage inverse on utilise (A.2).

$$[A_p] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{A.1})$$

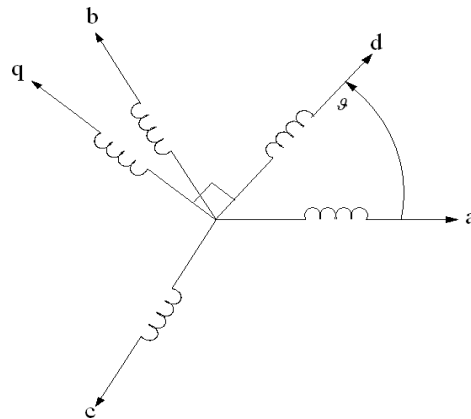


Figure A.1: Transformation de Park .

$$[A_p^{-1}] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta + \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{4\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{A.2})$$

Les deux transformations sont présentées par les deux équations suivantes :

$$[G_{dqo}] = [A_p][G_{abc}] \quad (\text{A.3})$$

$$[G_{abc}] = [A_p^{-1}][G_{dqo}] \quad (\text{A.4})$$

Avec : $[G_{abc}]$ est le vecteur assemblé des grandeurs du système triphasé équilibré, $[G_{dqo}]$ le vecteur assemblé des grandeurs du système biphasé.

Application de la transformation de Park à la MASDE

- **Equation des tensions**

Par l'application de cette transformation aux systèmes d'équation de tension, on obtient :

Pour l'étoile 2 :

$$\begin{bmatrix} v_{ds1} \\ v_{qs1} \\ v_{os1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{s1} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s1} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds1} \\ i_{qs1} \\ i_{os1} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ds1} \\ \Phi_{qs1} \\ \Phi_{os1} \end{bmatrix} + \frac{d\theta_{coor}}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{ds1} \\ \Phi_{qs1} \\ \Phi_{os1} \end{bmatrix} \quad (\text{A.5})$$

$$\begin{bmatrix} v_{ds2} \\ v_{qs2} \\ v_{os2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{s2} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s2} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds1} \\ i_{qs1} \\ i_{os1} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{ds2} \\ \Phi_{qs2} \\ \Phi_{os2} \end{bmatrix} + \frac{d(\theta_{coor}-\alpha)}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{ds2} \\ \Phi_{qs2} \\ \Phi_{os2} \end{bmatrix} \quad (\text{A.6})$$

Pou le rotor :

Le rotor étant en court-circuit c.-à-d. que ($v_{ar} = v_{br} = v_{cr} = 0$).

$$\begin{bmatrix} v_{ds2} \\ v_{qs2} \\ v_{os2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \\ i_{or} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \\ \Phi_{or} \end{bmatrix} + \frac{d\theta_{rcoor}}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Phi_{dr} \\ \Phi_{qr} \\ \Phi_{or} \end{bmatrix} \quad (\text{A.7})$$

Avec :

θ_{coor} : L'angle consisté par les axes A_{s1} , d .

$\theta_{rcoor} = \theta_{coor} - \theta_m$: L'angle consistes par les axes A_r , d (Figure A.2) ;

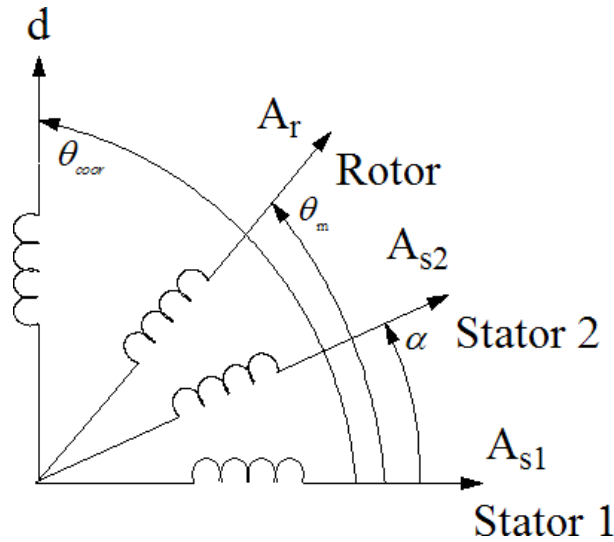


Figure A.2 : Représentation des axes en transformation de Park.

$\frac{d}{dt}\theta_{coor} = \omega_{coor}$: La vitesse de rotation du repère (d, q) par rapport au l'étoile 1 ;

$\frac{d}{dt}\theta_{rcoor} = \omega_{rcoor}$: La vitesse de rotation du repère (d, q) par rapport au rotor . Sous la forme d'équations :

$$\begin{aligned}
 v_{ds1} &= R_s i_{ds1} + \frac{d}{dt} \Phi_{ds1} - \omega_{coor} \Phi_{qs1} \\
 v_{qs1} &= R_s i_{qs1} + \frac{d}{dt} \Phi_{qs1} - \omega_{coor} \Phi_{ds1} \\
 v_{ds2} &= R_s i_{ds2} + \frac{d}{dt} \Phi_{ds2} - \omega_{coor} \Phi_{qs2} \\
 v_{qs2} &= R_s i_{qs2} + \frac{d}{dt} \Phi_{qs2} - \omega_{coor} \Phi_{ds2} \\
 0 &= R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \Phi_{dr} - (\omega_{coor} - \omega_r) \Phi_{qr} \\
 0 &= R_r i_{qr} + \frac{d}{dt} \Phi_{qr} - (\omega_{coor} - \omega_r) \Phi_{dr}
 \end{aligned} \tag{A.8}$$

• Equation du flux

Comme pour l'application de transformation de Park sur les équations de tension, on applique cette transformation sur les équations de flux, on obtient :

$$\begin{aligned}
 \Phi_{ds1} &= L_{s1} i_{ds1} + \frac{3}{2} L_{ms} i_{ds1} + \frac{3}{2} L_{ms} i_{ds2} + \frac{3}{2} M_{sr} i_{dr} \\
 \Phi_{qs1} &= L_{s1} i_{qs1} + \frac{3}{2} L_{ms} i_{qs1} + \frac{3}{2} L_{ms} i_{qs2} + \frac{3}{2} M_{sr} i_{qr} \\
 \Phi_{ds2} &= L_{s2} i_{ds2} + \frac{3}{2} L_{ms} i_{ds2} + \frac{3}{2} L_{ms1} + \frac{3}{2} M_{sr} i_{dr} \\
 \Phi_{qs2} &= L_{s2} i_{qs2} + \frac{3}{2} L_{ms} i_{qs2} + \frac{3}{2} L_{ms} i_{qs1} + \frac{3}{2} M_{sr} i_{qr}
 \end{aligned} \tag{A.9}$$

$$\begin{aligned}\Phi_{dr} &= L_r i_{dr} + \frac{3}{2} L_{ms} i_{dr} + \frac{3}{2} L_{ms} i_{ds1} + \frac{3}{2} M_{sr} i_{ds2} \\ \Phi_{qr} &= L_r i_{qr} + \frac{3}{2} L_{ms} i_{qr} + \frac{3}{2} L_{ms} i_{qs1} + \frac{3}{2} M_{sr} i_{qs2}\end{aligned}$$

On a :

$$\frac{3}{2} L_{ms} = \frac{3}{2} L_{mr} = \frac{3}{2} M_{sr} = L_m \quad (\text{A.10})$$

L_m : L'inductance mutuelle cyclique entre l'étoile 1, l'étoile 2 et le rotor.

$$\begin{aligned}\Phi_{ds1} &= L_{s1} i_{ds1} + L_m (i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \Phi_{qs1} &= L_{s1} i_{qs1} + L_m (i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \\ \Phi_{ds2} &= L_{s2} i_{ds2} + L_m (i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \Phi_{qs2} &= L_{s2} i_{qs2} + L_m (i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \\ \Phi_{dr} &= L_r i_{dr} + L_m (i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \Phi_{qr} &= L_r i_{qr} + L_m (i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr})\end{aligned} \quad (\text{A.11})$$

Avec :

$L_{s1} + L_m$: L'inductance propre cyclique de l'étoile 1 ;

$L_{s2} + L_m$: L'inductance propre cyclique de l'étoile 2 ;

$L_r + L_m$: L'inductance propre cyclique du rotor.

- **Equation de couple**

Lors de changement du repère, il faut trouver l'expression du couple électromagnétique dans le nouveau repère.

Pour calculer l'expression du couple instantané, il est nécessaire de déterminer la puissance instantanée. La puissance instantanée absorbé par la machine asynchrone double étoile est donnée par l'expression suivante :

$$P_{abs} = [V_{s1}]^T [I_{s1}] + [V_{s2}]^T [I_{s2}] \quad (\text{A.12})$$

Ce qui donne

$$P_{abs} = v_{as1} i_{as1} + v_{bs1} i_{bs1} + v_{cs1} i_{cs1} + v_{as2} i_{as2} + v_{bs2} i_{bs2} + v_{cs2} i_{cs2} \quad (\text{A.13})$$

Comme nous l'avons indiquée précédemment, La transformation de PARK permet de conserver la puissance, on peut écrire alors :

$$P_{abs} = v_{ds1} i_{ds1} + v_{qs1} i_{qs1} + v_{ds2} i_{ds2} + v_{qs2} i_{qs2} \quad (\text{A.14})$$

On remplace les tensions et les courants d'axes (d, q) dans les système d'équations (A.14) Par leur expression dans l'équation (A.8), on trouve l'expression de la puissance absorbé instantané suivante :

$$\begin{aligned}
P_{abs} = & \underbrace{R_{s1}i_{ds1}^2 + R_{s1}i_{qs1}^2 + R_{s2}i_{ds2}^2 + R_{s2}i_{qs2}^2}_{\text{terme 1}} \\
& + \underbrace{\omega_{coor} (\Phi_{ds1}i_{qs1} - \Phi_{qs1}i_{ds1} + \Phi_{ds2}i_{qs2} - \Phi_{qs2}i_{ds2})}_{\text{terme 2}} \\
& + \underbrace{\frac{d\Phi_{ds1}}{dt}i_{ds1} + \frac{d\Phi_{qs1}}{dt}i_{qs1} + \frac{d\Phi_{ds2}}{dt}i_{ds2} + \frac{d\Phi_{qs2}}{dt}i_{qs2}}_{\text{terme 3}}
\end{aligned} \tag{A.15}$$

On constat que la puissance instantané développée se compose de trois termes :

- Le premier terme est identifiable aux pertes joules ;
- Le second terme correspond à la puissance électromagnétique emmagasinée ;
- Le troisième terme représente la puissance électrique transformée en puissance mécanique (les pertes fer sont supposé négligeables).

La puissance mécanique et le couple électromagnétique peuvent s'écrire sous la forme universelle :

$$P_{em} = \Omega_s C_{em}$$

Avec, Ω : la vitesse de rotation mécanique du rotor ; C_{em} : le couple électromagnétique développé.

On a dans l'expression de la puissance absorbé (A.15) le deuxième terme qui représente la puissance électromagnétique.

$$P_{em} = \omega_{coor} (\Phi_{ds1}i_{qs1} - \Phi_{qs1}i_{ds1} + \Phi_{ds2}i_{qs2} - \Phi_{qs2}i_{ds2}) \tag{A.16}$$

D'après l'équation (A.16) il est clair que le couple électromagnétique est de la forme suivante :

$$C_{em} = P(\Phi_{ds1}i_{qs1} + \Phi_{ds2}i_{qs2} - \Phi_{qs1}i_{ds1} - \Phi_{qs2}i_{ds2}) \tag{A.17}$$

Avec, P est le nombre de paires de pôle de la machine.

[A.1] Dahmane Mohamed Raouf & Kedjouti Imadeddine, "Commande par Mode Glissant d'une Machine Multi-phasée", mémoire de master de l'université de B.B.A ,2020

Annexe B : Modélisation de l'onduleur de tension à deux niveau

B. Modélisation de l'onduleur à deux niveaux

Les onduleurs deviennent de plus en plus importants dans le domaine de l'électronique de puissance. Les entraînements électriques à vitesse variable font également de plus en plus appel aux onduleurs. L'onduleur de tension est un convertisseur statique constitué de cellules de commutation. Pour les puissances élevées, on utilise les transistors ou les thyristors GTO surtout dans le domaine des entraînements électriques à vitesse variable ; pour les puissances moins élevées on utilise les transistors à commutation pour alimenter la MASDE, on utilise deux onduleurs triphasés symétriques (Figure B.1). Pour modéliser l'onduleur (Figure B.1), on doit distinguer d'une part les tensions de branches v_{10} , v_{20} et v_{30} mesurées par rapport à la borne (-) de la tension continue E , la tension d'entrée de l'onduleur. D'autre part, il y a les tensions de phases V_a , V_b et V_c mesurées par rapport au neutre [B.1].

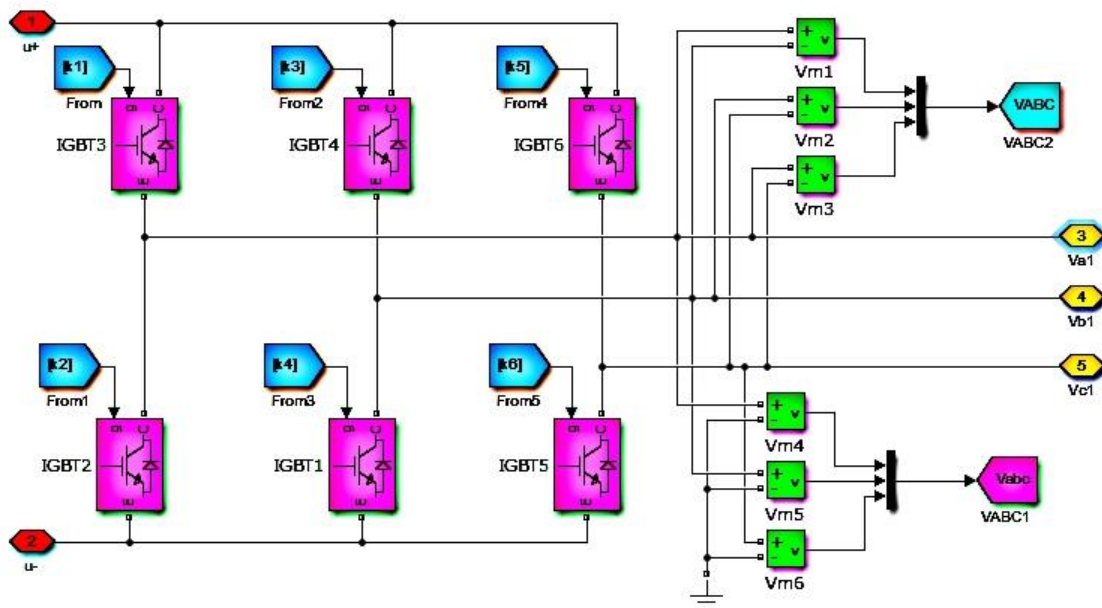


Figure B.1 Schéma de l'onduleur de tension à deux niveaux.

L'onduleur est modélisé en associant à chaque bras une fonction logique F_i ($i = 1, 2, 3, 4, 5$ et 6)

$$F_i = \begin{cases} +1 & \text{si } T_i \text{ est fermé, } T_i' \\ 0 & \text{si } T_i \text{ est ouvert, } T_i' \text{ est fermé} \end{cases}$$

Donc les tensions de phases a, b et c sont obtenues à partir des sorties de l'onduleur:

$$U_{AB1} = V_{sa1} - V_{sb1} = E(F_1 - F_2) \quad (\text{B.1})$$

$$U_{BC1} = V_{sb1} - V_{sc1} = E(F_2 - F_3) \quad (\text{B.2})$$

$$U_{CA1} = V_{sc1} - V_{sa1} = E(F_3 - F_1) \quad (\text{B.3})$$

$$U_{AB2} = V_{sa2} - V_{sb2} = E(F_4 - F_5) \quad (\text{B. 4})$$

$$U_{BC2} = V_{sb2} - V_{sc2} = E(F_5 - F_6) \quad (\text{B. 5})$$

$$U_{CA2} = V_{sc2} - V_{sa2} = E(F_6 - F_4) \quad (\text{B. 6})$$

Les tensions simple $V_{as1,2}$, $V_{bs1,2}$ et $V_{cs1,2}$ forment un système de tension triphasé supposé en équilibre, c'est-à-dire ont une somme nulle, donc à partir des équations précédents on peut écrire:

$$\begin{bmatrix} V_{sa1} \\ V_{sb1} \\ V_{sc1} \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \\ F_3 \end{bmatrix} \quad (\text{B. 7})$$

$$\begin{bmatrix} V_{sa2} \\ V_{sb2} \\ V_{sc2} \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_4 \\ F_5 \\ F_6 \end{bmatrix} \quad (\text{B. 8})$$

[B.1] Dahmane Mohamed Raouf & Kedjouti Imadeddine, "Commande par Mode Glissant d'une Machine Multi-phasée", mémoire de master de l'université de B.B.A, 2020

Annexe C : Les paramètres de la MASDE

Tableau C.1 Les paramètres de la MASDE .

Puissance nominale	$P_n = 4.5kW$
Tension nominale	$V_n = 220V$
Courant nominal	$I_n = 6.5A$
Vitesse nominale	$v_n = 3000tr/mn$
Fréquence nominale	$f_s = 50Hz$
Résistance d'une phase statorique (étoiles 1 et 2)	$R_{S1} = R_{S2} = 3.72\Omega$
Résistance d'une phase rotorique	$R_r = 2.12\Omega$
Inductance propre cyclique d'une phase statorique (étoiles 1 et 2)	$L_1 = L_2 = 0.022H$
Inductance propre cyclique d'une phase rotorique	$L_r = 0.006H$
Inductance mutuelle cyclique stators-rotor	$L_m = 0.3672H$
Moment d'inertie	$J = 0.0625kg.m^2$
Coefficient de frottement	$K_f = 0.001N.m.s/rd$

Annexe D : Commande vectorielle indirecte avec régulation de vitesse

Le principe de cette méthode, consiste à déterminer directement la composante du flux rotorique à partir de la vitesse mécanique de rotation du rotor en utilisant un capteur de vitesse, cela réalisable par un bloc de défluxage défini par la fonction non linéaire suivante [D.1]

$$\begin{cases} \varphi_r^* = \varphi_n \text{ si } |\Omega| \leq \Omega_n \\ \varphi_r^* = \frac{\varphi_n \Omega_n}{|\Omega|} \text{ si } |\Omega| > \Omega_n \end{cases} \quad (D.1)$$

Schématisé par la Figure D.1 :

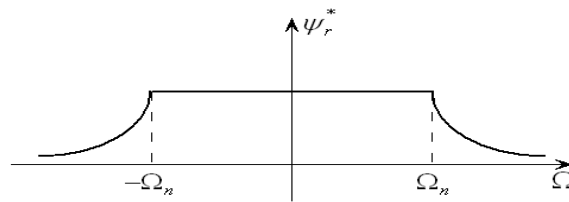


Figure D.1 Schéma de défluxage.

➤ Identification des paramètres de la régulation de vitesse

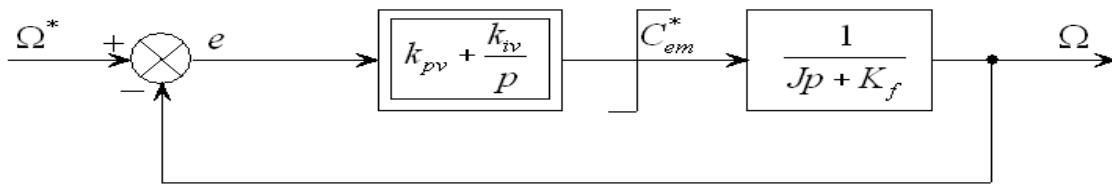


Figure D.2 Boucle de régulation de vitesse.

Identification de coefficients de k_{pv} et k_{iv} donné par : (On prend $T = T_r$)

$$\begin{cases} k_{pv} = \frac{J}{T} \\ k_{iv} = \frac{K_f}{T} \end{cases} (D.2)$$

La commande doit être limitée par un dispositif de saturation défini par:

$$C_{em}^*(Lim) = \begin{cases} C_{em}^* \text{ si } |C_{em}^*| \leq C_{em}^{max} \\ C_{em}^{max} \text{ sign}(C_{em}^*) \text{ si } |C_{em}^*| \geq C_{em}^{max} \end{cases} \quad (D.3)$$

[D.1]E. Zaidi "Etude de la commande d'un entraînement électrique de puissance à base d'une architecture segmentée, Thèse de Doctorat à l'Ecole Militaire Polytechnique, Algérie, 2021.

Annexe E : la méthode de calcul de rapport cyclique

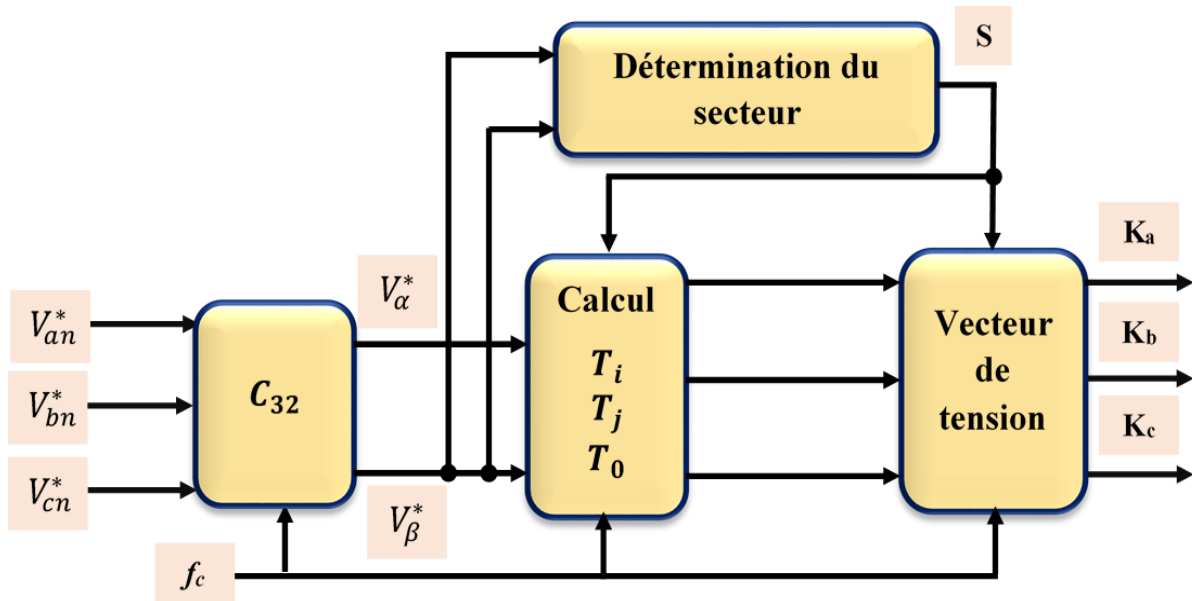


Figure E.1 Principe de la MLI vectorielle.

avec :

T_i , T_j et T_0 : Désignent respectivement les temps d'application des vecteurs $V_i(V_{\alpha i}, V_{\beta i})$, $V_j(V_{\alpha j}, V_{\beta j})$, et du vecteur nul $V_0 = V_7$ et peuvent être déterminés par résolution du système d'équations suivant [E.1]:

$$\begin{cases} T_c V_{\alpha}^* = T_c V_{\alpha i} + V_{\alpha j} \\ T_c V_{\beta}^* = T_c V_{\beta i} + V_{\beta j} \\ T_c = T_i + T_j + T_0 \end{cases} \quad (E.1)$$

$$\begin{bmatrix} T_i \\ T_j \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{3}T_c}{2V_{dc}} \begin{bmatrix} \sin \frac{k\pi}{3} & -\cos \frac{k\pi}{3} \\ -\sin \frac{(k-1)\pi}{3} & \cos \frac{(k-1)\pi}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{\alpha}^* \\ V_{\beta}^* \end{bmatrix} \quad (E.2)$$

$$T_0 = T_c + T_a + T_b \quad (E.3)$$

avec: k : Numéro du secteur, V_{dc} :Tension du bus continu.

Finalement, les temps T_i, T_j et T_0 permettant de générer les signaux logiques de commande des interrupteurs K_a , K_b et K_c .

La table A. 1, montre les états possibles des interrupteurs et les tensions correspondantes à chacun de ceux-ci

Tableau E.1 Tensions de sortie d'onduleurs dans le repère stationnaire.

Vecteur	S_1	S_2	S_3	V_{AN}	V_{BN}	V_{CN}	$\frac{V_\alpha}{V_{dc}}$	$\frac{V_\beta}{V_{dc}}$
V_0	0	0	0	0	0	0	0	0
V_1	1	0	0	$-E/3$	$-E/3$	$2E/3$	$-\sqrt{1/6}E$	$-\sqrt{1/2}E$
V_2	0	1	0	$-E/3$	$2E/3$	$-E/3$	$-\sqrt{1/6}E$	$\sqrt{1/2}E$
V_3	1	1	0	$-2E/3$	$E/3$	$E/3$	$-\sqrt{2/3}E$	0
V_4	0	0	1	$2E/3$	$-E/3$	$-E/3$	$-\sqrt{2/3}E$	0
V_5	1	0	1	$E/3$	$-2E/3$	$E/3$	$\sqrt{1/6}E$	$-\sqrt{1/2}E$
V_6	0	1	1	$E/3$	$E/3$	$-2E/3$	$\sqrt{1/6}E$	$\sqrt{1/2}E$
V_7	1	1	1	0	0	0	0	0

[E.1]E. Zaidi "Etude de la commande d'un entraînement électrique de puissance à base d'une architecture segmentée, Thèse de Doctorat à l'Ecole Militaire Polytechnique, Algérie, 2021.

ملخص:

يُدرج العمل المقدم من خلال هذه المذكرة في إطار الدراسات حول أنظمة التحريك الكهربائي عالية القدرة. الهدف المنشود هو إنجاز نظام كهربي يعتمد على التحكم في محرك باستخدام آلة غير متزامنة ذات نجمة مزدوجة تتم تغذيتها بواسطة محولين للتيار (مستمر/متناوب) وتقنية تعديل عرض النبضة بواسطة التحكم الشعاعي الموجه (MLI-V). الهدف هو تحسين أداء نظام القيادة باستخدام نهج التحكم المحدد هذا. نقدم من خلال هذا العمل تحكماً ودراسة معمقة للآلة غير المتزامنة ذات النجم المزدوج وتقنية MLI-V. نقدم نموذجاً رياضياً للنظام وتحليل مزايا تقنية MLI-V، التي تقدم كفاءة عالية من خلال تقليل التشوهات والتوافقات. إن نتائج المحاكاة التي تم إجراؤها لتقييم أداء نظام القيادة بناءً على الآلة غير المتزامنة ذات النجم المزدوج والتحكم في MLI-V توضح النتائج أن نهج التحكم هذا يحقق الأداء الأمثل من حيث كفاءة الطاقة واستقرار النظام مقارنة بنظام التحكم MLI-ST.

كلمات مفتاحية: أنظمة التحريك الكهربائي، آلة غير متزامنة ذات نجمة مزدوجة MASDE، التحكم الشعاعي الموجه MLI-V.

Résumé :

Le travail présenté dans ce mémoire s'inscrit dans le cadre des études menées sur la commande des entraînements électriques de fortes puissances. L'objectif recherché est la mise en œuvre d'un système d'entraînement électrique basé sur une machine asynchrone double étoile alimentée par deux onduleurs de tension à deux niveaux et la technique de modulation de largeur d'impulsion par vecteur spatial (MLI-V). L'objectif est d'améliorer les performances du système de commande en utilisant cette approche de commande spécifique. Le travail présente une étude et commande approfondie de la machine asynchrone double étoile et de la technique MLI-V. nous proposons une modélisation mathématique du système et analysons les avantages de la technique MLI-V, tels que l'efficacité énergétique et la réduction des harmoniques. Les résultats de simulation obtenus montrent les performances du système d'entraînement basé sur la machine asynchrone double étoile et la commande MLI-V. ainsi, les résultats de simulation démontrent que l'approche de commande MLI-V permet d'obtenir des performances optimales en termes d'efficacité énergétique et de stabilité du système comparé avec la technique de commande MLI-ST.

Mots clés : Système d'entraînement électrique, machine asynchrone double étoile MASDE, technique de modulation de largeur d'impulsion par vecteur spatial MLI-V.

Abstract:

The work presented in this study is part of the studies carried out on the control of high-power electric drives. The goal is to implement an electric drive system based on a dual-star induction machine powered by two inverters and the one Spatial Vector Pulse Width Modulation (MLI-V) technique. The aim is to improve the performance of the control system using the aforementioned approach. This work presents an in-depth study of the dual star induction machine and the MLI-V technique. We propose a mathematical modelling of the system and analyse the advantages of the MLI-V, such as energy efficiency and harmonic reduction. The obtained simulation results show that the performance of the drive system based on the dual star induction machine and the MLI-V control. Hence, the simulation results show that MLI-V control approach provides optimum performance in terms of energy efficiency and stability of the system compared to the MLI-ST control technology.

Keywords: Electric drive system, dual star induction machine MASDE, spatial vector pulse width modulation technique MLI-V.