

Centre Universitaire BOUSSOOUF Abdelhafid -Mila

Institut des Sciences et Technologie

Département de Génie Mécanique et Électromécanique



N° Ref :.....

**Projet de Fin d'Etude préparé En vue de l'obtention du diplôme
de MASTER**

Spécialité : Électromécanique

**Étude et commande d'un convertisseur
multiniveau alimentant une machine asynchrone
a double étoile**

Réalisé par :

- NEMOUCHI Meryem**
- DJAMAA Hilal**

Soutenu devant le jury :

Dr. SMAANI Bilel
Dr. KAGHOUCHE Bassem
Dr. HIMOUR Kamal

Président
Examineur
Promoteur

Année universitaire : 2023/2024

Remerciements :

Le plus grand merci s'adresse à Dieu.

Nous tenons à remercier particulièrement notre Encadrant Dr.

KAMAL Himour pour sa disponibilité et sa patience.

Nos remerciements sont également adressés aux membres du jury

d'avoir accepté d'évaluer notre travail.

Sans oublier de remercier toute personne ayant contribué de près

ou de loin à la réalisation de notre travail.



Dédicace :

Je dédie ce mémoire à la mémoire de mon père, Djamaa Houcine, qui est décédé mais dont l'amour et les enseignements continuent de m'inspirer chaque jour.

À ma mère, Om El Ssad, pour son amour et son soutien inconditionnels.

À ma binôme, Meryem, pour sa collaboration et son encouragement tout au long de ce parcours.

Je tiens également à remercier profondément notre promoteur, Kamel Himour, pour sa guidance et ses précieux conseils.

Un grand merci à mes amis Yakoup, Zakaria, Farid, Jalel, El Aid, Karim, Sayfe El Dine, Bilel, Abd El Moumane et Yazid, pour leur amitié et leur soutien constants.

Je n'oublie pas mes camarades Anes, Akram, Zohir, Saber, El Tayeb et Mouhamed Abid, avec qui j'ai partagé de nombreux moments d'apprentissage et de complicité.

Enfin, je dédie ce travail à mes sœurs Amira et Moufida, pour leur amour et leur encouragement sans faille.

Hilal

Dédicace :

Après un cours d'étude, j'ai porté la fatigue et la joie. Aujourd'hui, je me tiens sur le seuil de mon diplôme. Remercier Dieu pour l'occasion de commencer et d'atteindre les fins.

Je dédie ma réussite à moi-même d'abord, j'ai commencé avec ambition et terminé avec succès, puis à tous ceux qui ont cherché avec moi pour compléter ma carrière universitaire m'ont toujours donné un lien qui n'a pas d'âge.

Avec amour, voir le fruit de mon succès et diplômé
À la lumière qui a mis le feu à Derby et Al-Sarraï, qui, même s'il est parti, n'éteint pas sa lumière à ceux qui portent fièrement son nom et à ceux qui m'ont bercé du chemin de la science je lui ai toujours confié ce succès.

"Mon cher Père, que la miséricorde de Dieu soit sur vous."

Qui m'a appris la moralité avant les lettres au pont vers le ciel à la main invisible qui a été enlevée de mes épines.

"Ma chère mère, que Dieu me bénisse."

Au meilleur de mes jours, je l'ai décrit à ceux qui m'ont inondé d'amour à ceux qui étaient les ombres de ce succès.

Ma chère sœur.

Aux copines d'attitudes avant des années de longs partenaires de sentier.

"Vieilles copines"

MERYEM

Liste des symboles

Liste des symboles

α : L'angle de décalage entre les deux étoiles.

θ_r : Exprime la position du rotor (phase a_r) par rapport à l'étoile 1 (phase a_{s1}).

θ_2 : La position du rotor par rapport à l'étoile 2

V_{s1}, V_{s2} : Tensions statoriques.

i_{s1}, i_{s2} : Courants statoriques.

$\varphi_{s1}, \varphi_{s2}$: Flux statoriques.

R_s : Résistance d'une phase de chaque étoile.

R_r : Résistance d'une phase de rotor.

L_{s1} : L'inductance propre de 1^{ère} étoile

L_{s2} : L'inductance propre de la 2^{ème} étoile

L_r : L'inductance propre d'une phase du rotor.

L_{ms} : La valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle statoriques.

L_{mr} : La valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle rotorique.

M_{sr} : La valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle entre une étoile et le rotor.

J : Le moment d'inertie de la machine.

C_{em} : Le couple électromagnétique.

C_r : Le couple résistante (couple de la charge).

K_f : Le coefficient de frottement.

θ_m : L'angle mécanique

$[G_{abc}]$: Est le vecteur assemblé des grandeurs du système triphasé équilibré.

$[G_{dq0}]$: Le vecteur assemblé des grandeurs du système biphasé.

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

θ_{s2} : L'angle constitue par les axes A_{s2} , d.

θ_r : L'angle constitue par les axes A_r , d.

ω_{s1} : La vitesse de rotation du repère (d, q) par rapport au l'étoile 1.

ω_{s2} : La vitesse de rotation du repère (d, q) par rapport au l'étoile 2.

ω_r : La vitesse de rotation du repère (d, q) par rapport au rotor.

Liste des symboles

L_m : L'inductance mutuelle cyclique entre l'étoile1, l'étoile2 et le rotor.

T_{s1} : La constante de temps statorique de la première étoile.

T_{s2} : La constante de temps statorique de la deuxième étoile.

T_r : La constante de temps rotorique.

F^b_{jM} : Les fonctions de connexion des trois bras.

V_m : Tension modulée à la sortie du convertisseur.

U_c : Tension du bus continu.

$U_{ci}(i = 1,2)$: Tensions aux bornes des condensateurs.

$V_{10}, V_{20} \text{ et } V_{30}$: Tensions simples par rapport au point neutre de la source continue.

$V_1, V_2 \text{ et } V_3$: Tensions simples par rapport au point neutre de la charge.

m : L'indice de modulation.

r : Le taux de modulation.

V_s : Vecteur de tension de sortie.

V_d, V_q : Composantes du vecteur de tension de sortie dans le plan d-q.

$V_{ref1}, V_{ref2}, V_{ref3}$: Tensions de référence.

V_{k1}, V_{k2} : Tensions intermédiaires.

V_{km} : Tension simple du bras k.

V^*_s : Vecteur tension de référence.

$V^*_d \text{ et } V^*_q$: Composantes du vecteur de tension de référence dans le plan d-q.

$V^{*'}_s$: Vecteur tension de référence après le 1^{er} changement d'origine du vecteur de tension de référence V^*_s .

$V^{*'}_d \text{ et } V^{*'}_q$: Composantes du vecteur tension de référence $V^{*'}_s$ dans le plan $d' - q'$.

V'_{max} : Amplitude maximale possible du vecteur $V^{*'}_s$ à l'intérieur l'hexagone sélectionné.

S_{ij} : Interrupteur ij .

F_{ij} : Fonction de commutation.

F_{cij} : Fonction de connexion.

θ : Position angulaire du vecteur V^*_s mesurée par rapport à l'axe d.

θ' : Position angulaire du vecteur $V^{*'}_s$ mesurée par rapport à l'axe d' .

f_p : Fréquence de la porteuse.

Liste des symboles

f_r : Fréquence de la référence.

m' : Taux de modulation relatif au de vecteur V_s^* .

$\alpha' = \theta'[\pi/3]$: C'est la position angulaire du vecteur $V_s^{*'}.$

d_x, d_y, d_z : Durées relatives des états, et X Y Z sur la période d'échantillonnage.

ΔX : Projection du vecteur $\overline{OO'}$ sur l'axed'.

S: numéro de l'hexagone.

K_f : Coefficient de frottement.

K_p : Gain proportionnel du correcteur.

K_i : Gain intégral du correcteur.

Ω : La vitesse mécanique.

Ω_n : La vitesse nominale.

φ_r^* : Le flux de référence.

τ : Temps électrique.

Liste des Abréviations

Liste des Abréviations

PI : Action proportionnelle et intégral.

DCI : Diode clamped Inverter.

FOC : Field Oriented contrôle (commande à flux orienté).

IFOC : indirect Field Oriented contrôle (commande indirect à flux orienté).

MCC : Machine à courant continu.

MASDE : Machine asynchrone double étoile.

MLI : Modulation de largeur d'impulsion.

NPC: Neural Point clamped.

SVM : Space Vector Modulation

THD : Total Harmonique Distorsion.

Table des matières

Table des matières

Liste des symboles	I
Liste des Abréviations	V
Table des matières	VII
Liste des tableaux	XI
Liste des figures	XIII
Introduction générale.....	1

Chapitre I : Généralités sur la machine asynchrone double étoile MASDE

I.1 Introduction.....	4
I.2 Caractéristiques des machines multiphasées	4
I.2.1 Machines multiphasées de type 1	4
I.2.2 Machines multiphasées de type 2	4
I.3 Description de la MASDE	5
I.4 Principe de fonctionnement de la machine asynchrone double étoile	6
I.5 Applications de la Machine asynchrone double étoile	7
I.6 Avantages de la MASDE	8
I.6.1 Segmentation de puissance.....	8
I.6.2 Minimisation des ondulations du couple et des pertes rotoriques.....	9
I.6.3 Fiabilité.....	9
I.7 Inconvénients de la MASDE	9
I.8 Conclusion	10

Chapitre II : Modélisation de la machine asynchrone double étoile MASDE

II.1 Introduction	12
II.2 Hypothèses simplificatrices	12
II.3 Modèle naturel de la MASDE	13
II.3.1 Equations électriques	14
II.3.2 Equations magnétiques (équation des flux)	15
II.3.3 Equation mécanique.....	17
II.3.4 Expression du couple électromagnétique.....	17
II.4 Modèle de la MASDE dans le repère (d, q)	18
II.4.1 Transformation de PARK	18
II.4.2 Choix du Référentiel	19

II.4.3 Application de la transformation de Park à la MASDE.....	20
II.4.3.1 Equations des tensions	20
II.4.3.2 Equations des flux	21
II.4.3.3 Equation mécanique	22
II.5 Modèle de la Machine	23
II.5.1 Mise sous forme d'équation d'état.....	24
II.6 Simulation Numérique.....	27
II.6.1 Résultat de Simulation	28
II.6.1.1 Fonctionnement à vide	28
II.6.1.2 Fonctionnement en charge	31
II.8 Conclusion :	34

Chapitre III : Modélisation et commande de l'onduleur DCI à trois niveaux

III.1 Introduction	36
III.2 Concept et topologies d'onduleur multiniveaux	36
III.2.1 Concept multiniveaux.....	36
III.2.2 Les différentes topologies des onduleurs multi niveaux	37
III.2.2.1 Onduleur de tension à diodes de bouclage.....	38
III.2.2.2 Onduleur de tension à condensateurs flottants.....	39
III.2.2.3 Onduleurs multi niveaux en cascade.....	41
III.2.3 Autres topologies.....	42
III.3 Modélisation de l'onduleur à trois niveaux à diodes flottantes.....	43
III.3.1 Structure de l'onduleur à trois niveaux à diodes flottantes (DCI).....	43
III.3.2 Fonctions de commutation.....	43
III.3.3 Fonction de connexion d'un demi-bas.....	44
III.3.4 Etats d'un bras de l'onduleur	44
III.3.5 Etats de l'onduleur	45
III.3.6 Tensions de sortie	45
III.3.7 Vecteur de tension de sortie et diagramme vectoriel.....	46
III.4 Commande triangulo-sinusoidale à deux porteuses	47
III.4.1 Principe de la méthode	47
III.4.2 Algorithme de la commande.....	48
III.4.3 Simulation numérique.....	49
III.5. Commande vectorielle simplifiée de l'onduleur à trois niveaux.....	57

III.5.1 Principe de la commande vectorielle simplifiée.....	57
III.5.2 Algorithme de la commande.....	57
III.5.2.1 Sélection d'un hexagone.....	57
III.5.2.2 Changement d'origine du vecteur de tension de référence.....	58
III.5.2.3 Séquence des états de l'onduleur.....	59
III.5.3. Simulation numérique.....	60
III.6. Conclusion.....	64

Chapitre IV : Commande vectorielle de la MASDE

IV.1 Introduction.....	66
IV.2 Commande vectorielle à flux rotorique orienté	66
IV.2.1 Principe de la commande vectorielle à flux rotorique orienté.....	66
IV.2.2 Orientation du vecteur flux.....	67
IV.3 Les méthodes de contrôle par flux orienté	68
IV.4 Commande vectorielle indirecte à flux rotorique oriente de la machine asynchrone double étoile sans régulation de vitesse	69
IV.4.1 Identification des paramètres des régulateurs PI.....	72
IV.4.1.1 Régulateurs de courants.....	72
IV.4.2 Bloc de défluxage.....	74
IV.4.3 Limitation de couple électromagnétique	74
IV.5 Commande vectorielle indirecte à flux rotorique oriente de la machine asynchrone double étoile avec régulation de vitesse	75
IV.5.1 Identification des paramètres du régulateur de vitesse.....	76
IV.6 Simulation et interprétation des résultats	77
VI.7 Conclusion	80
Conclusion générale	83
Références bibliographiques	85
Les Annexes	89
Résumé	91
Summary	91
ملخص.....	91

Liste des tableaux

Liste des tableaux

Tableau I.1 : Quelques machines asynchrone.	7
Tableau III.1 : Etats d'un bras de l'onduleur ($j = 1, 2$ ou 3).	45
Tableau III.2 : représente la valeur de THD de la tension V_{as1}, V_{as2} de sortie d'un onduleur à trois niveaux de type DCI.....	55
Tableau III.3 : Coordonnées du vecteur de tension après translation $V^{*'}_s$	59

Liste des figures

Liste des figures

Figure I.1 : Représentation schématique des enroulements de la MASDE	5
Figure I.2 : Modes de fonctionnement suivant le glissement	7
Figure I.3 : Exemple d'application d'une machine asynchrone de 6 phases.	8
Figure II.1 : Représentation des enroulements de la machine asynchrone double étoile.	13
Figure II.2 : Représentation schématique du modèle de Park de la MASDE.....	18
Figure II.3 : Modèle de la machine sous Simulink.	28
Figure II.4 : La vitesse et le couple électromagnétique.	29
Figure II.5 : Allures des courants statoriques I_{as1} I_{as2} (A).....	29
Figure II.6 : Allures des flux rotoriques ϕ_{dr} ϕ_{qr}	29
Figure II.7 : Allure des courants statoriques de l'étoile I_{as1} , I_{bs1} , I_{cs1}	30
Figure II.8 : Allure des courants statoriques de l'étoile 2 I_{as2} , I_{bs2} , I_{cs2}	30
Figure II.9 : La vitesse et le couple électromagnétique.	31
Figure II.10 : Allure des courants statoriques I_{as1} I_{as2}	32
Figure II.11 : Allure des flux rotorique ϕ_{dr} ϕ_{qr}	32
Figure II.12 : Allure des courants statoriques de l'étoile 1 I_{as1} , I_{bs1} , I_{cs1}	33
Figure II.13 : Allure des courants statoriques de l'étoile 2 I_{as2} , I_{bs2} , I_{cs2}	33
Figure III.1 : Schéma d'un bras d'onduleur :(a) 2 niveaux ; (b) 3 niveaux ; (c) N niveaux... ..	37
Figure III.2 : Les différentes topologies des onduleurs multi niveaux.	38
Figure III.3 : Circuit d'une phase d'un convertisseur NPC. a) à trois niveaux. b) à cinq niveaux.	39
Figure III.4 : Circuit d'une phase d'un convertisseur à condensateur flottant : a) à trois niveaux. b) à cinq niveau.....	40
Figure III.5 : Structure d'un bras d'onduleur multi-niveaux de type cascade. a) à trois niveaux. b) à cinq niveaux.....	42
Figure III.6 : Onduleur triphasé à trois niveaux à diodes flottantes.	43
Figure III.7 : Diagramme vectoriel de l'onduleur à trois niveaux.	47
Figure III.8 : Tensions de références et porteuses($r=0.9, m=15$).....	48
Figure III.9 : représente schéma bloc de simulation de la MASDE alimente par onduleur à trois niveaux DIC commande MLI-ST.....	49
Figure III. 10. La vitesse et le couple électromagnétique ($m=15, r=0.9$).	50
Figure III.11 : Le flux rotorique ϕ_{dr} et ϕ_{qr} ($m = 15; r = 0.9$).	50

Liste des figures

Figure III.12 : Les courants I_{as2} et I_{as1} et son analyse spectrale ($m=15, r=0.9$).....	51
Figure III.13 : La tension V_{as1} et V_{as2} et son analyse spectrale ($m=6, r=0.9$).....	51
Figure III. 14 : La tension V_{as1} et V_{as2} et son analyse spectrale ($m=15, r=0.9$).	52
Figure III.15 : La tension V_{as1}, V_{as2} et son analyse spectrale ($m=18, r=0.9$).....	52
Figure III.16 : La tension V_{as1}, V_{as2} et son analyse spectrale ($m=21, r=0.9$).....	53
Figure III.17 : La tension V_{as1}, V_{as2} et son analyse spectrale ($m=15, r=0.6$).....	53
Figure III.18 : La tension V_{as1}, V_{as2} et son analyse spectrale ($m=15, r=0.7$).....	54
Figure III.19 : La tension V_{as1}, V_{as2} et son analyse spectrale ($m=15, r=0.8$).....	54
Figure III.20 : La tension V_{as1}, V_{as2} et son analyse spectrale ($m=15, r=0.9$).....	55
Figure III.21 : Décomposition du diagramme vectoriel de l'onduleur à trois niveaux.....	57
Figure III.22 : Changement d'origine du vecteur de tension de référence.	58
Figure III.23 : représente schéma bloc de simulation de la MASDE alimentée par deux onduleurs à trois niveaux DCI.....	61
Figure III.24 : La vitesse et le couple électromagnétique.....	61
Figure III.25 : Le flux rotorique φ_{dr} et φ_{qr} (Wb).	61
Figure III.26 : Les courants I_{as2} et I_{as1} (A) et son analyse spectrale.....	Erreur ! Signet non défini.
Figure III.27 : La tension V_{as1}, V_{as2} (v) et son analyse spectrale.	63
Figure IV.1 : Schéma figurant l'analogie de la commande vectorielle à flux orienté avec la machine à courant continu à excitation séparée.	67
Figure IV.2 : orientation du flux rotorique sur l'axe d.....	68
Figure IV.3 : schéma de la boucle de régulation des courants statoriques.	73
Figure IV.4 : schéma de défluxage.....	74
Figure IV.5 : Représentation schématique de la commande FOC sur la MASDE.....	75
Figure IV.6 : Schéma de défluxage.	76
Figure IV.7 : Boucle de régulation de vitesse	76
Figure IV: 8: Schéma de la commande vectorielle avec régulation de vitesse.....	77
Figure IV.9 : Vitesse de rotation de la MASDE.	77
Figure IV.10 : Zoom sur la vitesse de rotation de la MASDE entre 2 et 4 s.....	78
Figure IV.11 : Couple électromagnétique de la MASDE.....	78
Figure IV.12 : Flux rotoriques de la MASDE.	78
Figure IV.13 : Composantes directes et en quadrature des courants statoriques de la MASDE.	79

Liste des figures

Figure IV.14 : Courants statoriques des phases1 des deux étoiles.	79
Figure IV.15 : Zoom sur les Courants statoriques des phases1 des deux étoiles.	79

Introduction générale

Introduction générale

Actuellement, les machines à courant alternatif occupent une place importante dans les entraînements électriques. Ces machines ont remplacé les machines à courant continu, grâce à leur simplicité de construction.

En forte puissance, les machines à courant alternatif alimentées par des convertisseurs statiques trouvent de plus en plus d'applications. Mais les contraintes que subissent les composants de puissance limitent la fréquence de commutation et donc les performances. Pour permettre l'utilisation de composants à fréquence de commutation plus élevée, il faut segmenter la puissance. Pour ce faire, une des solutions consiste à utiliser des machines à grand nombre de phases ou des machines multiphasées. L'un des exemples les plus courants de machines multiphasées est la Machine Asynchrone Double Etoile (MASDE qui fait l'objet de notre mémoire.

Pour l'alimentation de ces machines de forte puissance, la structure des onduleurs à trois niveaux est plus adaptée, par rapport à la structure classique, du fait que les tensions et courants de sortie présentent un taux d'harmoniques nettement inférieur. La tension aux bornes de chaque interrupteur est divisée par deux et la fréquence de hachage est plus basse.

Dans ce mémoire, nous nous intéressons à la modélisation et la commande vectorielle d'une MASDE alimentée par deux onduleurs à trois niveaux à diodes flottantes. Le but de cette commande est d'arriver à commander la machine asynchrone comme une machine à courant continu à excitation indépendante où il y a un découplage naturel entre la grandeur commandant le flux (le courant d'excitation), et celle qui liée au couple (le courant d'induit). Ce découplage permet d'obtenir une réponse très rapide du couple.

Pour régler la vitesse de la machine indépendamment de la charge appliquée on fait appel à des régulateurs classiques de type PI. Les performances de ce dernier restent souvent limitées en raison de la complexité réelle du système à commander (non linéarité, variation des paramètres...).

Ce mémoire est organisé en quatre chapitres :

Dans le premier chapitre, il nous semble important de donner quelques généralités sur les machines multiphasées. Un exemple de machine multi-phasée est la machine asynchrone double étoile.

Le second chapitre aborde la modélisation de la MASDE. Suite à une analyse de la machine, nous élaborons le modèle de la machine asynchrone double étoile en utilisant la méthode de transformation de Park. Enfin, nous évaluons les résultats de simulation après avoir illustrés et visualisés ces derniers.

Le troisième chapitre La modélisation des onduleurs à trois niveaux à diodes flottantes a été exposé, ainsi que la manière dont ils sont commandés. Nous avons utilisé deux stratégies différentes, à savoir la commande MLI triangulé-sinusoïdale à deux porteuses et la commande vectorielle simplifiée

Introduction générale

Le quatrième chapitre sera consacré à la commande vectorielle à flux orienté de la MASDE. Il est intéressant d'avoir une vue d'ensemble du principe de la commande vectorielle et de ses différentes méthodes. Ensuite, la méthode indirecte est mise en œuvre sur la machine.

Finalement, une conclusion générale et quelques perspectives de notre travail seront présentées.

Chapitre I :

**Généralités sur la machine
asynchrone double étoile**

MASDE

I.1 Introduction

Le moteur asynchrone occupe une place importante dans le domaine industriel vue son rendement, sa fiabilité et sa robustesse par rapport aux autres types de moteurs électriques.

Récemment, les machines asynchrones multi-phases notamment la machine asynchrone double étoile a pris un grand intérêt grâce aux possibilités offertes par ces derniers surtout en termes de segmentation de puissance, minimisation des ondulations du couple et aussi minimisation des pertes rotoriques.

Dans ce chapitre, nous nous intéressons à l'étude de la machine asynchrone double étoile. En premier temps nous présenterons une description de la machine asynchrone double étoile MASDE puis son principe de fonctionnement. Et en second temps, nous présenterons les types de la machine asynchrone double étoile, en suite ses applications et nous terminerons par ces avantages et inconvénients.

I.2 Caractéristiques des machines multiphasées

Les machines multiphasées peuvent être scindées en deux groupes selon le nombre de phases statoriques qu'elles possèdent qui peut être un multiple ou non multiple de trois. La première catégorie est la machine multi-étoile. La deuxième englobe le reste des machines avec un nombre de phases pair ou impair [1].

I.2.1 Machines multiphasées de type 1

Les machines multiphasées de type 1 possèdent un nombre de phases multiple de trois; $N_{ph} = 3i$ Avec ($i = 1, 2, 3 \dots$)

(I.1)

Pour chaque nombre de phase, il y a plusieurs configurations possibles selon le décalage entre deux étoiles, la relation entre α et N_{ph} est donnée par la relation suivante :

$$N_{ph} = \frac{180^\circ}{\alpha} \quad (I.2)$$

I.2.2 Machines multiphasées de type 2

Le type 2 englobe toutes les machines dont le nombre de phases est non multiple de trois $N_{ph} = 3i$ Les phases sont généralement décalées de $\frac{2\pi}{3}$, et le nombre de phases est égal au nombre équivalent de phases.

$$N_{ph} = N_{pha} = \frac{180^\circ}{\alpha} \quad (I.3)$$

I.3 Description de la MASDE

La machine asynchrone double étoile se compose de deux étoiles fixes décalés entre eux d'un angle électrique $\alpha = 30^\circ$; c'est-à-dire d'un angle mécanique $p.\alpha$ et d'un rotor mobile à cage d'écureuil. Chaque étoile est composée de trois enroulements identiques. Les trois enroulements du rotor sont considérés comme des circuits triphasés en court-circuit [2].

Les deux enroulements statoriques sont alimentés chacun par un système triphasé équilibré des courants entraînant la création d'un champ tournant dans le long de l'entrefer. La vitesse de rotation du champ tournant est proportionnelle au nombre de paires de pôles de la machine et à la pulsation des courants statoriques tel que : $(\Omega_s = \omega_s/p)$ La structure du rotor reste identique à celle d'une machine triphasée, il peut être soit bobiné mobile constituée de manière à obtenir trois enroulements ayant un nombre de pôles identiques à ceux du stator ou est peut-être soit à cage Ω d'écureuil (barre conductrice en aluminium aux tôles ferromagnétiques [3].

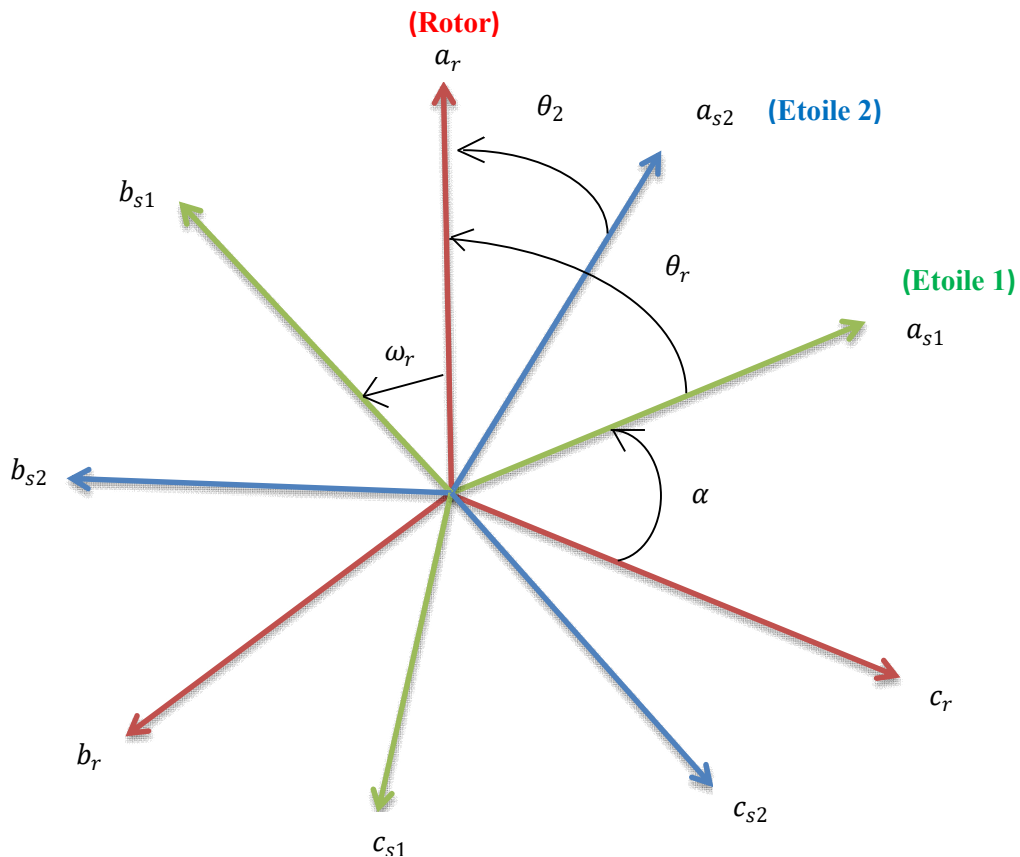


Figure I.1 : Représentation schématique des enroulements de la MASDE [3]

θ_1 Exprime la position du rotor (phase a_r) par rapport à l'étoile 1 (phase a_{s1}).

θ_2 La position du rotor par rapport à l'étoile 2 (phase a_{s2}).

Ces angles sont définis par les équations suivantes :

$$\begin{aligned}\theta_1 &= \Omega_r \cdot t + \theta_0 \\ \theta_2 &= \theta_1 - \alpha\end{aligned}\tag{I.4}$$

Avec θ_r la position initiale du rotor par rapport au l'étoile 1.

Le rapport $g = \frac{\Omega_s - \Omega_r}{\Omega_s}$ est appelé glissement du rotor par rapport au champ tournant du stator.

La pulsation des courants rotoriques est alors $\omega_r = g\omega_s$. La relation de la vitesse mécanique du rotor Ω_r en fonction de la vitesse de synchronisme ω_s et du nombre de paires de pôles p de la machine est exprimée comme suit [3] :

$$\Omega_r = (1 - g) \frac{\omega_s}{p}\tag{I.5}$$

I.4 Principe de fonctionnement de la machine asynchrone double étoile

Les courants statoriques de la machine asynchrone double étoile créent un champ magnétique tournant dans les deux stators (l'étoile 1 alimenté par des courants triphasés et l'étoile 2 alimenté par les mêmes courants triphasés mais décalé d'un angle $\alpha=30^\circ$).

La fréquence de rotation de ce champ est imposée par la fréquence des courants statoriques $\ll f_s \gg$ c'est-à-dire que sa vitesse de rotation est proportionnelle à la fréquence de l'alimentation électrique, la vitesse de ce champ tournant est appelée vitesse de synchronisme $\ll \omega_s \gg$. Elle définit comme suite, [4].

$$\omega_s = \frac{f_s}{p} \quad [rad/s]\tag{I.6}$$

Ces deux Champs tournants produisent par les deux enroulements statoriques vont induire des courants dans les barres du rotor. Ainsi générant des forces électromotrices qui feront tourner le rotor à une vitesse inférieure à celui du synchronisme ($\omega_s < \omega_r$), ainsi les effets de l'induction statoriques sur les courants induits rotoriques se manifestent par l'élaboration d'un couple de force électromagnétique sur le rotor tel que l'écart des vitesses soit réduit.

La différence de vitesse entre le rotor et le champ statorique est dite vitesse de glissement [5] :

$$\omega_{gl} = \omega_s - \omega_r\tag{I.7}$$

On dira alors que ces deux champs glissent par rapport au rotor et on définit ce glissement par le rapport :

$$g = \frac{\omega_{gl}}{\omega_s} = \frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_s} \quad (I.8)$$

Les différents modes de fonctionnement dépendent de la valeur du glissement :

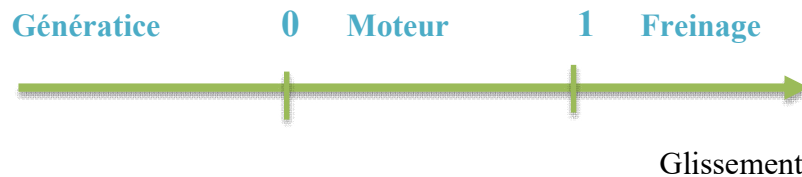


Figure I.2 : Modes de fonctionnement suivant le glissement [5].

I.5 Applications de la Machine asynchrone double étoile

Les machines multiphasées sont couramment employées dans des applications industrielles exigeant une grande puissance, telles que la machine à induction utilisée pour la propulsion électrique de navires à 15 phases, comprenant 3 étoiles (chaque étoile ayant 5 phases) de 20 MW, fabriquée par la société. La machine synchrone de six phases de 25 MW pour un turbocompresseur, ainsi que le moteur à aimants permanents de cinq phases de 5 kW alimenté par des courants de forme carrée, ont été développés par l'entreprise Alstom pour la propulsion d'un véhicule électrique.

Certaines applications nécessitent une grande fiabilité, ce que ces machines offrent. Quand il y a une ou plusieurs phases ouvertes, ces machines peuvent poursuivre leur fonctionnement. L'étoile (type 1) qui contient la phase en défaut est déconnectée. Une machine à double étoile est équipée d'une La machine double étoile utilise une structure triphasée alimentée par un convertisseur statique, ce qui limite le couple nominal à 50%. Le tableau ci-dessous présente quelques exemples de machines asynchrones et leurs applications, [1] [6].

Tableau I.1 : Quelques machines asynchrone.

Le nombre de phases	La puissance	Domaine d'application
6	600 Kw	Eolienne
9	1.4 Mw	Générateur

12

1.7 à 5 Mw

Sous-marins

La machine double étoile est introduite dans les systèmes éoliens de production d'énergie électrique comme montré sur la figure ci-dessous. Elle comporte un multiplicateur placé entre la GASDE et l'arbre de pales, une double tri-capacité branchée aux bornes des étoiles. Pour adapter les tensions des six phases aux tensions du réseau, un transformateur est placé entre la machine et le réseau électrique, figure I.3.

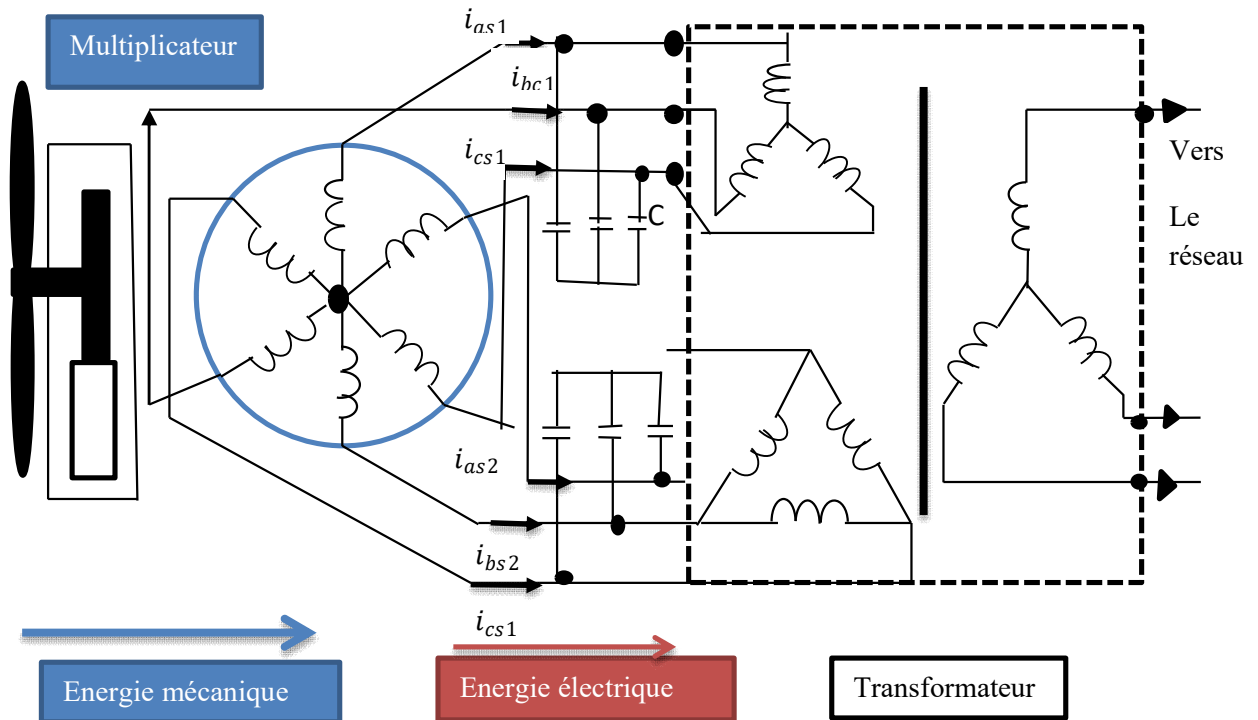


Figure I.3 : Exemple d'application d'une machine asynchrone de 6 phases [4].

I.6 Avantages de la MASDE

La MASDE présente plusieurs avantages par rapport aux machines conventionnelles triphasées [7].

- Segmentation de puissance
- Amélioration de la fiabilité
- Minimisation des ondulations du couple et des pertes rotoriques

I.6.1 Segmentation de puissance

Par l'augmentation du nombre de phases, la puissance est automatiquement augmentée. L'une des solutions pour réduire les courants de phases sans réduire les tensions d'alimentations, est d'augmenter le nombre de phases statoriques. La puissance totale

demandée par une machine est alors réduite dans chaque phase. Avec cette puissance, on peut alimenter la machine par un onduleur dont les composants semi-conducteurs de calibre inférieur peuvent fonctionner à des fréquences de commutation plus élevées. Cela permet de minimiser les ondulations des courants et du couple. La segmentation de puissance est l'avantage principal des machines multiphasées, que l'on met le plus en avant de nos jours.

I.6.2 Minimisation des ondulations du couple et des pertes rotoriques

Les machines polyphasées permettent la réduction des ondulations de couple (période et amplitude) parce que les harmoniques cinq et sept sont naturellement minimisés dans ces machines. Pratiquement, une machine multiphasées a des pertes rotoriques moindre qu'une machine triphasée.

I.6.3 Fiabilité

Le régime dégradé (par la perte de l'une des phases par la défection des éléments des semi-conducteurs dont est constitué l'onduleur alimentant la machine) engendre une perte de contrôle de la machine, ainsi que des ondulations du couple de fortes amplitudes. L'une des solutions pour pouvoir commandé la machine dans ce régime consiste à relier le neutre de la machine au point milieu de la source de tension continue.

Dans les machines multiphasées, cette contrainte peut être évitée tant qu'au moins trois phases restent actives, on peut avoir jusqu'à $(nph - 3)$ phases ouvertes sans que la solution concerne la connexion du neutre au point milieu de la source de tension continue.

Plus le nombre de phases augmente, plus on a de degrés de liberté pour commander la machine.

I.7 Inconvénients de la MASDE

Cependant, la MASDE présente des inconvénients tels que, [8].

- La multiplication du nombre des semi-conducteurs avec la structure dynamique est fortement non linéaire et l'existence d'un fort couplage entre le couple et le flux, ce qui complique évidemment sa commande.
- L'inconvénient majeur des machines double étoile est l'apparition de courants harmoniques de circulation lors d'une alimentation par onduleur de tension.

I.8 Conclusion

La machine asynchrone à double étoile est la plus répandue en tant que machine multiphasée, probablement parce qu'elle offre un bon équilibre entre une segmentation de puissance adéquate et un ensemble convertisseur-machine simple et abordable.

Dans ce chapitre, nous avons présenté quelques généralités sur les machines multiphasées notamment la machine asynchrone double étoile qui sera modélisée et commandée dans les chapitres suivants.

Chapitre II :

Modélisation de la machine asynchrone double étoile MASDE

II.1 Introduction

La commande efficace d'un système nécessite une modélisation précise pour comprendre le comportement et agir sur ses variables. Dans ce chapitre, nous abordons la modélisation d'une machine asynchrone double étoile (MASDE), qui est un processus crucial en ingénierie électrique, permettant de représenter mathématiquement le fonctionnement de cette machine.

Ce modèle consiste en un système d'équations différentielles, décrivant les phénomènes électromagnétiques en jeu. Des simplifications peuvent être appliquées pour rendre le modèle plus gérable, en négligeant certains phénomènes considérés comme négligeables dans certaines conditions. La résolution de ce système d'équations peut être ardue, mais en sélectionnant judicieusement les variables, il est possible de simplifier le processus. En somme, la modélisation de la MASDE constitue une étape fondamentale pour le développement de stratégies de contrôle efficaces et l'optimisation des performances des systèmes électriques complexes.

II.2 Hypothèses simplificatrices

Dans une machine plusieurs phénomènes complexés interviennent lors de son fonctionnement. Pour réduire et négliger cette complexité, il est important de poser les hypothèses simplificatrices suivantes [9] [7] :

- Les enroulements créent une force magnétomotrice à répartition sinusoïdale et on ne tient compte que de la première harmonique
- La saturation, les effets d'hystérésis des circuits magnétiques, pertes fer (hystérésis et courants de Foucault) et l'effet de peau qui augmente les résistances et réduit les inductances sont négligés ;
- Les six phases statoriques ont les mêmes caractéristiques électriques.
- Les résistances sont constantes, la variation avec la température et l'effet de peau sont ignorés.
- Le stator est supposé lisse en admettant que les irrégularités de l'entrefer liées aux encoches statoriques ont une influence négligeable, le couple de détente, dû à l'interaction des aimants rotoriques et les dents statoriques, sont alors négligé.

II.3 Modèle naturel de la MASDE

Les modèle des multi-phases est un système de plusieurs équations différentielles dont les coefficients, sont des fonctions périodiques du temps la résolution d'un tel système est difficile même avec l'utilisation de l'outil informatique. L'utilisation des changements convenables des variables, permet de détourner cette difficulté et d'obtenir un modèle facilement exploitable [10].

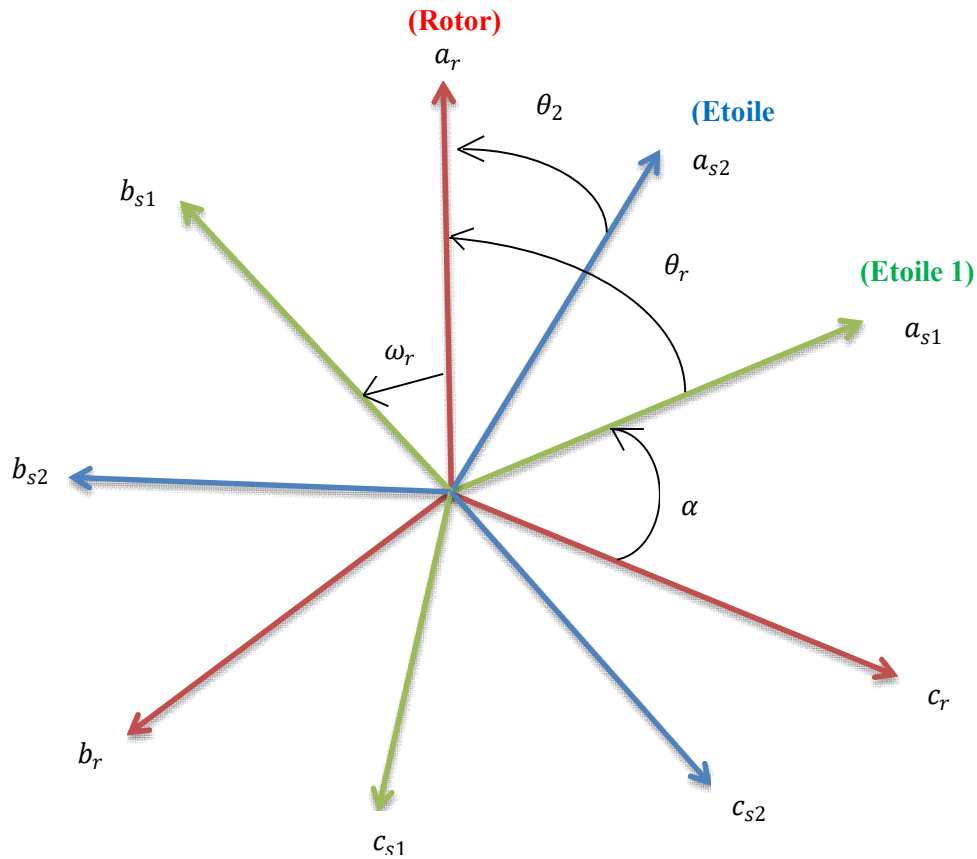


Figure II.1 : Représentation des enroulements de la machine asynchrone double étoile.

α : L'angle de décalage entre les deux étoiles.

θ_r : Exprime la position du rotor (phase a_r) par rapport à l'étoile 1 (phase a_{s1}).

θ_2 : La position du rotor par rapport à l'étoile 2, ces angles sont définis par les équations suivantes : $\theta_2 = \theta_r - \alpha$

II.3.1 Equations électriques

En tenant compte des hypothèses simplificatrices, l'équation électrique d'une phase d'une machine électrique à courant alternatif s'exprime en fonction des différents courants dans ces enroulements et de la dérivée de leur flux, par l'équation en tension suivante [11] :

$$[V] = R[i] + \frac{d}{dt} [\varphi] \quad (\text{II.1})$$

Tel que :

Les équations de la machine sont exprimées sous la forme :

$$\begin{aligned} [V_{s1}] &= [R_{s1}][I_{s1}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{s1}] \\ [V_{s2}] &= [R_{s2}][I_{s2}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{s2}] \\ [V_r] &= [R_r][I_r] + \frac{d}{dt} [\varphi_r] \end{aligned} \quad (\text{II.2})$$

Les vecteurs des tensions, courants et flux statoriques sont définis par :

Pour l'étoile 1 :

$$[i_{s1}] = \begin{bmatrix} i_{sa1} \\ i_{sb1} \\ i_{sc1} \end{bmatrix}; [V_{s1}] = \begin{bmatrix} V_{sa1} \\ V_{sb1} \\ V_{sc1} \end{bmatrix}; [\varphi_{s1}] = \begin{bmatrix} \varphi_{sa1} \\ \varphi_{sb1} \\ \varphi_{sc1} \end{bmatrix}$$

$$\begin{cases} V_{sa1} = R_{sa1} i_{sa1} + \frac{d}{dt} \varphi_{sa1} \\ V_{sb1} = R_{sb2} i_{sb1} + \frac{d}{dt} \varphi_{sb1} \\ V_{sc1} = R_{sc1} i_{sc1} + \frac{d}{dt} \varphi_{sc1} \end{cases} \quad (\text{II.3})$$

Pour l'étoile 2 :

$$[i_{s2}] = \begin{bmatrix} i_{sa2} \\ i_{sb2} \\ i_{sc2} \end{bmatrix}; [V_{s2}] = \begin{bmatrix} V_{sa2} \\ V_{sb2} \\ V_{sc2} \end{bmatrix}; [\varphi_{s2}] = \begin{bmatrix} \varphi_{sa2} \\ \varphi_{sb2} \\ \varphi_{sc2} \end{bmatrix}$$

$$\begin{cases} V_{sa2} = R_{sa2} i_{sa2} + \frac{d}{dt} \varphi_{sa2} \\ V_{sb2} = R_{sb2} i_{sb2} + \frac{d}{dt} \varphi_{sb2} \\ V_{sc2} = R_{sc2} i_{sc2} + \frac{d}{dt} \varphi_{sc2} \end{cases} \quad (\text{II.4})$$

Les vecteurs de tensions, courants et flux rotoriques sont:

$$[i_{r,abc}] = \begin{bmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix}; [V_{r,abc}] = \begin{bmatrix} V_{ra} \\ V_{rb} \\ V_{rc} \end{bmatrix}; [\varphi_{r,abc}] = \begin{bmatrix} \varphi_{ra} \\ \varphi_{rb} \\ \varphi_{rc} \end{bmatrix}$$

$$\begin{cases} V_{ra} = R_{ra}i_{ra} + \frac{d}{dt}\varphi_{ra} \\ V_{rb} = R_{rb}i_{rb} + \frac{d}{dt}\varphi_{rb} \\ V_{rc} = R_{rc}i_{rc} + \frac{d}{dt}\varphi_{rc} \end{cases} \quad (\text{II.5})$$

Les équations de tension peuvent être séparées en trois groupes comme :

$$\begin{bmatrix} V_{s,abc1} \\ V_{s,abc2} \\ V_{r,abc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s,abc1} \\ i_{s,abc2} \\ i_{r,abc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{s,abc1} \\ \varphi_{s,abc2} \\ \varphi_{r,abc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.6})$$

Avec la matrice résistance $[R_{s1}, R_{s2}]$ et $[R_r]$ est diagonale et les termes la constituant sont les valeurs des résistants des différents enroulements :

$$[R_{s1}] = \begin{bmatrix} R_{sa1} & 0 & 0 \\ 0 & R_{sb1} & 0 \\ 0 & 0 & R_{sc1} \end{bmatrix} = [R_{s2}] = \begin{bmatrix} R_{sa2} & 0 & 0 \\ 0 & R_{sb2} & 0 \\ 0 & 0 & R_{sc2} \end{bmatrix}; [R_r] = \begin{bmatrix} R_{ra} & 0 & 0 \\ 0 & R_{rb} & 0 \\ 0 & 0 & R_{rc} \end{bmatrix}$$

V_{s1}, V_{s2} : Tensions statoriques.

i_{s1}, i_{s2} : Courants statoriques.

$\varphi_{s1}, \varphi_{s2}$: Flux statoriques.

R_s : Résistance d'une phase de chaque étoile.

R_r : Résistance d'une phase de rotor.

II.3.2 Equations magnétiques (équation des flux)

Les éprissions de flux stator (étoile 1 et étoile 2) en fonction des courants, des inductances propres et mutuelles, sont données par les équations suivantes [9] :

$$\begin{bmatrix} \varphi_{s,abc1} \\ \varphi_{s,abc2} \\ \varphi_{r,abc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{s1.s1} & L_{s1.s2} & L_{s1.r} \\ L_{s2.s1} & L_{s2.s2} & L_{s2.r} \\ L_{r.s1} & L_{r.s2} & L_{r.r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s,abc1} \\ i_{s,abc2} \\ i_{r,abc} \end{bmatrix} \quad (\text{II.7})$$

Les sous-matrices des équations de flux sont exprimées comme suit :

La sous matrice des inductances propres 1^{ère} étoile-1^{ère} étoile :

$$[L_{s1,s1}] = \begin{bmatrix} L_{s1} + L_{ms} & -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & L_{s1} + L_{ms} & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 & L_{s1} + L_{ms} \end{bmatrix} \quad (II.8)$$

La sous matrice des inductances propres 2^{ème} étoile-2^{ème} étoile :

$$[L_{s2,s2}] = \begin{bmatrix} L_{s2} + L_{ms} & -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & L_{s2} + L_{ms} & -L_{ms}/2 \\ -L_{ms}/2 & -L_{ms}/2 & L_{s2} + L_{ms} \end{bmatrix} \quad (II.9)$$

La sous matrice des inductances propres rotor-rotor :

$$[L_{r,r}] = \begin{bmatrix} L_r + L_{mr} & -L_{mr}/2 & -L_{mr}/2 \\ -L_{mr}/2 & L_r + L_{mr} & -L_{mr}/2 \\ -L_{mr}/2 & -L_{mr}/2 & L_r + L_{mr} \end{bmatrix} \quad (II.10)$$

La sous matrice des inductances mutuelles 1^{ère} étoile-2^{ème} étoile :

$$[M_{s1,s2}] = L_{ms} \begin{bmatrix} \cos(\alpha) & \cos\left(\alpha + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\alpha + \frac{4\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\alpha + \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(\alpha) & \cos\left(\alpha + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\alpha + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\alpha + \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(\alpha) \end{bmatrix} \quad (II.11)$$

La sous matrice des inductances mutuelles 1^{ère} étoile-rotor :

$$[M_{s1,r}] = L_{mr} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r + \frac{4\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_r + \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(\theta_r) & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r + \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \quad (II.12)$$

La sous matrice des inductances mutuelles 2^{ème} étoile-rotor :

$$[M_{s2,r}] = L_{mr} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r - \alpha) & \cos\left(\theta_r - \alpha + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r - \alpha + \frac{4\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_r - \alpha + \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(\theta_r - \alpha) & \cos\left(\theta_r - \alpha + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_r - \alpha + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r - \alpha + \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(\theta_r - \alpha) \end{bmatrix} \quad (II.13)$$

$$[M_{s2,s1}] = [M_{s1,s2}]^T ; [M_{r,s1}] = [M_{s1,r}]^T ; [M_{r,s2}] = [M_{s2,r}]^T$$

L_{s1} : L'inductance propre de 1^{ère} étoile

L_{s2} : L'inductance propre de la 2^{ème} étoile

L_r : L'inductance propre d'une phase du rotor.

L_{ms} : La valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle statoriques.

L_{mr} : La valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle rotorique.

M_{sr} : La valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle entre une étoile et le rotor.

II.3.3 Equation mécanique

L'équation fondamentale de rotation du rotor est décrite par les deux relations suivantes [12] :

$$\frac{d}{dt} \Omega_m = \frac{1}{J} (C_{em} - C_r - K_f \cdot \Omega_m) \quad (II.14)$$

$$\frac{d}{dt} \theta_m = \Omega_m \quad (II.15)$$

Avec :

J : Le moment d'inertie de la machine.

C_{em} : Le couple électromagnétique.

C_r : Le couple résistante (couple de la charge).

K_f : Le coefficient de frottement.

θ_m : L'angle mécanique.

II.3.4 Expression du couple électromagnétique

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

$$C_{em} = \frac{P}{2} [i] \left(\frac{\partial}{\partial \theta} [L] \right) [i] \quad (II.16)$$

$$C_{em} = \frac{P}{2} \left([i_{s,abc1}]^T \frac{d}{dt} [L_{s1,r}] [i_{r,abc}] + [i_{s,abc2}]^T \frac{d}{dt} [L_{s2,r}] [i_{r,abc}] \right) \quad (II.17)$$

II.4 Modèle de la MASDE dans le repère (d, q)

II.4.1 Transformation de PARK

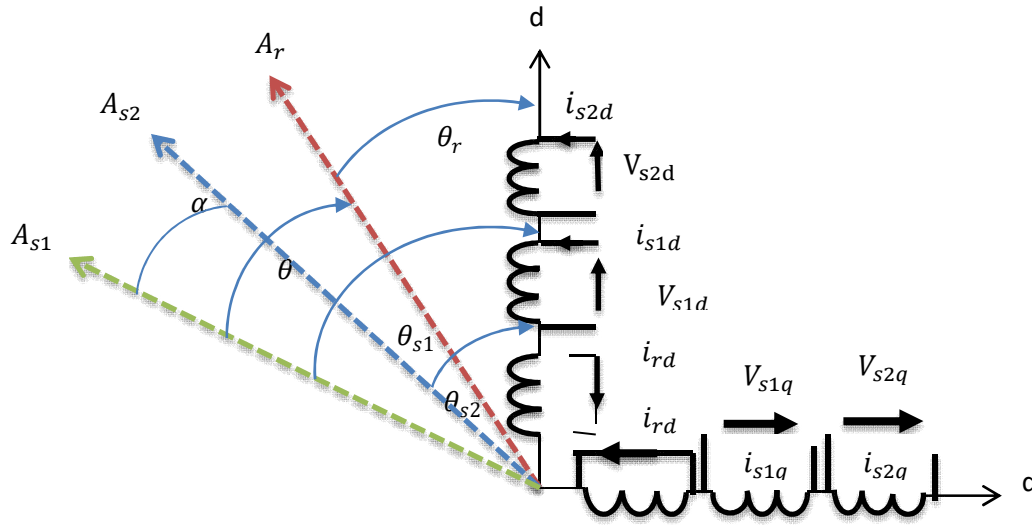


Figure II.2 : Représentation schématique du modèle de Park de la MASDE [13].

Pour simplifier l'étude de la MASDE nous nous utiliserons la transformation de PARK, qui permet de transformer le modèle de la machine à enroulement statoriques triphasés (a, b, c) en un modèle biphasé d'axes (d, q) en quadrature [14].

Ce modèle est obtenu en appliquant la matrice de rotation suivante :

Pour l'étoile 1

$$\begin{bmatrix} X_{d1} \\ X_{q1} \\ 0 \end{bmatrix} = [P(\theta)] \begin{bmatrix} X_{a1} \\ X_{b1} \\ X_{c1} \end{bmatrix} \quad (\text{II.18})$$

Pour l'étoile 2

$$\begin{bmatrix} X_{d2} \\ X_{q2} \\ 0 \end{bmatrix} = [P(\theta)] \begin{bmatrix} X_{a2} \\ X_{b2} \\ X_{c2} \end{bmatrix} \quad (\text{II.19})$$

$[P(\theta)]$: est la matrice générale de Park, qui s'exprime comme suit :

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{4\pi}{3}\right) \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (\text{II.20})$$

$$[P(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & 1/\sqrt{2} \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & 1/\sqrt{2} \\ \cos\left(\theta + \frac{4\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{4\pi}{3}\right) & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (\text{II.21})$$

Les deux transformations sont présentées par les deux équations suivantes:

$$[G_{dq0}] = [P(\theta)][G_{abc}] \quad (\text{II.22})$$

$$[G_{abc}] = [P(\theta)]^{-1}[G_{dq0}] \quad (\text{II.23})$$

Avec :

$[G_{abc}]$: Est le vecteur assemblé des grandeurs du système triphasé équilibré.

$[G_{dq0}]$: Le vecteur assemblé des grandeurs du système biphasé.

II.4.2 Choix du Référentiel

Pour étudier la théorie des régimes transitoires de la machine asynchrone double étoile, on peut utiliser trois systèmes d'axes de coordonnées du plan d'axes (d, q) [14].

Référentiel lie au stator :

Pour ce type de choix, $\theta_s = 0$ et $\omega_{coord} = 0$. Ce référentiel est le mieux adapté pour travailler avec les grandeurs instantanées. Il est utilisé dans le régime transitoire avec une variation importante de la vitesse de rotation.

Référentiel lie au rotor :

Dans ce référentiel, la vitesse électrique du repère (d, q) est égale à la pulsation électrique ω_r du rotor ($\omega_{coord} = \omega_r$). L'utilisation de ce référentiel permet d'étudier les régimes transitoires dans les machines alternatives synchrones et asynchrones avec une connexion non symétrique des circuits du rotor.

Référentiel lie au champ tournant :

Dans ce référentiel les axes (d, q) sont immobile par rapport au champ électromagnétique, crée par les deux étoile de stator ($\omega_{coord} = \omega_s$).

Ce référentiel est généralement utilisé dans le but de pouvoir appliquer une commande de vitesse, de couple, etc. puisque les grandeurs dans ce référentiel sont de forme continue.

II.4.3 Application de la transformation de Park à la MASDE

II.4.3.1 Equations des tensions

Par l'application de cette transformation aux systèmes d'équations de tensions (II.4) (II.5) et (II.6), on obtient.

Pour l'étoile 1 :

$$\begin{bmatrix} V_{ds1} \\ V_{qs1} \\ V_{os1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{s1} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s1} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds1} \\ i_{qs1} \\ i_{os1} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{ds1} \\ \varphi_{qs1} \\ \varphi_{os1} \end{bmatrix} + \frac{d\theta_{s1}}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{ds1} \\ \varphi_{qs1} \\ \varphi_{os1} \end{bmatrix} \quad (\text{II.24})$$

Pour l'étoile 2 :

$$\begin{bmatrix} V_{ds2} \\ V_{qs2} \\ V_{os2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{s2} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s2} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds2} \\ i_{qs2} \\ i_{os2} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{ds2} \\ \varphi_{qs2} \\ \varphi_{os2} \end{bmatrix} + \frac{d\theta_{s2}}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{ds2} \\ \varphi_{qs2} \\ \varphi_{os2} \end{bmatrix} \quad (\text{II.25})$$

Pour le rotor :

$$\begin{bmatrix} V_{dr} \\ V_{qr} \\ V_{or} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dr} \\ i_{qr} \\ i_{or} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{dr} \\ \varphi_{qr} \\ \varphi_{or} \end{bmatrix} + \frac{d\theta_r}{dt} \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{dr} \\ \varphi_{qr} \\ \varphi_{or} \end{bmatrix} \quad (\text{II.26})$$

Avec :

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

θ_{s2} : L'angle constitue par les axes A_{s2} , d.

$\theta_r = \theta_{s1} - \theta$: L'angle constitue par les axes A_r , d.

$\frac{d\theta_{s1}}{dt} = \omega_{s1}$: La vitesse de rotation du repère (d, q) par rapport au l'étoile 1.

$\frac{d\theta_{s2}}{dt} = \omega_{s2}$: La vitesse de rotation du repère (d, q) par rapport au l'étoile 2.

$\frac{d\theta_r}{dt} = \omega_r$: La vitesse de rotation du repère (d, q) par rapport au rotor.

Sous forme d'équations :

$$\begin{cases} V_{sd1} = R_{s1} i_{sd1} + \frac{d}{dt} \varphi_{sd1} - \omega_{s1} \varphi_{sq1} \\ V_{sq1} = R_{s2} i_{sq1} + \frac{d}{dt} \varphi_{sq1} + \omega_{s1} \varphi_{sd1} \end{cases} \quad (\text{II.27})$$

$$\begin{cases} V_{sd2} = R_{s2}i_{sd2} + \frac{d}{dt}\varphi_{sd2} - \omega_{s2}\varphi_{sq2} \\ V_{sq2} = R_{s2}i_{sq2} + \frac{d}{dt}\varphi_{sq2} + \omega_{s2}\varphi_{sd2} \end{cases} \quad (\text{II.28})$$

Puisque le rotor est en court-circuit, on peut écrire :

$$\begin{cases} 0 = R_r i_{dr} + \frac{d}{dt}\varphi_{rd} - (\omega_{s1} - \omega_r)\varphi_{rq} \\ 0 = R_r i_{qr} + \frac{d}{dt}\varphi_{rq} + (\omega_{s1} - \omega_r)\varphi_{rd} \end{cases} \quad (\text{II.29})$$

II.4.3.2 Equations des flux

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

$$\begin{aligned} \varphi_{ds1} &= L_{s1}i_{ds1} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{ds1} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{ds2} + \frac{3}{2}M_{sr}i_{dr} \\ \varphi_{ds2} &= L_{s2}i_{ds2} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{ds2} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{ds1} + \frac{3}{2}M_{sr}i_{dr} \\ \varphi_{qs1} &= L_{s1}i_{qs1} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{qs1} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{qs2} + \frac{3}{2}M_{sr}i_{qr} \\ \varphi_{qs2} &= L_{s2}i_{qs2} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{qs2} + \frac{3}{2}L_{ms}i_{qs1} + \frac{3}{2}M_{sr}i_{qr} \\ \varphi_{dr} &= L_r i_{dr} + \frac{3}{2}L_{mr}i_{dr} + \frac{3}{2}L_{sr}i_{ds1} + \frac{3}{2}M_{sr}i_{ds2} \\ \varphi_{qr} &= L_r i_{qr} + \frac{3}{2}L_{mr}i_{qr} + \frac{3}{2}L_{sr}i_{qs1} + \frac{3}{2}M_{sr}i_{qs2} \end{aligned} \quad (\text{II.30})$$

On a

$$\frac{3}{2}L_{ms} = \frac{3}{2}L_{mr} = \frac{3}{2}M_{sr} = L_m \quad (\text{II.31})$$

L_m : L'inductance mutuelle cyclique entre l'étoile1, l'étoile2 et le rotor.

Le système d'équations (I.25) est réécrit comme suit [9] :

$$\begin{aligned} \varphi_{ds1} &= L_{s1}i_{ds1} + L_m(i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \varphi_{ds2} &= L_{s2}i_{ds2} + L_m(i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \varphi_{qs1} &= L_{s1}i_{qs1} + L_m(i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \end{aligned} \quad (\text{II.32})$$

$$\varphi_{qs2} = L_{s2}i_{qs2} + L_m(i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr})$$

$$\varphi_{dr} = L_r i_{dr} + L_m(i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr})$$

$$\varphi_{qr} = L_r i_{qr} + L_m(i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr})$$

Avec :

$L_{s1} + L_m$: L'inductance propre cyclique de l'étoile1

$L_{s2} + L_m$: L'inductance propre cyclique de l'étoile2

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

II.4.3.3 Equation mécanique

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 absorbée par la machine asynchrone double étoile est donnée par l'expression suivante :

$$P_{abs} = [V_{s1}]^T [I_{s1}] + [V_{s2}]^T [I_{s2}] \quad (II.33)$$

Ce qui donne :

$$P_{abs} = V_{as1}i_{as1} + V_{bs1}i_{bs1} + V_{cs1}i_{cs1} + V_{as2}i_{as2} + V_{bs2}i_{bs2} + V_{cs2}i_{cs2} \quad (II.34)$$

Comme nous l'avons indiqué précédemment, la transformation de Park permet de conserver la puissance, on peut écrire alors :

$$P_{abs} = V_{ds1}i_{ds1} + V_{qs1}i_{qs1} + V_{ds2}i_{ds2} + V_{qs2}i_{qs2} \quad (II.35)$$

On remplace les tensions et les courants d'axes (d, q) dans le système d'équations (II.35) par leurs expressions dans l'équation (II.30), on trouve l'expression de la puissance absorbée instantanée suivante :

$$P_{abs} = R_{s1}i_{qs1}^2 + R_{s1}i_{qs2}^2 + R_{s1}i_{ds2}^2 + R_{s1}i_{qs2}^2 + \omega_{coor}(\varphi_{ds1}i_{qs1} - \varphi_{qs1}i_{ds1} + \varphi_{ds2}i_{qs2} - \varphi_{qs2}i_{ds2}) + \frac{d\varphi_{qs1}}{dt}i_{ds1} + \frac{d\varphi_{qs1}}{dt}i_{qs1} + \frac{d\varphi_{qs2}}{dt}i_{qs2} + \frac{d\varphi_{qs2}}{dt}i_{qs2} \quad (II.36)$$

On constate que la puissance instantanée 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 supposées négligeables).

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

$$P_{em} = \Omega_s C_{em} \quad (II.37)$$

Avec :

Ω : La vitesse de rotation mécanique du rotor.

C_{em} : Le couple électromagnétique puissance électromagnétique.

$$P_{em} = \omega_{coor} (\varphi_{ds1} i_{qs1} - \varphi_{qs1} i_{ds1} + \varphi_{ds2} i_{qs2} - \varphi_{qs2} i_{ds2}) \quad (II.38)$$

D'après l'équation (II.34) il est clair que le couple électromagnétique est de la forme suivante :

$$C_{em} = P (\varphi_{ds1} i_{qs1} - \varphi_{qs1} i_{ds1} + \varphi_{ds2} i_{qs2} - \varphi_{qs2} i_{ds2}) \quad (II.39)$$

avec :

P : est le nombre de paires de pôles de la machine

II.5 Modèle de la Machine

Dans notre travail, on utilise le référentiel lie au champ tournant pour la modélisation et la commande de la MASDE. Dans ce cas, le modèle de la MASDE devient.

$$\begin{aligned} V_{ds1} &= R_s i_{ds1} + \frac{d}{dt} \varphi_{ds1} - \omega_s \varphi_{qs1} \\ V_{ds2} &= R_s i_{ds2} + \frac{d}{dt} \varphi_{ds2} - \omega_s \varphi_{qs2} \\ V_{qs1} &= R_s i_{qs1} + \frac{d}{dt} \varphi_{qs1} + \omega_s \varphi_{ds1} \\ V_{qs2} &= R_s i_{qs2} + \frac{d}{dt} \varphi_{qs2} + \omega_s \varphi_{ds2} \\ 0 &= R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \varphi_{dr} - (\omega_s - \omega_r) \varphi_{qr} \end{aligned} \quad (II.40)$$

$$0 = R_r i_{qr} + \frac{d}{dt} \varphi_{qr} + (\omega_s - \omega_r) \varphi_{dr}$$

II.5.1 Mise sous forme d'équation d'état

Le flux magnétisant φ_m est la somme des deux flux magnétisants direct φ_{md} et quadratique φ_{mq} d'où [9].

$$\varphi_m = \sqrt{\varphi_{md}^2 + \varphi_{mq}^2} \quad (\text{II.41})$$

Les deux expressions des flux magnétisants en fonction des courants statoriques et rotoriques sont :

$$\begin{aligned} \varphi_{md} &= L_m (i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \varphi_{mq} &= L_m (i_{as1} + i_{as2} + i_{ar}) \end{aligned} \quad (\text{II.42})$$

En introduisant les expressions des flux magnétisants (II.41) dans le système d'équations (II.32), on obtient :

$$\begin{aligned} \varphi_{ds1} &= L_{s1} i_{ds1} + \varphi_{md} \\ \varphi_{qs1} &= L_{s1} i_{qs1} + \varphi_{mq} \\ \varphi_{ds2} &= L_{s2} i_{ds2} + \varphi_{md} \\ \varphi_{qs2} &= L_{s2} i_{qs2} + \varphi_{mq} \end{aligned} \quad (\text{II.43})$$

$$\varphi_{dr} = L_r i_{dr} + \varphi_{md}$$

$$\varphi_{qr} = L_r i_{qr} + \varphi_{mq}$$

A partir de l'équation (II.42) on tire :

$$\begin{aligned} i_{ds1} &= (\varphi_{ds1} - \varphi_{md}) / L_{s1} \\ i_{ds2} &= (\varphi_{ds2} - \varphi_{md}) / L_{s2} \\ i_{qs1} &= (\varphi_{qs1} - \varphi_{mq}) / L_{s1} \\ i_{qs2} &= (\varphi_{qs2} - \varphi_{mq}) / L_{s2} \\ i_{dr} &= (\varphi_{dr} - \varphi_{md}) / L_r \\ i_{qr} &= (\varphi_{qr} - \varphi_{mq}) / L_r \end{aligned} \quad (\text{II.44})$$

En remplaçant les courants du système d'équations (II.44) par leur expression dans le système d'équations (II.40), on aura :

$$\begin{aligned}
\frac{d}{dt} \varphi_{ds1} &= V_{ds1} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} (\varphi_{ds1} - \varphi_{md}) + \omega_s \varphi_{qs1} \\
\frac{d}{dt} \varphi_{ds2} &= V_{ds2} - \frac{R_{s2}}{L_{s2}} (\varphi_{ds2} - \varphi_{md}) + \omega_s \varphi_{qs2} \\
\frac{d}{dt} \varphi_{qs1} &= V_{qs1} - \frac{R_{s2}}{L_{s2}} (\varphi_{qs1} - \varphi_{mq}) - \omega_s \varphi_{ds1} \\
\frac{d}{dt} \varphi_{qs2} &= V_{qs2} - \frac{R_{s2}}{L_{s2}} (\varphi_{qs2} - \varphi_{mq}) - \omega_s \varphi_{ds2} \\
\frac{d}{dt} \varphi_{dr} &= -\frac{R_r}{L_r} (\varphi_{dr} - \varphi_{md}) + \omega_{gl} \varphi_{qr} \\
\frac{d}{dt} \varphi_{qr} &= -\frac{R_r}{L_r} (\varphi_{qr} - \varphi_{mq}) - \omega_{gl} \varphi_{dr}
\end{aligned} \tag{II.46}$$

Avec :

$$\omega_{gl} = \omega_s - \omega_r \tag{II.47}$$

A partir de l'équation (II.31), les expressions des flux magnétisants auront les expressions suivantes

$$\begin{aligned}
\varphi_{md} &= L_a \left(\frac{\varphi_{ds1}}{L_{s1}} + \frac{\varphi_{ds2}}{L_{s2}} + \frac{\varphi_{dr}}{L_r} \right) \\
\varphi_{mq} &= L_a \left(\frac{\varphi_{qs1}}{L_{s1}} + \frac{\varphi_{qs2}}{L_{s2}} + \frac{\varphi_{qr}}{L_r} \right)
\end{aligned} \tag{II.48}$$

Où:

$$L_a = \frac{1}{\left(\frac{1}{L_{s1}}\right) + \left(\frac{1}{L_{s2}}\right) + \left(\frac{1}{L_r}\right) + \left(\frac{1}{L_m}\right)} \tag{II.49}$$

Il est possible d'obtenir d'autres expressions du couple instantané en utilisant les expressions des flux statoriques et en remplaçant (II.31) dans (II.38), on obtient :

$$C_{em} = PL_m [(i_{qs1} + i_{qs2})i_{dr} - (i_{ds1} + i_{ds2})i_{qr}] \tag{II.50}$$

Une autre expression du couple peut être déduite à partir du flux rotorique dans le système d'équations (II.29) On considère les flux rotoriques suivants :

$$\begin{aligned}\varphi_{dr} &= L_r i_{dr} + L_m (i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\ \varphi_{qr} &= L_r i_{qr} + L_m (i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr})\end{aligned}\quad (II.51)$$

Les courants rotoriques sont [11] :

$$\begin{aligned}i_{dr} &= \frac{1}{L_m + L_r} [\varphi_{dr} - L_m (i_{ds1} + i_{ds2})] \\ i_{qr} &= \frac{1}{L_m + L_r} [\varphi_{qr} - L_m (i_{qs1} + i_{qs2})]\end{aligned}\quad (II.52)$$

En introduisant i_{dr} et i_{qr} dans l'expression (II.50) on aura [4] :

$$C_{em} = P \frac{L_m}{L_m + L_r} [(i_{qs1} + i_{qs2})\varphi_{dr} - (i_{ds1} + i_{ds2})\varphi_{qr}] \quad (II.53)$$

Enfin l'équation mécanique de la machine peut s'écrire comme suite :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - K_f \Omega \quad (II.54)$$

D'après le remplacement des expressions des flux magnétisantes ($\varphi_{md}, \varphi_{mq}$) dans (II.48) et après la simplification, on trouve le nouveau système d'équations :

$$\begin{aligned}\frac{d}{dt} \varphi_{ds1} &= V_{ds1} - \left(\frac{R_{s1}}{L_{s1}} - \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}^2} \right) \varphi_{ds1} + \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}L_{s2}} \varphi_{ds2} + \omega_s \varphi_{qs1} + \frac{R_{s1}L_a}{L_r L_{s1}} \varphi_{dr} \\ \frac{d}{dt} \varphi_{ds2} &= V_{ds2} - \left(\frac{R_{s2}}{L_{s2}} - \frac{R_{s2}L_a}{L_{s2}^2} \right) \varphi_{ds2} + \frac{R_{s2}L_a}{L_{s1}L_{s2}} \varphi_{ds1} + \omega_s \varphi_{qs2} + \frac{R_{s2}L_a}{L_r L_{s2}} \varphi_{dr} \\ \frac{d}{dt} \varphi_{qs1} &= V_{qs1} - \left(\frac{R_{s1}}{L_{s1}} - \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}^2} \right) \varphi_{qs1} + \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}L_{s2}} \varphi_{qs2} - \omega_s \varphi_{ds1} + \frac{R_{s1}L_a}{L_r L_{s1}} \varphi_{qr} \\ \frac{d}{dt} \varphi_{qs2} &= V_{qs2} - \left(\frac{R_{s2}}{L_{s2}} - \frac{R_{s2}L_a}{L_{s2}^2} \right) \varphi_{qs2} + \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}L_{s2}} \varphi_{qs1} - \omega_s \varphi_{ds2} + \frac{R_{s2}L_a}{L_r L_{s2}} \varphi_{qr} \\ \frac{d}{dt} \varphi_{dr} &= - \left(\frac{R_r}{L_r} - \frac{R_r L_a}{L_r^2} \right) \varphi_{dr} + \frac{R_r L_a}{L_r L_{s1}} \varphi_{ds1} - (\omega_s - \omega_r) \varphi_{qr} + \frac{R_r L_a}{L_r L_{s2}} \varphi_{ds2} \\ \frac{d}{dt} \varphi_{qr} &= - \left(\frac{R_r}{L_r} - \frac{R_r L_a}{L_r^2} \right) \varphi_{qr} + \frac{R_r L_a}{L_r L_{s1}} \varphi_{qr} - (\omega_s - \omega_r) \varphi_{dr} + \frac{R_r L_a}{L_r L_{s2}} \varphi_{qs2}\end{aligned}\quad (II.55)$$

$\frac{L_{s1}}{R_{s1}} = T_{s1}$: La constante de temps statoriques de la première étoile.

$\frac{L_{s2}}{R_{s2}} = T_{s2}$: La constante de temps statorique de la deuxième étoile.

$\frac{L_r}{R_r} = T_r$: La constante de temps rotorique.

Pour contrôler la machine il nous faut un modèle d'état, la représentation d'état de la machine n'est pas unique, mais dans notre travail nous avons choisi ce modèle d'état qui prend le flux comme variable d'état :

$$\dot{X} = AX + BU \quad (II.56)$$

Telles que :

$$X = \begin{bmatrix} \varphi_{ds1} \\ \varphi_{qs1} \\ \varphi_{ds2} \\ \varphi_{qs2} \\ \varphi_{dr} \\ \varphi_{qr} \end{bmatrix} ; \quad \dot{X} = \begin{bmatrix} \dot{\varphi}_{ds1} \\ \dot{\varphi}_{qs1} \\ \dot{\varphi}_{ds2} \\ \dot{\varphi}_{qs2} \\ \dot{\varphi}_{dr} \\ \dot{\varphi}_{qr} \end{bmatrix} ; \quad U = \begin{bmatrix} V_{ds1} \\ V_{qs1} \\ V_{ds2} \\ V_{qs2} \\ V_{dr} \\ V_{qr} \end{bmatrix} ; \quad B = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$A = \begin{bmatrix} \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}^2} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} & \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}L_{s2}} & \omega_s & 0 & \frac{R_{s1}L_a}{L_rL_{s1}} & 0 \\ \frac{R_{s2}L_a}{L_{s1}L_{s2}} & \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}^2} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} & 0 & \omega_s & \frac{R_{s2}L_a}{L_rL_{s2}} & 0 \\ -\omega_s & 0 & \frac{R_{s2}L_a}{L_{s2}^2} - \frac{R_{s2}}{L_{s2}} & \frac{R_{s1}L_a}{L_rL_{s1}} & 0 & \frac{R_{s2}L_a}{L_rL_{s2}} \\ 0 & -\omega_s & \frac{R_{s2}L_a}{L_{s1}L_{s2}} & \frac{R_{s2}L_a}{L_{s2}^2} - \frac{R_{s2}}{L_{s2}} & 0 & \frac{R_{s2}L_a}{L_rL_{s2}} \\ \frac{R_rL_a}{L_rL_{s1}} & \frac{R_rL_a}{L_rL_{s2}} & 0 & 0 & \frac{R_rL_a}{L_r^2} - \frac{R_r}{L_r} & \omega_{gl} \\ 0 & 0 & \frac{R_rL_a}{L_rL_{s1}} & \frac{R_rL_a}{L_rL_{s2}} & \omega_{gl} & \frac{R_rL_a}{L_r^2} - \frac{R_r}{L_r} \end{bmatrix} \quad (II.57)$$

$$B = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (II.58)$$

II.6 Simulation Numérique

La simulation consiste à implanter le modèle électromécanique de la MASDE sous l'environnement Matlab/Simulink. La MADSE est alimentée par des sources purement sinusoïdales et équilibrées, exprimées comme suit :

Pour 1^{ère} étoile :

$$\begin{cases} V_{as1} = V_s \sqrt{2} \sin(\omega_s t) \\ V_{bs1} = V_s \sqrt{2} \sin\left(\omega_s t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_{cs1} = V_s \sqrt{2} \sin\left(\omega_s t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (II.59)$$

Pour 2^{ème} étoile :

$$\begin{cases} V_{as2} = V_{s2} \sqrt{2} \sin\left(\omega_s t - \frac{\pi}{6}\right) \\ V_{bs2} = V_{s2} \sqrt{2} \sin\left(\omega_s t - \frac{2\pi}{3} - \frac{\pi}{6}\right) \\ V_{cs2} = V_{s2} \sqrt{2} \sin\left(\omega_s t + \frac{2\pi}{3} - \frac{\pi}{6}\right) \end{cases} \quad (II.60)$$

Avec :

V_s : La valeur efficace de tension ($V_s = 220\text{v}$).

ω_s : Pulsation d'alimentation ($\omega_s = 100. \pi = 314\text{rad/s}$).

Les paramètres de la machine asynchrone à double étoile utilisée dans ce travail sont donnés à l'annexe.

L'étude des performances de la machine alimentée directement par un réseau triphasé a été faite pour deux cas : à vide et en charge.

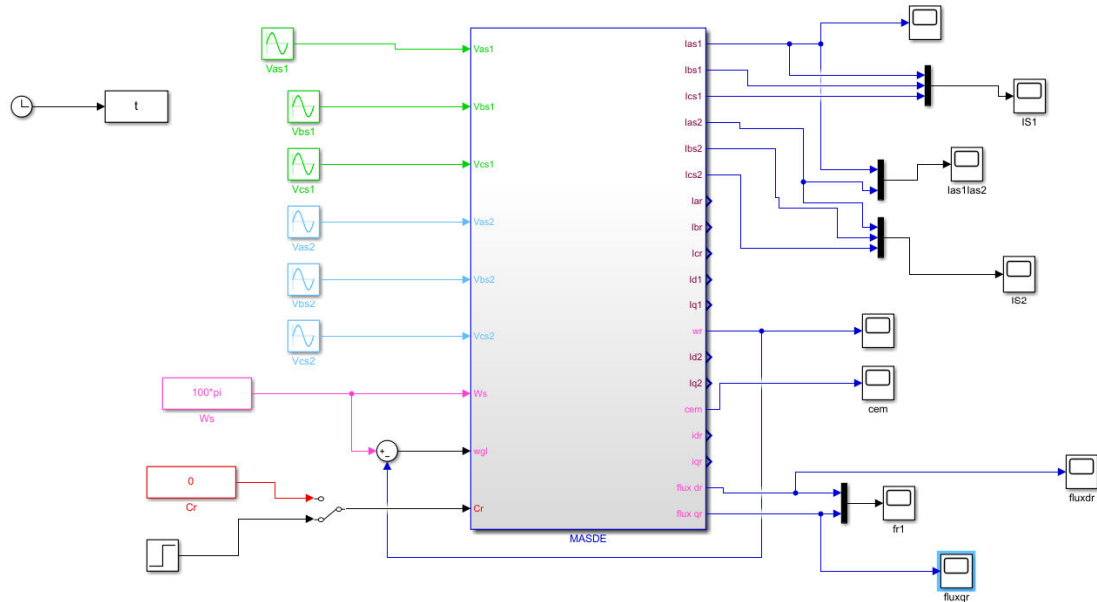


Figure II.3 : Modèle de la machine sous Simulink.

II.6.1 Résultat de Simulation

II.6.1.1 Fonctionnement à vide

Les figures suivantes représentent les performances de la machine asynchrone double étoile lors d'un fonctionnement à vide $C_r = 0 \text{ N.m}$

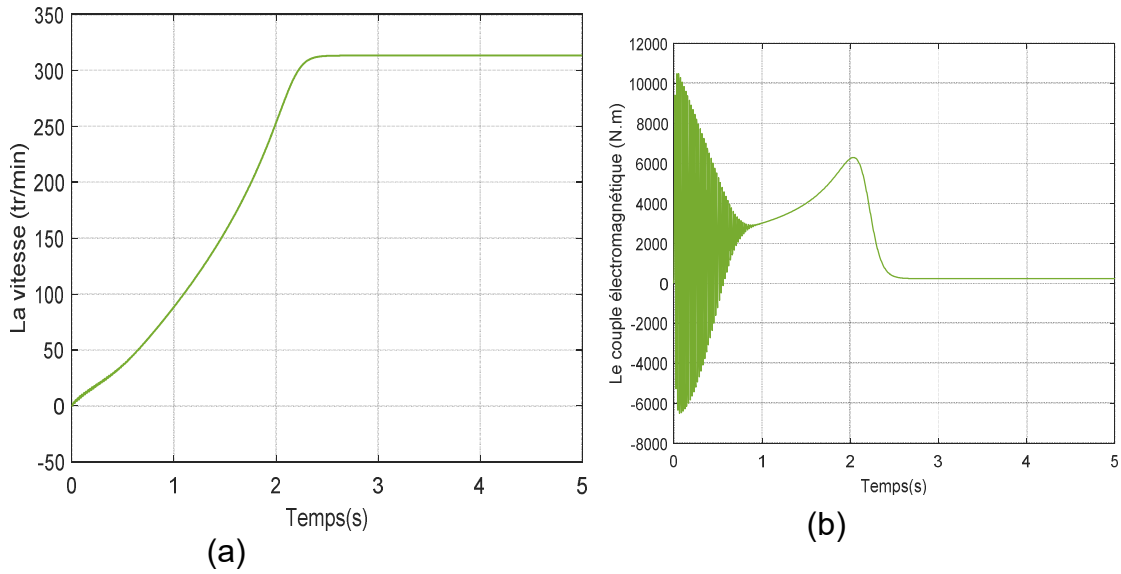


Figure II.4 (a) La vitesse et (b) le couple électromagnétique.

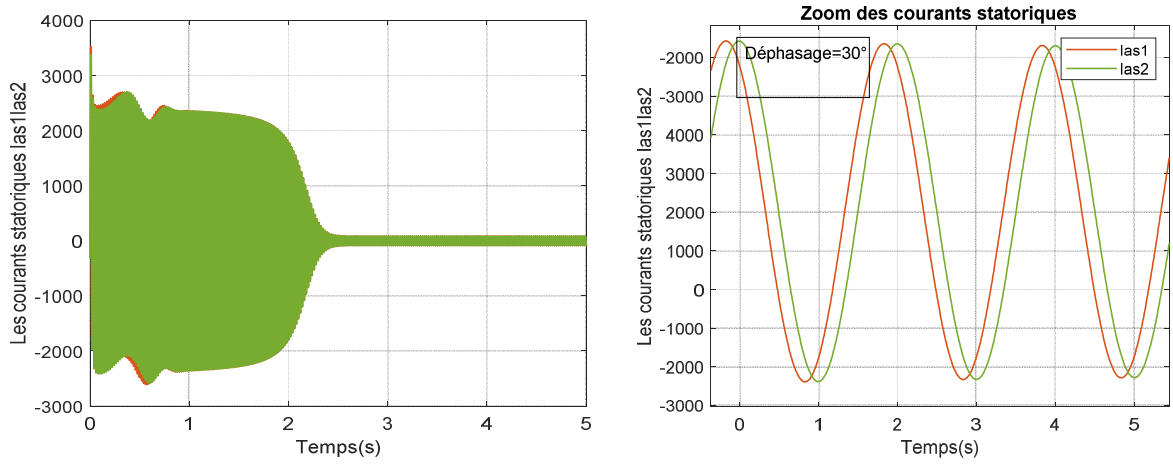


Figure II.5 : Allures des courants statoriques I_{as1} , I_{as2} (A).

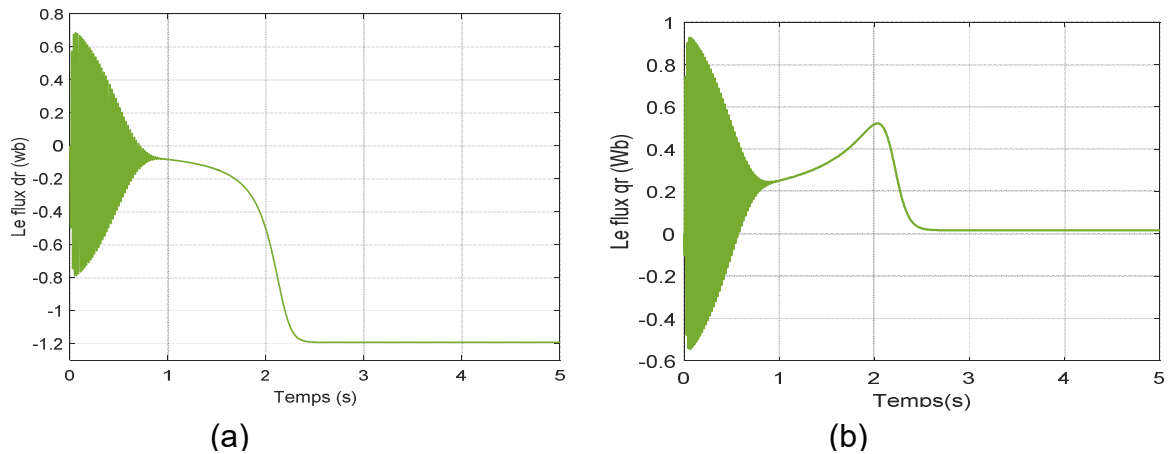


Figure II.6 : (a) Allure de flux rotorique ϕ_{dr} et (b) le flux ϕ_{qr} .

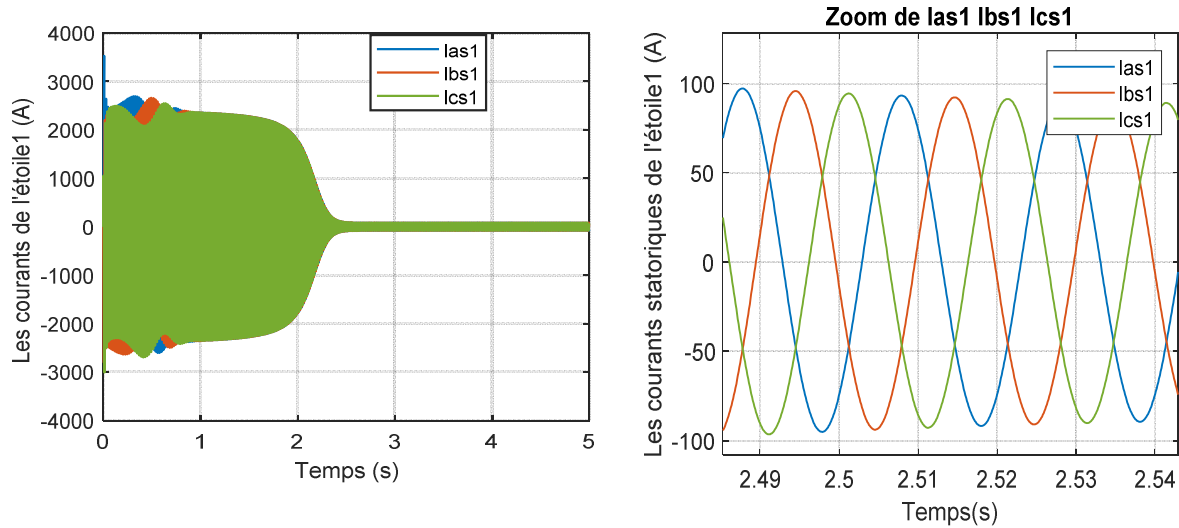


Figure II.7 : Allure des courants statoriques de l'étoile $I_{as1}, I_{bs1}, I_{cs1}$.

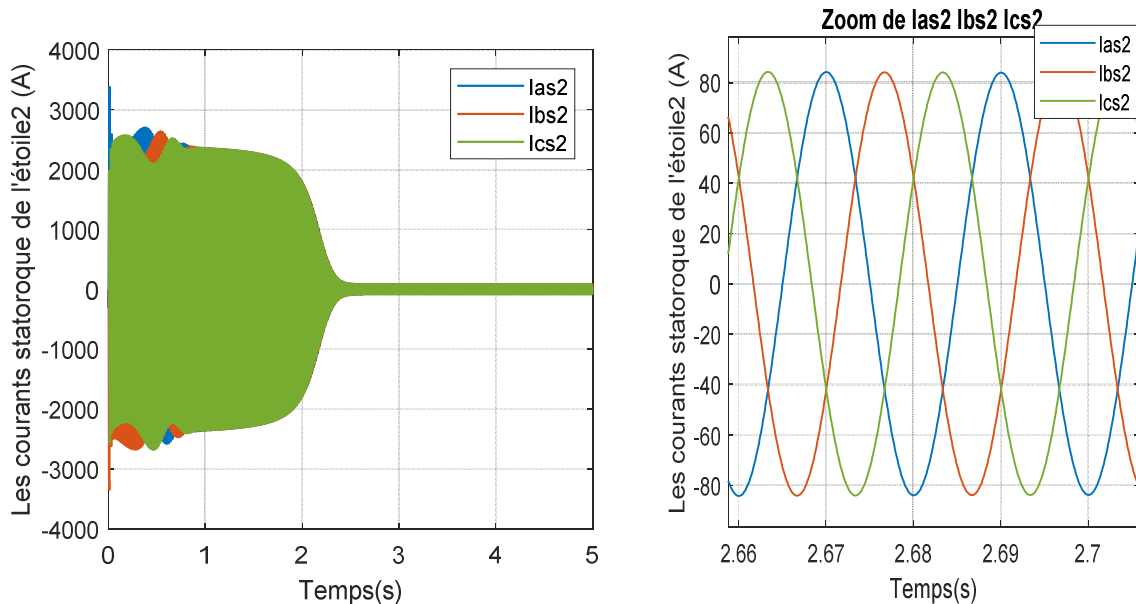


Figure II.8 : Allure des courants statoriques de l'étoile $2I_{as2}, I_{bs2}, I_{cs2}$.

La vitesse augmente et évolue presque linéairement au démarrage et pendant le régime transitoire, et elle atteint 312,546 (Tr/min) à $t \approx 2,4$ (s) (début du régime permanent).

La valeur maximale du couple électromagnétique est de 10483,33 (N.m) au début, avec des oscillations qui disparaissent après 2,04(s) où il atteint 6286,33(N.m). Ensuite, il diminue de manière presque linéaire et se stabilise à sa valeur minimale de 0 (N.m), en raison des frottements.

Les dépassements excessifs des courants statoriques (étoile 1 et 2) entraînent un appel de courant élevé, équivalent à environ 4 fois le courant nominal. Leurs valeurs sont d'environ 3508,48(A), mais disparaissent après quelques alternances (0,5 S) pour donner lieu à des formes au régime permanent, les sinusoïdales d'amplitude constante 82,89 (A) sont observées.

L'évolution des flux rotoriques est presque identique à celle du couple électromagnétique tel que : le flux φ_{dr} à des oscillations presque dans la zone négative et se stabilise à la valeur $-1,19$ (Wb) par contre le flux φ_{qr} à des oscillations presque dans la zone positive et tend vers une valeur nulle dans le régime établi.

II.6.1.2 Fonctionnement en charge

Les résultats de simulation donnés par les figures (II.4) représentent les performances de la machine asynchrone double étoile lorsque on applique un couple résistant

$C_r = 5000$ (N.m) à l'instant $t = 3$ (s).

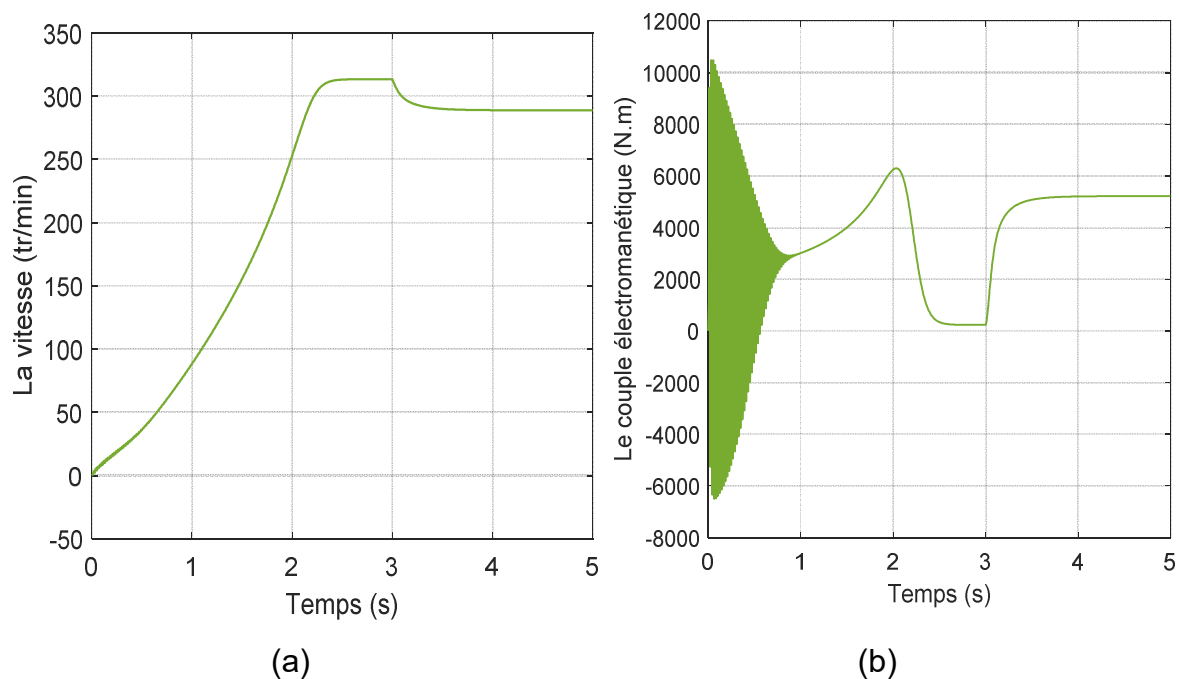


Figure II.9 : (a) La vitesse et (b) le couple électromagnétique.

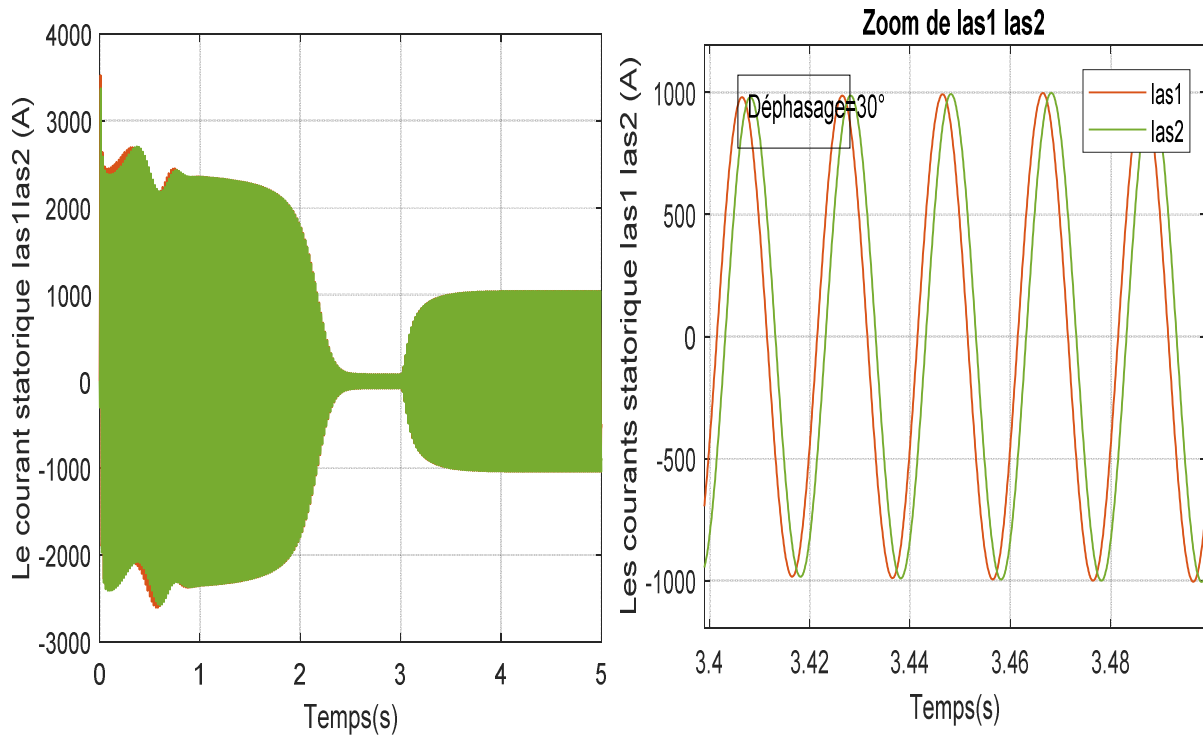


Figure II.10 : Allure des courants statoriques I_{as1} I_{as2} .

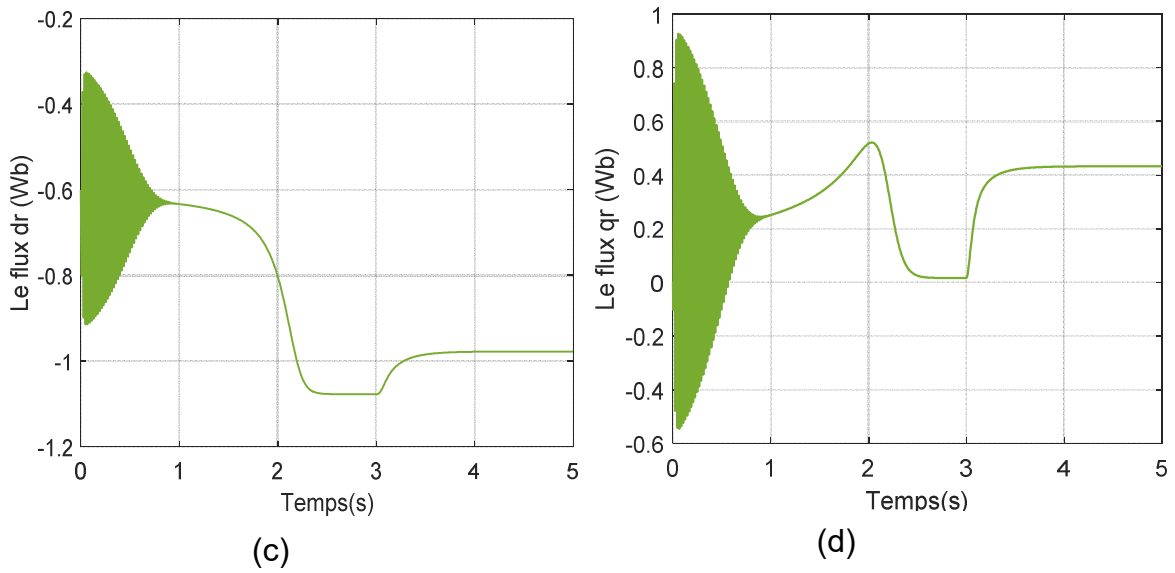


Figure II.11 : (c) Allure de flux rotorique ϕ_{dr} et (d) le flux ϕ_{qr} .

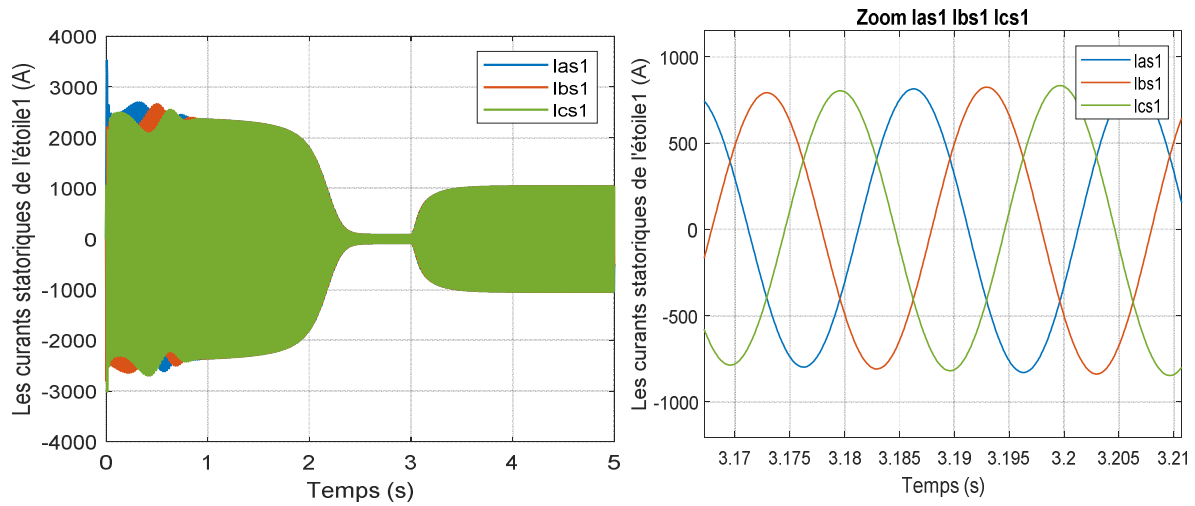


Figure II.12 : Allure des courants statoriques de l'étoile 1 I_{as1} , I_{bs1} , I_{cs1} .

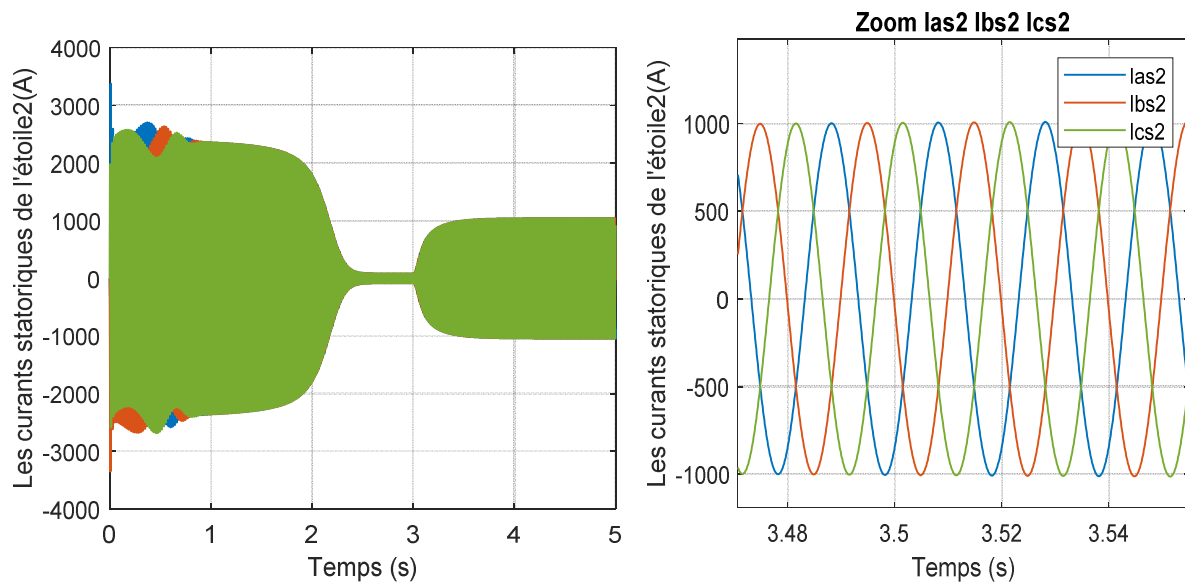


Figure II.13 : Allure des courants statoriques de l'étoile 2 I_{as2} , I_{bs2} , I_{cs2} .

En charge :

L'application d'une charge à la machine à l'instant $t=2$ provoque une perturbation qui sera compensée par l'accroissement de couple électromagnétique il atteint une valeur établie de $C_{em} = 5166,56$ (N.m) .

Le courant du stator augment et tend vers une valeur de $I = 1017,09$ (A).

La vitesse diminuent et se stabilisent respectivement à $N = 291,09$ (tr/min).

Les deux composante du flux rotorique sont directement affectées, le flux direct passe de $-1,19$ (Wb) à $-0,9$ (Wb), quant au flux quadrature, il passe de 0 (Wb) à $0,42$ (Wb) ce qui traduit la fort couplage entre le couple et la vitesse d'une part et le flux rotorique d'autre part .

II.8 Conclusion :

La modélisation de la machine asynchrone double étoile en mode moteur dans le repère (d, q) a été examinée dans ce chapitre. Grâce à cette modélisation, nous avons pu créer un modèle mathématique de cette machine dont la complexité a été diminuée en utilisant plusieurs hypothèses simplificatrices.

Le modèle de MDSE est composé de sept équations différentielles dont les coefficients sont des fonctions du temps périodique. Par application de la transformation de Park, il est possible de diminuer le nombre d'équations du système d'états électrique de la machine de sept à cinq.

Nous proposons dans le chapitre qui suit l'alimentation de la MASDE par des onduleurs multiniveaux.

Chapitre III :

Modélisation et commande de l'onduleur DCI à trois niveaux

III.1 Introduction

Les onduleurs multiniveaux présentent des avantages intéressants pour l'alimentation des machines électriques de forte puissance. En fait leurs structures autorisent des fonctionnements en haute tension tout en offrant des ondes de meilleure qualité spectrale.

Dans ce chapitre, en premier temps nous présenterons le concept des onduleurs multiniveaux et les principales topologies. Puis en second temps, nous focaliserons notre étude sur les onduleurs à trois niveaux à diodes flottantes, leurs modélisations et leurs techniques de commande notamment la commande MLI triangulosinusoidale et la commande vectorielle simplifiée.

III.2 Concept et topologies d'onduleur multiniveaux

III.2.1 Concept multiniveaux

Un onduleur de tension triphasé à N niveaux est un convertisseur statique capable de fournir, en équilibre, une tension entre chaque phase et le point négatif du bus continu avec N niveaux différents. $0, E/(n-1), 2E/(n-1)$. Indépendamment de sa topologie, un onduleur multiniveaux peut donc être modélisé dans une première approche selon l'équation [15] :

$$V_{vm} = \frac{c_i}{N-1} \cdot E \quad (\text{III.1})$$

Avec :

$$V = 1, 2, 3. \text{ Et } c_i = 0, 1, 2, \dots, N-1.$$

L'onduleur de la figure(III.1.a) délivré à sa sortie deux niveaux de tensions :

- Position $P_1 : V_N = E$
- Position $P_2 : V_N = 0$

Les trois positions (P_1, P_2 et P_3) de l'interrupteur de la figure(III.1.b), permettent d'avoir respectivement trois niveaux de tension ($E, -E$ et 0). D'où l'appellation onduleur à trois niveaux. La généralisation de ce principe, permet d'aboutir à la structure à N niveaux de la figure (III.1.c).

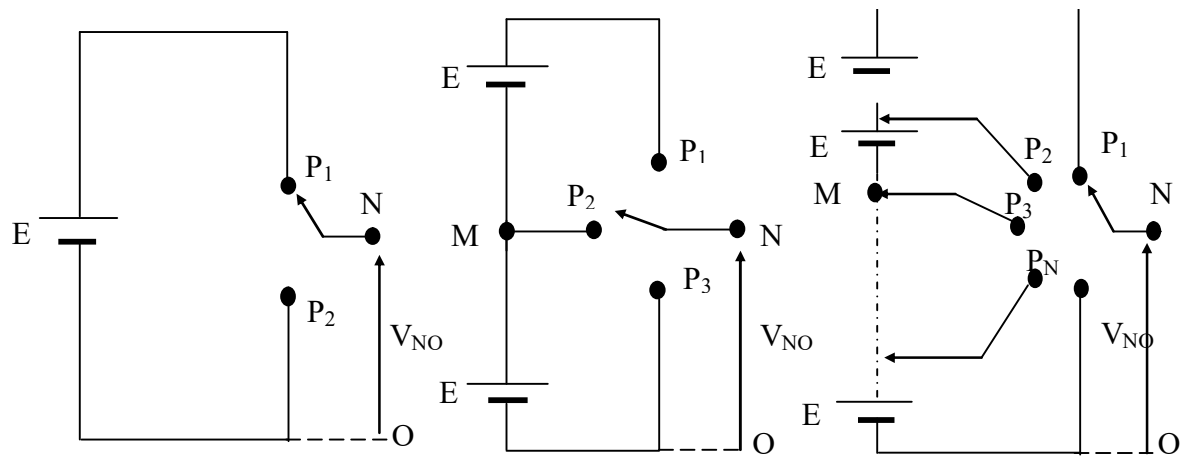


Figure III.1 : Schéma d'un bras d'onduleur : (a) 2 niveaux ; (b) 3 niveaux ; (c) N niveaux.

L'onduleur multiniveaux présente plusieurs avantages, parmi lesquels on peut mentionner [16]:

- La qualité d'onde : non seulement les convertisseurs multiniveaux peuvent produire des tensions de sortie avec une distorsion très faible, mais ils peuvent également réduire, ce qui permet de réduire certains problèmes de compatibilité électromagnétique (CEM).
- La tension de mode commun : Les convertisseurs multiniveaux génèrent une tension de mode commune plus faible, ce qui permet d'augmenter la durée de vie des moteurs lorsqu'ils sont employés dans le domaine des entraînements électriques. De plus, il est possible d'éliminer la tension de mode commun en utilisant des stratégies de modulation avancées comme celle présentée dans.
- Courant d'entrée : les convertisseurs multiniveaux peuvent tirer un courant d'entrée avec une faible distorsion.
- Fréquence de découpage : les convertisseurs multiniveaux peuvent fonctionner à la fois à la fréquence fondamentale et à une fréquence de découpage élevée (MLI).

III.2.2 Les différentes topologies des onduleurs multi niveaux

Cette section est consacrée à la présentation du fonctionnement des principales structures des onduleurs multi niveaux : l'onduleur en cascade, l'onduleur à diode de bouclage, l'onduleur à capacités flottantes.

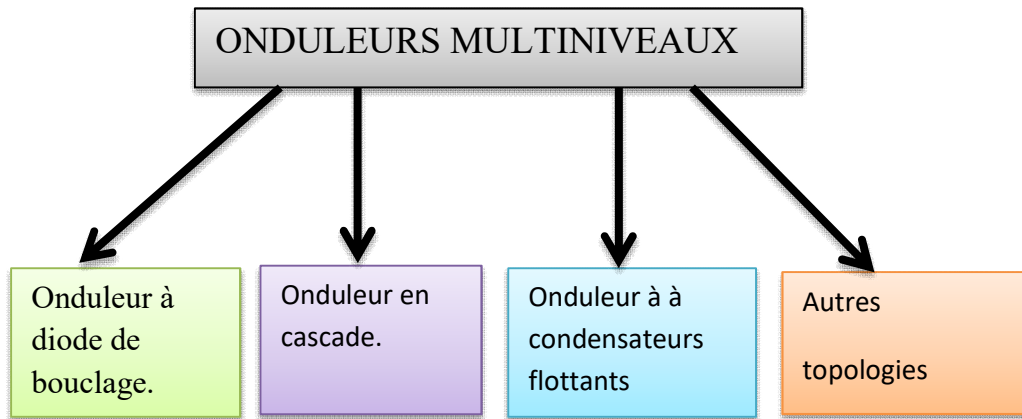


Figure III.2 : Les différentes topologies des onduleurs multi niveaux.

III.2.2.1 Onduleur de tension à diodes de bouclage

La première topologie, de l'onduleur de tension multi niveaux est la structure NPC (NeutralPoint-Clamped). Elle a été proposée, la première fois en 1981, par Nabae et al. En ce moment, c'est la topologie la plus utilisée dans l'industrie [17].

- **Principes de base**

Nous restreindrons l'étude à un bras d'onduleur NPC de trois niveaux afin de simplifier les choses. Notre objectif est de déterminer les valeurs que la tension peut prendre V_{ao} pour les différents états des interrupteurs statiques, et de présenter les séquences de conductions des interrupteurs.

La version la plus basique de cet onduleur comprend quatre interrupteurs contrôlables et six diodes, ainsi que deux condensateurs connectés en parallèle avec la tension d'entrée V_{dc} , comme illustré dans la Figure (III.3.a).

Afin de garantir les valeurs de tension. Deux cellules de commutations sont présentes dans les interrupteurs T_{11}, T'_{11} et T_{12}, T'_{12} où les deux interrupteurs de chaque cellule sont complémentaires.

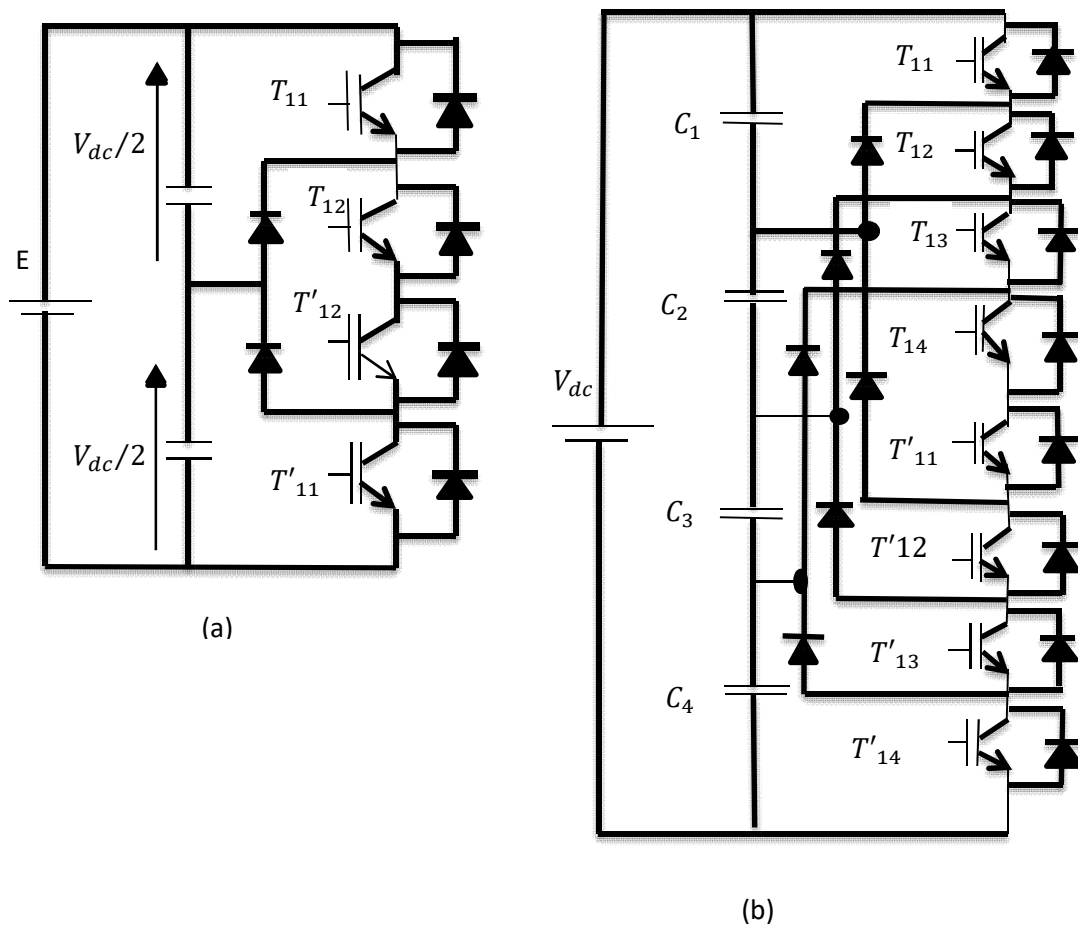


Figure III.3 : Circuit d'une phase d'un convertisseur NPC. a) à trois niveaux. b) à cinq niveaux.

Pour un convertisseur NPC à N-niveaux de tensions, nous avons N séquences de fonctionnement possible permettant de générer les N niveaux de tensions.

III.2.2.2 Onduleur de tension à condensateurs flottants

La topologie de l'onduleur multi-niveaux à condensateur flotteur (flying capacitor Multilevel inverter), donnée par la figure III.5, a été proposée en 1992. Elle est considérée comme l'alternative la plus sérieuse à la topologie de l'onduleur à diode flottante. L'avantage de cette topologie est qu'elle élimine le problème des diodes de bouclage présent dans les topologies des onduleurs à diode flottante multi-niveaux.

En plus, cette topologie limite naturellement les contraintes en tension imposées aux composants de puissance (faible valeur de dv/dt aux bornes des composants) et introduit des états de commutation additionnelles qui peuvent être utilisés pour aider à maintenir l'équilibre des charges dans les condensateurs.

La topologie de l' onduleur à condensateur flotteur a assez d'états de commutation pour contrôler l'équilibre des charges dans chaque bras d'onduleur ayant n'importe quel nombre de niveaux, ce qui n'est pas le cas dans l' onduleur à diode flottante .

Actuellement il semble que cette topologie a quelques inconvénients. Néanmoins, quelques points faibles doivent toujours être explorés :

Le contrôleur de la charge du condensateur ajoute la complexité au contrôle du circuit entier.

La topologie de l'onduleur à condensateur flotteur à multi-niveaux peut exiger plus de condensateurs que la topologie de l'onduleur à diode flottante. De plus, il est évident que des courants de grandes valeurs efficaces circuleront à travers ces condensateurs; il y a un potentiel de résonance parasite entre les condensateurs découplés [18].

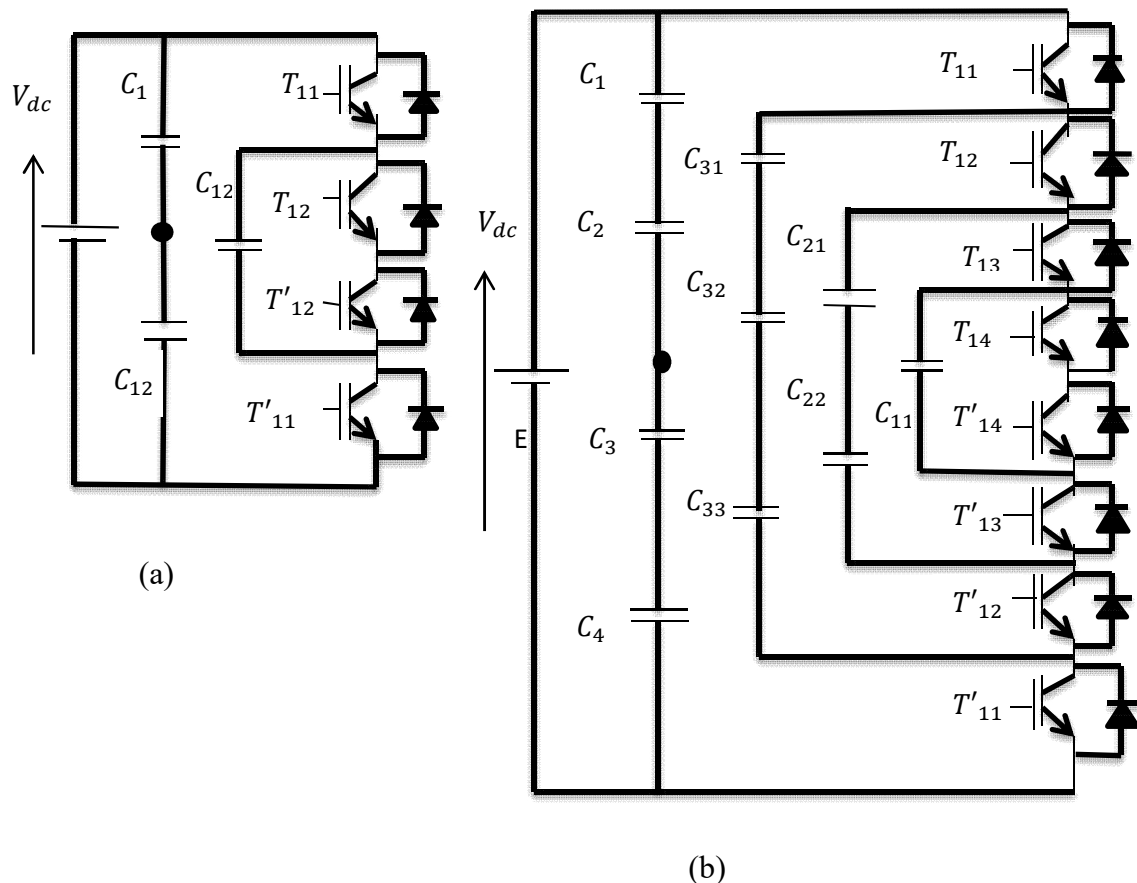


Figure III.4 : Circuit d'une phase d'un convertisseur à condensateur flottant : a) à trois niveaux. b) à cinq niveaux.

III.2.2.3 Onduleurs multi niveaux en cascade

Une des premières applications des connexions en série des topologies des convertisseurs monophasés en pont en était pour la stabilisation de plasma Par Marchesoni et al. en 1988.

Le principe de base de cette topologie est la connexion de plusieurs onduleurs monophasés à sources continues séparées.

- **Principes de base**

Pour mieux comprendre le fonctionnement de la structure cascade en pont H à trois niveaux de tension, nous allons limiter notre étude à sa structure monophasée, figure III.5.a.

La structure d'un bras d'onduleur trois niveaux de type cascade en pont H est identique à celui d'un onduleur classique monophasé en pont complet voir figure.III.5.a. Cependant la technique de commande est différente ce qui permettra d'avoir les trois niveaux de tension.

L'objectif visé est donc de déterminer les valeurs que peut prendre la tension V_{ao} pour les différents états possibles des interrupteurs, de montrer les séquences de conductions des interrupteurs [17].

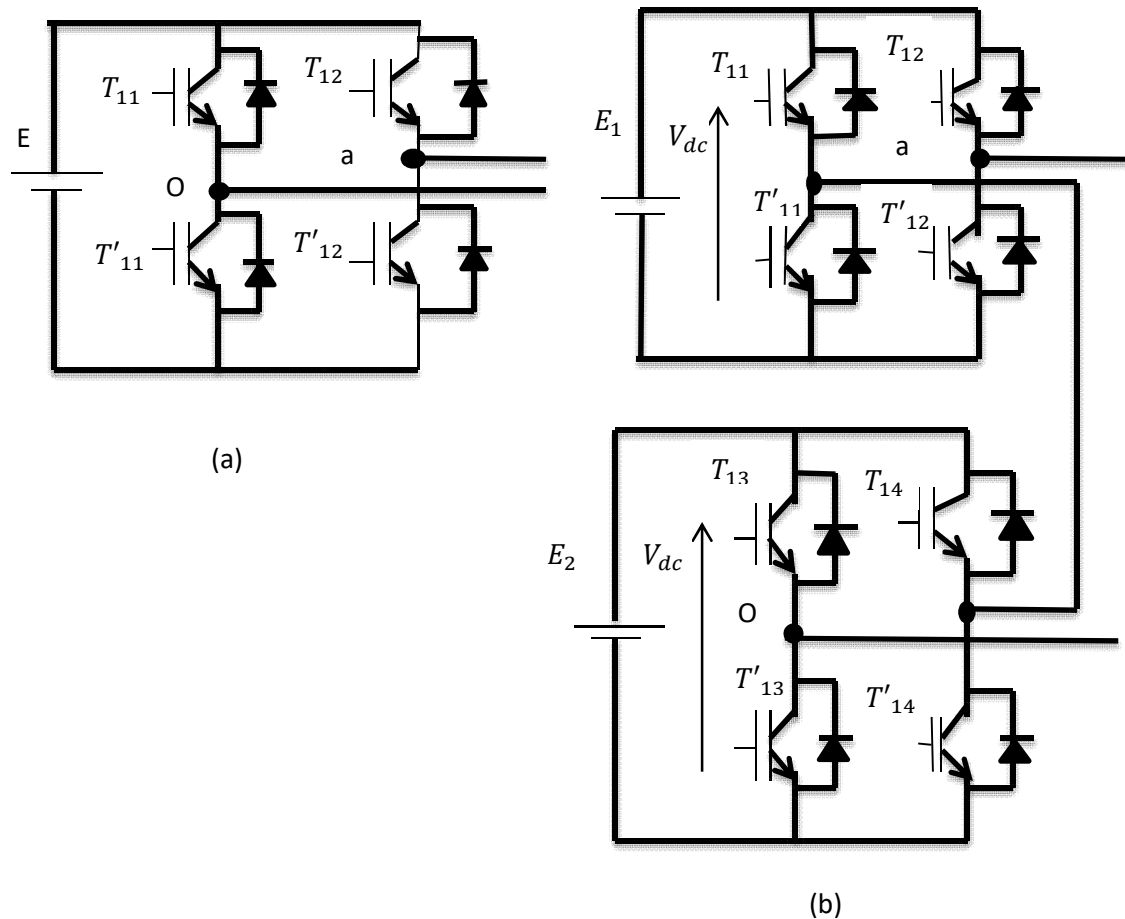


Figure III.5 : Structure d'un bras d'onduleur multi-niveaux de type cascade. a) à trois niveaux. b) à cinq niveaux.

III.2.3 Autres topologies

Outre les trois topologies de base discutées précédemment, d'autres topologies de convertisseurs multi niveaux ont été proposées, mais la plupart d'entre elles sont à base de circuits "hybrides", combinaisons de deux topologies de base ou de légères variations de celles-ci. Ces topologies sont [19]:

- Le convertisseur asymétrique hybride.
- Le convertisseur avec des ponts en cascade et sources CC/CC avec isolement.
- Le convertisseur avec commutation douce.
- Les convertisseurs reliés par transformateur.
- Le convertisseur Diode/Capacitor-Clamped : variante de l'onduleur NPC.
- Le convertisseur multi niveaux généralisé.

III.3 Modélisation de l'onduleur à trois niveaux à diodes flottantes

III.3.1 Structure de l'onduleur à trois niveaux à diodes flottantes (DCI)

La structure de ce type d'onduleurs est présentée à la figure III.6. Cet onduleur est composé de trois bras, chaque bras ayant quatre interrupteurs bidirectionnels, réalisés par la mise en antiparallèle d'un transistor et une diode. Pour éviter le court-circuit de la source continue à l'entrée de l'onduleur ou l'ouverture de la charge alternative à la sortie, on doit éviter de fermer ou d'ouvrir simultanément les quatre interrupteurs d'un bras. On suppose que la tension U_c est divisée en égalité entre les deux capacités : $U_{c1} = U_{c2} = U_c/2$. On associe à chaque phase des diodes appelées diodes flottantes, qui servent à appliquer les différents niveaux de tension de la source continue [20].

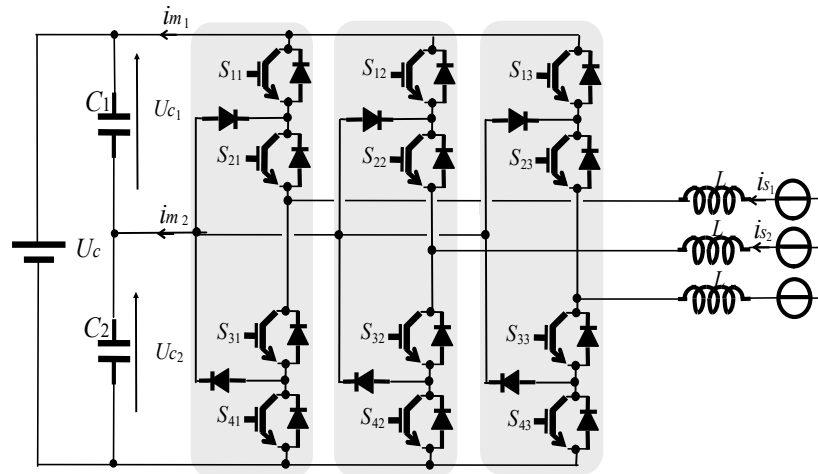


Figure III.6 : Onduleur triphasé à trois niveaux à diodes flottantes.

III.3.2 Fonctions de commutation

Pour chaque interrupteur S_{ij} ($i = 1,2,3,4$), $j = (1,2,3)$ on définit une fonction de commutation F_{ij} de la manière suivante:

$$F_{ij} = \begin{cases} 1 & \text{si } S_{ij} \text{ est fermé} \\ 0 & \text{si } S_{ij} \text{ est ouvert} \end{cases} \quad (\text{III.2})$$

Les interrupteurs de chaque bras sont complémentaires deux à deux:

$$F_{ij} = 1 - F_{(i-2)j} \quad (\text{III.3})$$

III.3.3 Fonction de connexion d'un demi-bas

On définit une fonction de connexion du demi-bas, qu'on notera F^b_{jM} avec j indice du bras.

$$\text{Tel que } b = \begin{cases} 1 & \text{pour le demi - bars du haut} \\ 0 & \text{pour le demi - bars du bas} \end{cases} \quad (\text{III.4})$$

Les fonctions de connexion F^b_{jM} des trois bras s'écrivent comme suit :

$$\begin{cases} F^b_{j11} = F_{11} \cdot F_{12} \\ F^b_{j10} = F_{14} \cdot F_{13} \end{cases} \quad \begin{cases} F^b_{21} = F_{21} \cdot F_{22} \\ F^b_{20} = F_{24} \cdot F_{23} \end{cases} \quad \begin{cases} F^b_{31} = F_{31} \cdot F_{32} \\ F^b_{30} = F_{34} \cdot F_{33} \end{cases} \quad (\text{III.5})$$

III.3.4 Etats d'un bras de l'onduleur

En mode commandable, chaque bras de l'onduleur a trois états possibles:

Etat P: Les deux interrupteurs du haut S_{1j} et S_{2j} ($j = 1,2$ ou 3) sont fermés, tandis que les deux interrupteurs du bas S_{3j} et S_{4j} ($j = 1,2$ ou 3) sont ouverts. La tension de sortie par rapport au neutre de la source (0) est $U_c/2$.

Etat O: Les deux interrupteurs du milieu S_{2j} et S_{3j} ($j = 1,2$ ou 3) sont fermés, tandis que les deux interrupteurs des extrémités S_{1j} et S_{4j} ($j = 1,2$ ou 3) sont ouverts. La tension de sortie par rapport au neutre de la source (0) est 0.

Etat N: Les deux interrupteurs du bas S_{3j} et S_{4j} ($j = 1,2$ ou 3) sont fermés, tandis que les deux interrupteurs du haut S_{1j} et S_{2j} ($j = 1,2$ ou 3) sont ouverts. La tension de sortie par rapport au neutre de la source (0) est $-U_c/2$.

La correspondance entre les états du bras, les états des interrupteurs et la tension de sortie est résumée au tableau III.1.

On définit pour chaque bras (j) trois fonctions de connections, correspondantes aux trois états du bras:

$$\begin{cases} F_{c1j} = F_{1j} \cdot F_{2j} \\ F_{c2j} = F_{2j} \cdot F_{3j} \\ F_{c3j} = F_{3j} \cdot F_{4j} \end{cases} \quad (j = 1,2,3) \quad (\text{III.6})$$

Tableau III.1 : Etats d'un bras de l'onduleur ($j=1,2$ ou 3).

Etat de bars	Etats d'interrupteurs de bars				Tension de sortie V_{jo}
	S_{1j}	S_{2j}	S_{3j}	S_{4j}	
P	1	1	0	0	$U_c/2$
O	0	1	1	0	0
N	0	0	1	1	$-U_c/2$

III.3.5 Etats de l'onduleur

Chaque bras de l'onduleur peut prendre trois états. Ainsi l'onduleur triphasé a $3^3 = 27$ états possibles. Ces états sont identifiés en indiquant les états des trois bras. Par exemple, l'état PON indique que le premier bras est à l'état P, le deuxième est à l'état O, et le troisième est à l'état N.

III.3.6 Tensions de sortie

On appelle fonction de conversion, la fonction qui permet de passer de la tension d'entrée de l'onduleur à sa tension de sortie Notations :

On désigne par :

- V_A, V_B, V_C : Tensions simples aux bornes de chaque phase de la charge.
- V_{AO}, V_{BO}, V_{CO} : Tensions de chaque phase de l'onduleur par rapport au point milieu "O" de l'alimentation continue de l'onduleur.

Pour l'onduleur triphasé à trois niveaux, les potentiels des nœuds : A, B, C par rapport au point O s'expriment à l'aide des fonctions de connexions comme suit:

$$\begin{cases} V_{AO} = F_{11} \cdot F_{12} \cdot U_{C1} - F_{13} \cdot F_{14} \cdot U_{C2} \\ V_{BO} = F_{21} \cdot F_{22} \cdot U_{C1} - F_{23} \cdot F_{24} \cdot U_{C2} \\ V_{CO} = F_{31} \cdot F_{32} \cdot U_{C1} - F_{33} \cdot F_{34} \cdot U_{C2} \end{cases} \quad (\text{III.7})$$

Dans le cas où $U_{C1} = U_{C2} = U_c/2$, le système (III.7) s'écrit :

$$\begin{cases} V_{AO} = F_{11} \cdot F_{12} \cdot U_{C1} - F_{13} \cdot F_{14} \cdot U_{C2} = (F_{11} \cdot F_{12} - F_{13} \cdot F_{14}) \cdot U_c/2 \\ V_{BO} = F_{21} \cdot F_{22} \cdot U_{C1} - F_{23} \cdot F_{24} \cdot U_{C2} = (F_{21} \cdot F_{22} - F_{23} \cdot F_{24}) \cdot U_c/2 \\ V_{CO} = F_{31} \cdot F_{32} \cdot U_{C1} - F_{33} \cdot F_{34} \cdot U_{C2} = (F_{31} \cdot F_{32} - F_{33} \cdot F_{34}) \cdot U_c/2 \end{cases} \quad (\text{III.8})$$

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

$$\begin{cases} V_{AB} = V_{AO} - V_{BO} = [(F_{11} \cdot F_{12} - F_{13} \cdot F_{14}) - (F_{21} \cdot F_{22} - F_{23} \cdot F_{24})] \cdot U_c / 2 \\ V_{BC} = V_{BO} - V_{CO} = [(F_{21} \cdot F_{22} - F_{23} \cdot F_{24}) - (F_{31} \cdot F_{32} - F_{33} \cdot F_{34})] \cdot U_c / 2 \\ V_{CA} = V_{CO} - V_{AO} = [(F_{31} \cdot F_{32} - F_{33} \cdot F_{34}) - (F_{11} \cdot F_{12} - F_{13} \cdot F_{14})] \cdot U_c / 2 \end{cases} \quad (\text{III.9})$$

III.3.7 Vecteur de tension de sortie et diagramme vectoriel

Le vecteur de tension de sortie est défini par :

$$V_s = V_{10}e^{j0} + V_{20}e^{-j2\pi/3} + V_{30}e^{j2\pi/3} = V_d + j V_q \quad (\text{III.10})$$

V_d et V_q sont les composantes du vecteur V_s dans le plan d-q.

Ce vecteur prend dix-huit positions discrètes dans le plan d-q suivant les états de l'onduleur. Ces positions sont indiquées sur le diagramme vectoriel de l'onduleur (Figure III.7). Ils sont rangées sur deux hexagones: douze positions sur l'hexagone externe (correspondantes aux états PNN, PON, PPN, OPN, NPN, NPO, NPP, NOP, NNP, ONP, PNP et PNO), six positions sur l'hexagone interne (correspondantes aux états (POO-ONN), (PPO-ONN), (OPO-NON), (OPP-NOO), (OOP-NNO) et (POP-ONO)), en plus d'une position à l'origine du diagramme, correspondante aux états PPP, OOO et NNN. Chaque position sur l'hexagone interne est produite par deux états distincts. Ces états sont appelés états redondants, et les vecteurs correspondants sont appelés vecteurs redondants.

Les positions discrètes du vecteur de tension de sortie V_s divisent le diagramme vectoriel en six secteurs triangulaires, les sommets de ces secteurs triangulaires étant l'origine du diagramme vectoriel et les apex de l'hexagone externe [21].

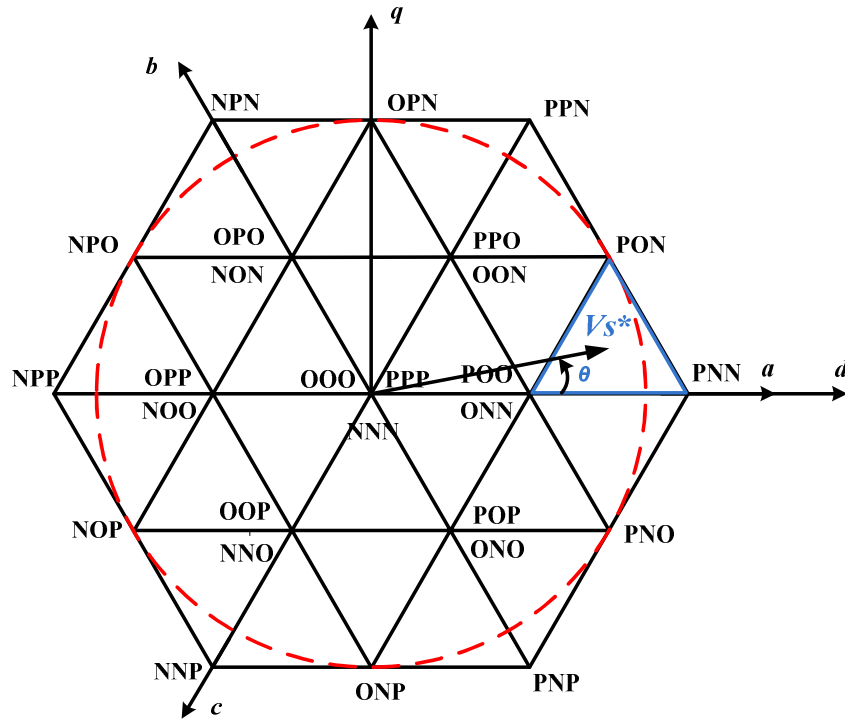


Figure III.7 : Diagramme vectoriel de l'onduleur à trois niveaux.

III.4 Commande triangulo-sinusoidale à deux porteuses

III.4.1 Principe de la méthode

Le principe de cette méthode est la comparaison entre une tension de référence sinusoïdale à faible fréquence et deux porteuses triangulaires bipolaires à fréquence plus élevée. Les instants de la commutation sont déterminés par les points d'intersection entre les deux porteuses et la tension de référence. Cette stratégie est caractérisée par deux paramètres :

- **L'indice de modulation m** : qui est le rapport de la fréquence f_p de porteuse à la fréquence f de la tension de référence.
$$m = \frac{f_p}{f} \quad (\text{III.11})$$
- **Le taux de modulation r** : qui est le rapport de l'amplitude V_m de la tension de référence à l'amplitude U_{pm} de la porteuse.
$$r = \frac{V_m}{U_{pm}} \quad (\text{III.12})$$

La modulation est synchrone quand m est entier, et asynchrone dans le cas contraire. Les tensions de sorties de l'onduleur V_{an} , V_{bn} , V_{cn} étant identique à un tiers de période de leur fondamentale près, il faut commander chaque demi-pont avec un retard de $(T/3)$ sur le précédent.

Les tensions de référence et les porteuses utilisées sont exprimées par :

$$\begin{cases} V_{\text{ref1}} = V_m \sin(\omega t) \\ V_{\text{ref2}} = V_m \sin(\omega t - 2\pi/3) \\ V_{\text{ref3}} = V_m \sin(\omega t - 4\pi/3) \end{cases} \quad (\text{III.13})$$

$$\begin{cases} U_{p1} = \begin{cases} V_m \left(\frac{4t}{T_p} - 1 \right) & 0 < t < \frac{T_p}{2} \\ V_m \left(3 - \frac{4t}{T_p} \right) & \frac{T_p}{2} < t < T_p \end{cases} \\ U_{p2} = -U_{p1} \end{cases} \quad (\text{III.14})$$

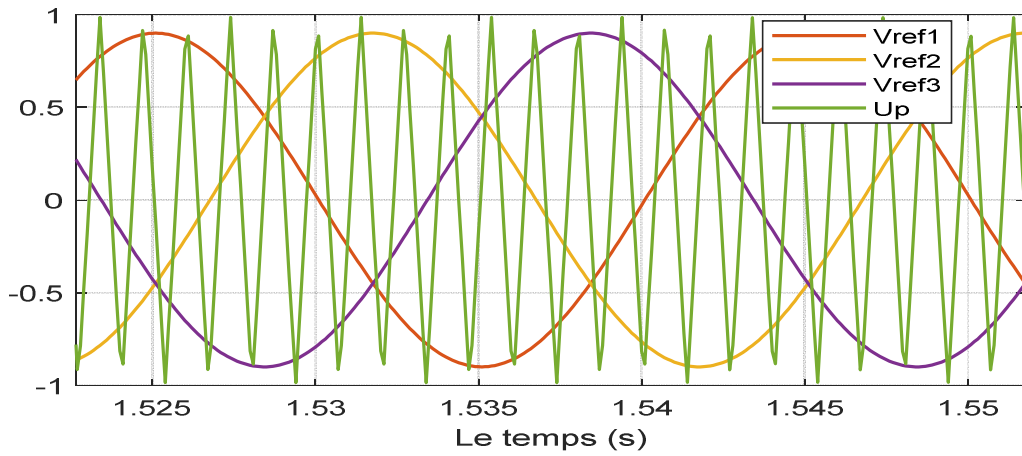


Figure III. 8. Tensions de références et porteuses($r=0.9, m=15$).

III.4.2 Algorithme de la commande

Pour cet algorithme, on utilise deux porteuses triangulaires bipolaires déphasées l'une par rapport à l'autre d'une demi-période. Cet algorithme peut être résumé aux deux étapes suivantes :

Etape 1 : Détermination des tensions intermédiaires (V_{j1}, V_{j2}) :

$$\begin{cases} (V_{\text{ref}j} > U_{p1}) \Rightarrow V_{k1} = U_c/2 \\ (V_{\text{ref}j} < U_{p1}) \Rightarrow V_{k1} = 0 \\ (V_{\text{ref}j} > U_{p2}) \Rightarrow V_{k2} = 0 \\ (V_{\text{ref}j} < U_{p2}) \Rightarrow V_{k2} = -U_c/2 \end{cases} \quad j = 1, 2, 3 \quad (\text{III.15})$$

Etape 2 : Détermination du signal V_{k0} et des ordres de commande des interrupteurs :

$$\begin{cases} V_{j0} = V_{k1} + V_{k2} \\ V_{j0} = U_c \Rightarrow S_{1j} = 1, S_{2j} = 1 \\ V_{j0} = -U_c \Rightarrow S_{1j} = 0, S_{2j} = 0 \\ V_{j0} = 0 \Rightarrow S_{1j} = 1, S_{2j} = 0 \end{cases} \quad j=1, 2, 3 \quad (\text{III.16})$$

III.4.3 Simulation numérique

L'organisation fonctionnelle de la simulation du la machine Asynchrone double étoile aliment par onduleur à trois niveaux est donnée sur les figures suivant lorsque on applique un couple résistant $C_r = 5000 \text{ (N.m)}$ à l'instant $t = 3 \text{ (s)}$

Pour : indic de modulation=15 et le coefficient de réglage =0.9

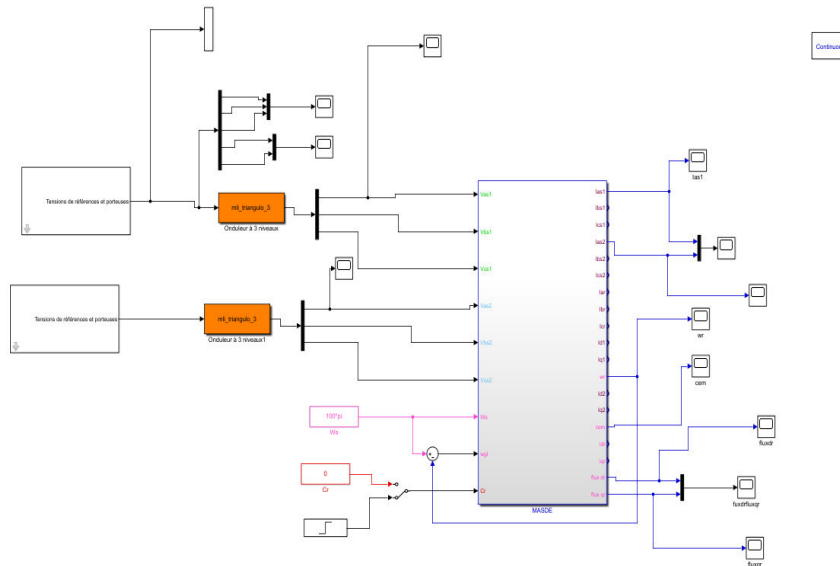
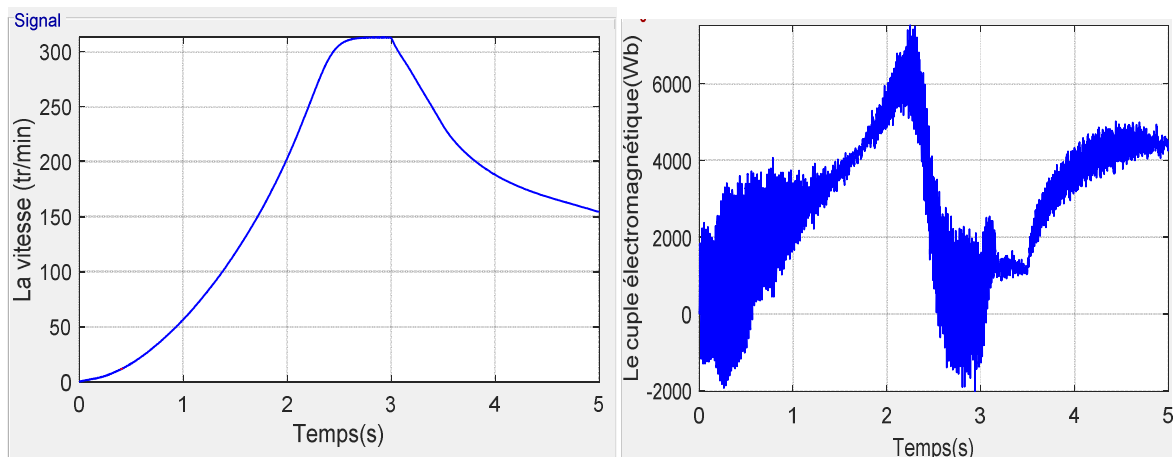


Figure III.9 : Représente schéma bloc de simulation de la MASDE alimente par onduleur à trois niveaux DIC commande MLI-ST.



(a)

(b)

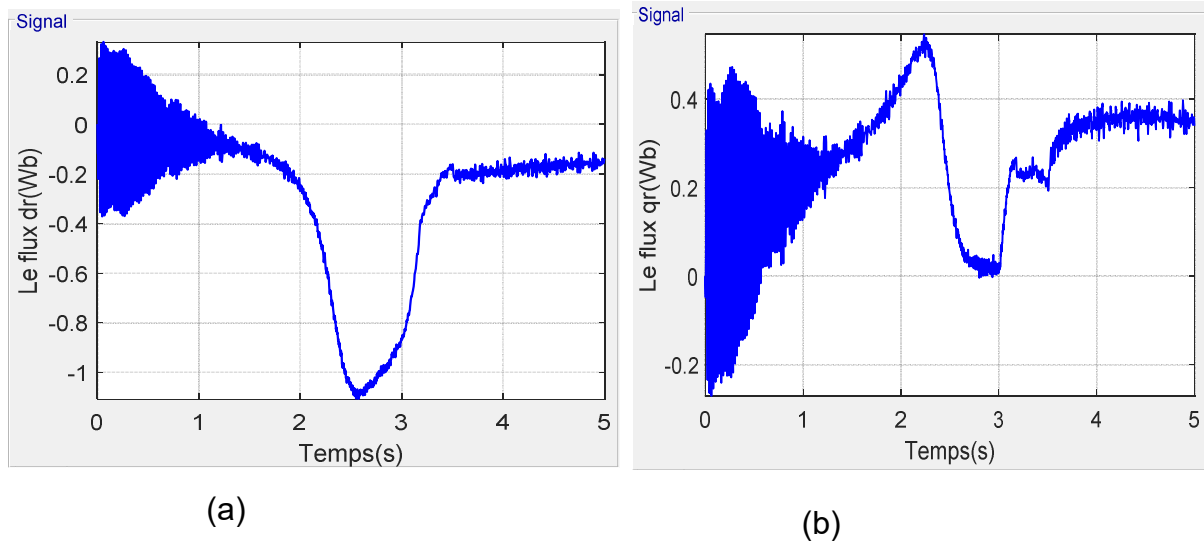
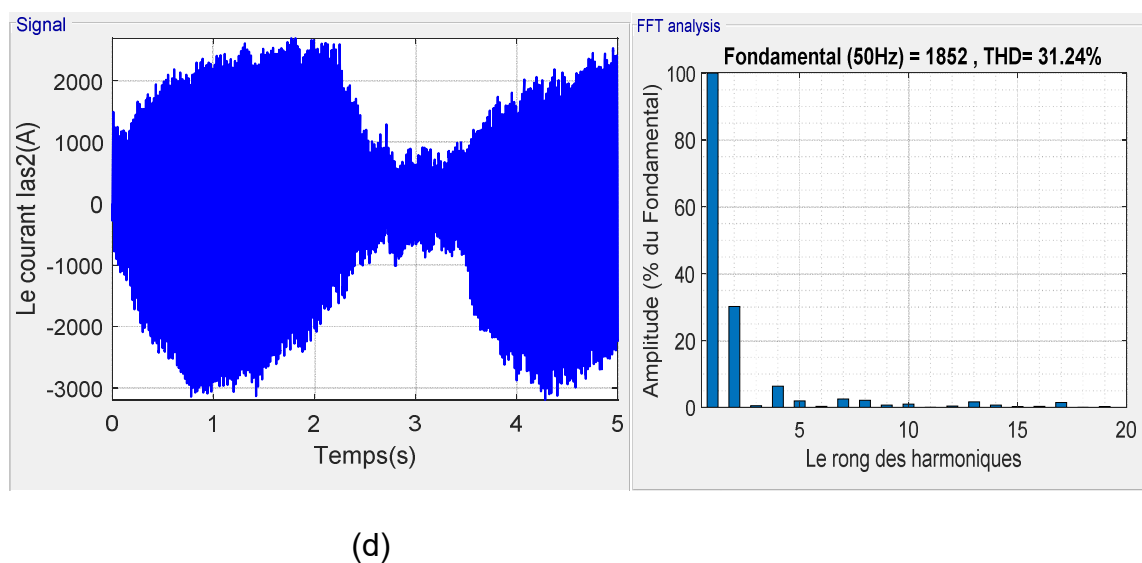
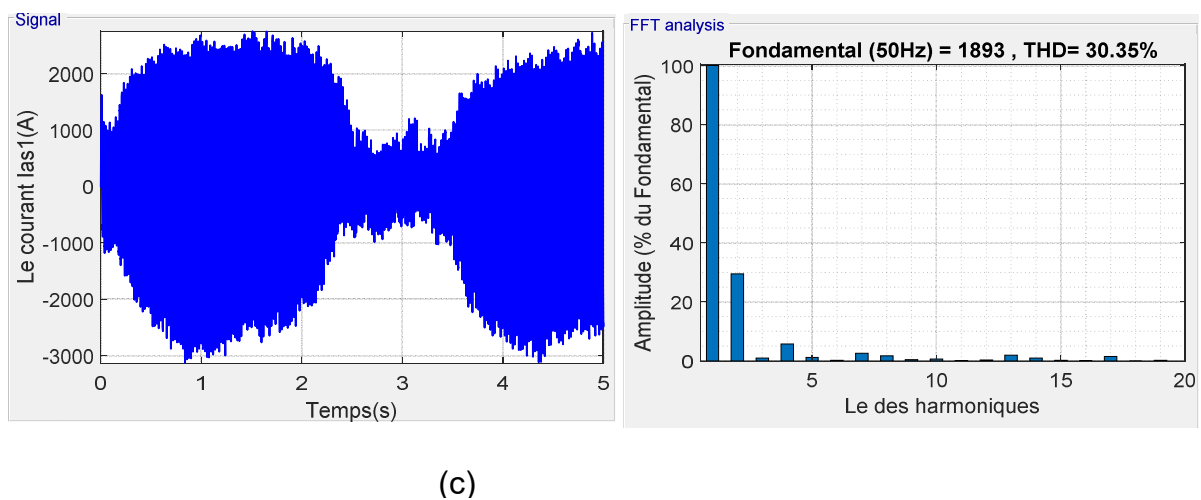
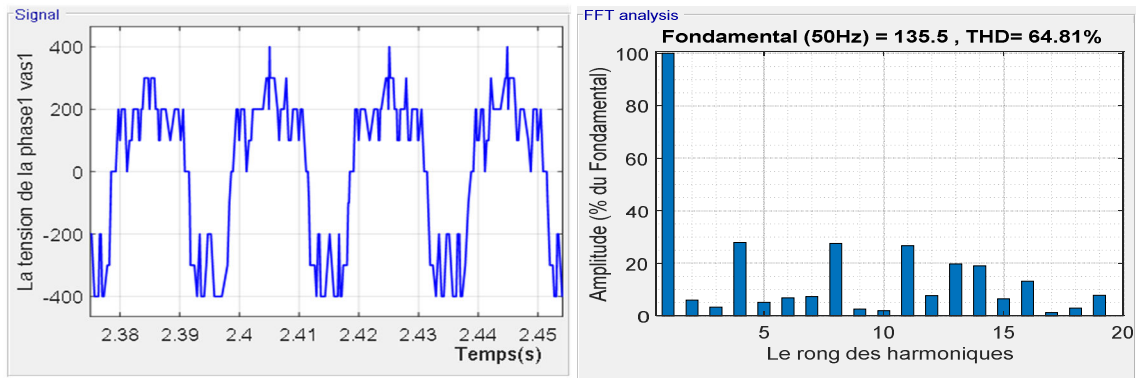
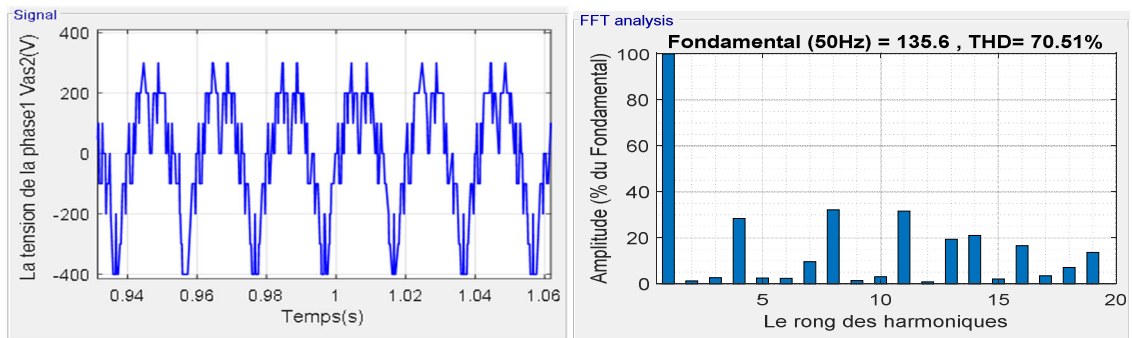
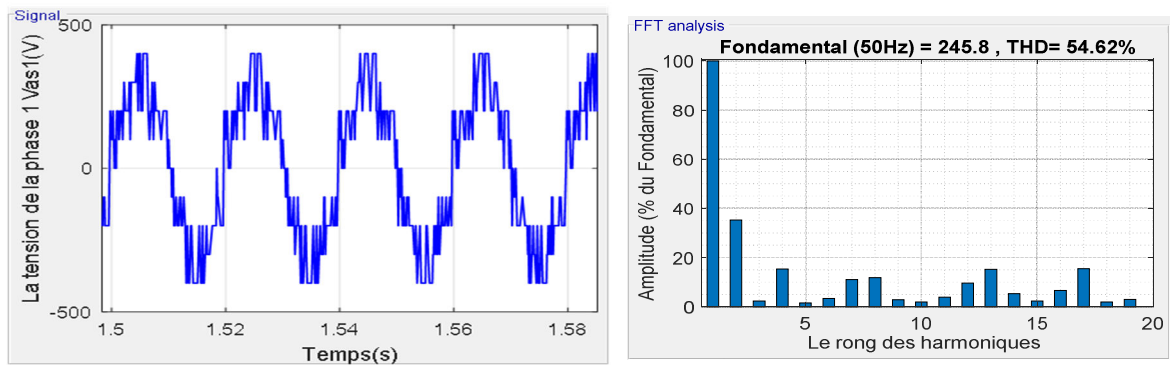
Figure III.10 (a) La vitesse et (b) le couple électromagnétique ($m=15$, $r=0.9$).Figure III.11 : (a) Le flux rotorique φ_{dr} et (b) φ_{qr} ($m = 15$; $r = 0.9$).

Figure III.12 : (c) le courant I_{as1} et (d) le courant I_{as2} et son analyse spectrale ($m=15, r=0.9$).

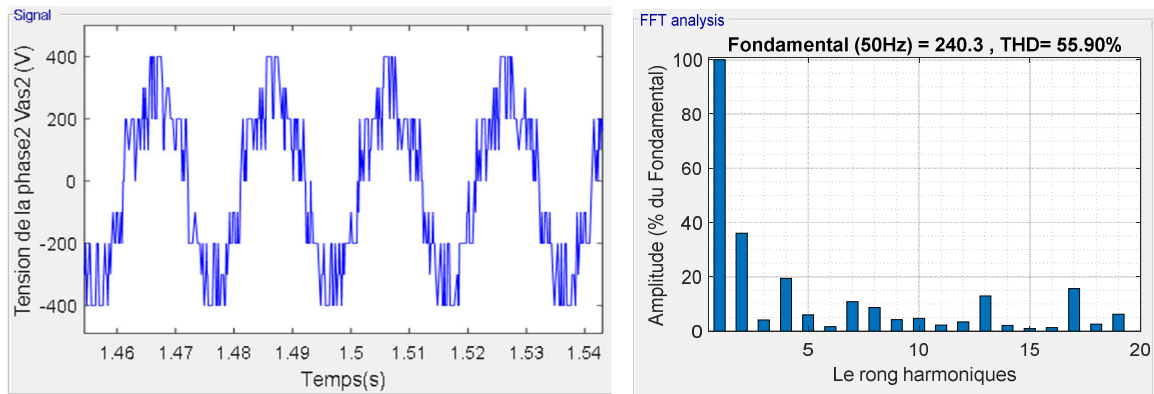
(a)



(b)

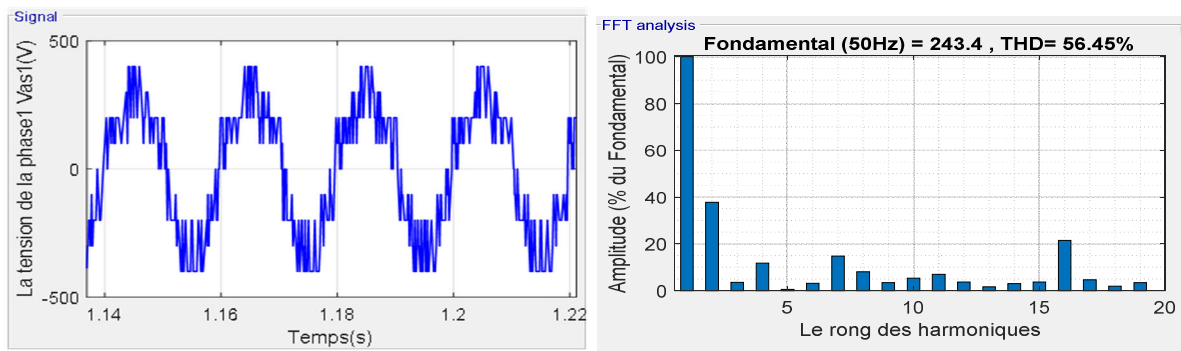
Figure III.13 : (a) La tension V_{as1} , (b) la tension V_{as2} et son analyse spectrale ($m=6, r=0.9$).

(c)

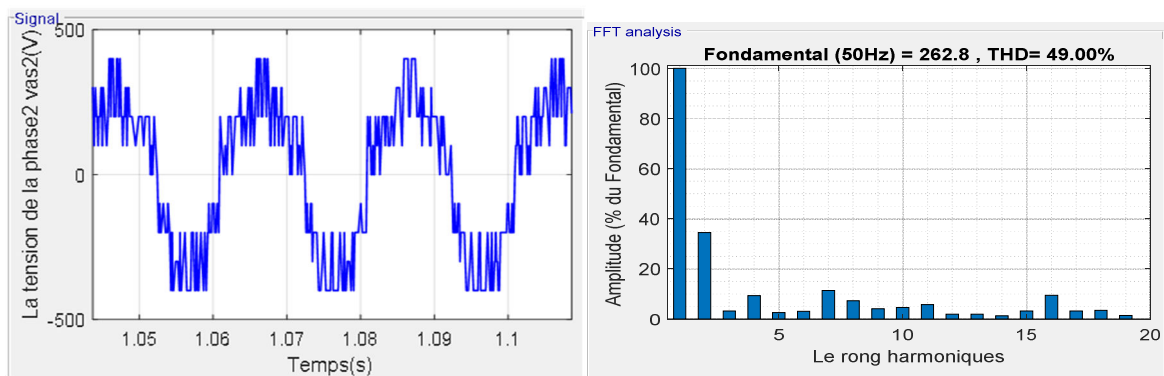


(d)

Figure III.14 : (c) La tension V_{as1} , (d) la tension V_{as2} et son analyse spectrale ($m=15, r=0.9$).



(a)



(b)

Figure III.15 (a) La tension V_{as1} et (b) la tension V_{as2} et son analyse spectrale ($m=18, r=0.9$).

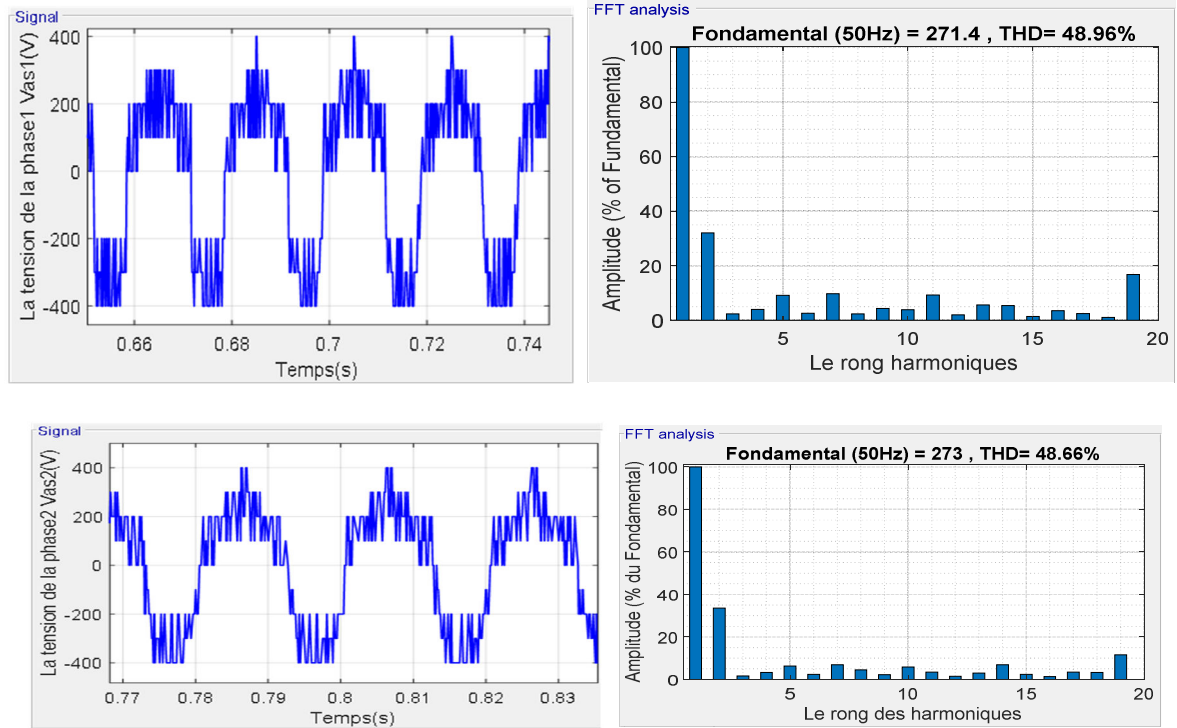


Figure III.16 : La tension V_{as1} , V_{as2} et son analyse spectrale ($m=21, r=0.9$).

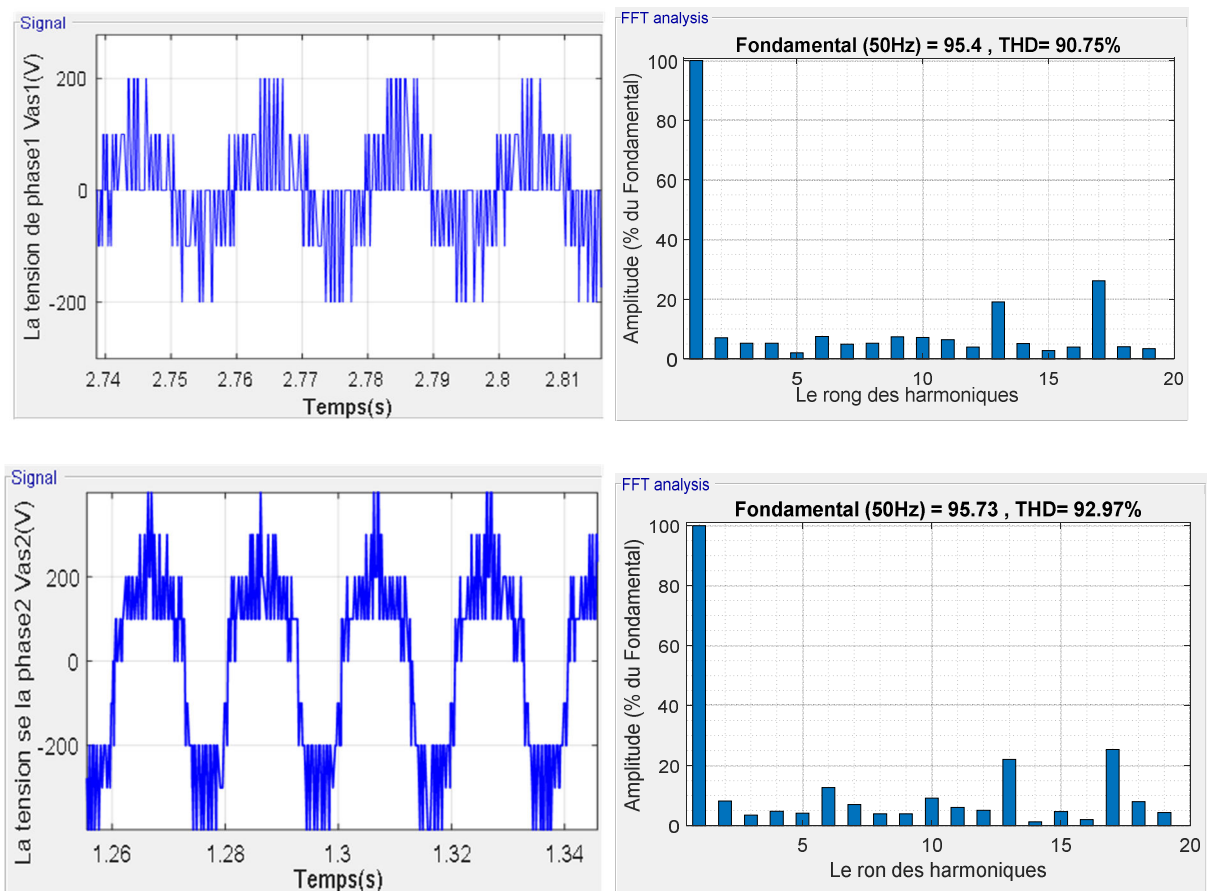


Figure III.17 : La tension V_{as1} , V_{as2} et son analyse spectrale ($m=15, r=0.6$).

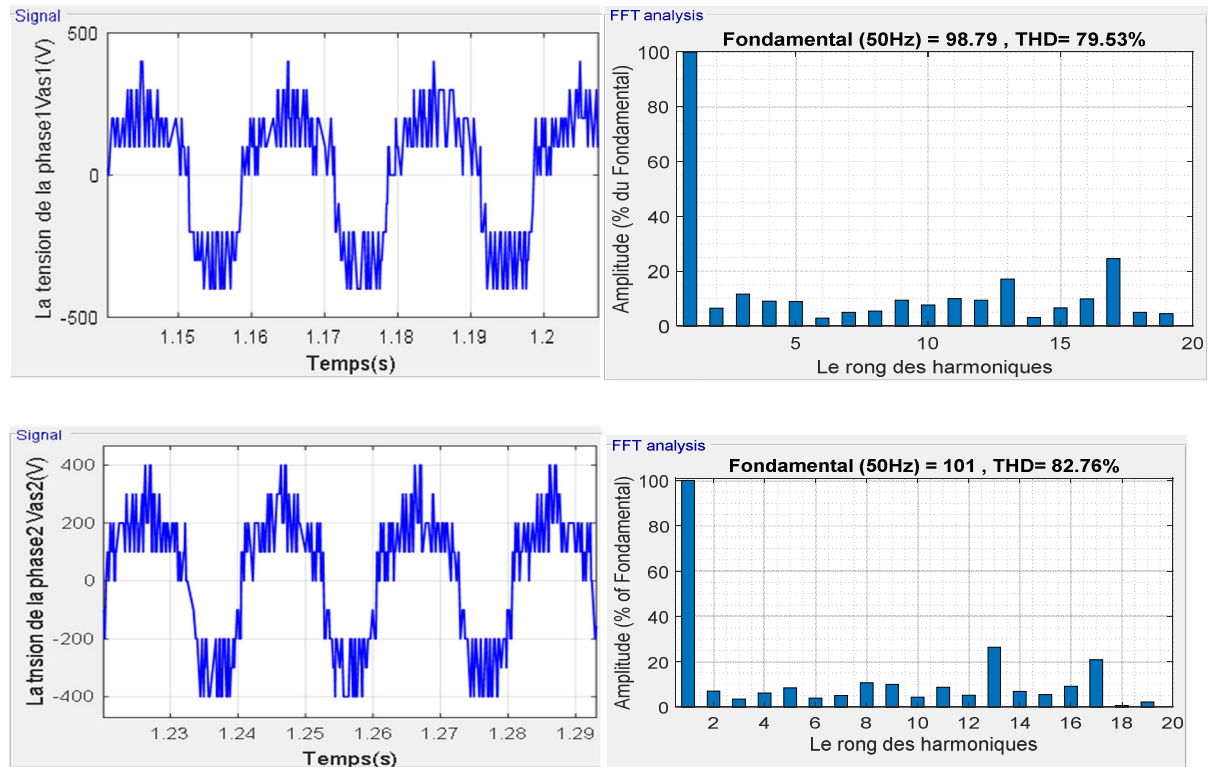


Figure III.18 : La tension V_{as1} , V_{as2} et son analyse spectrale ($m=15, r=0.7$).

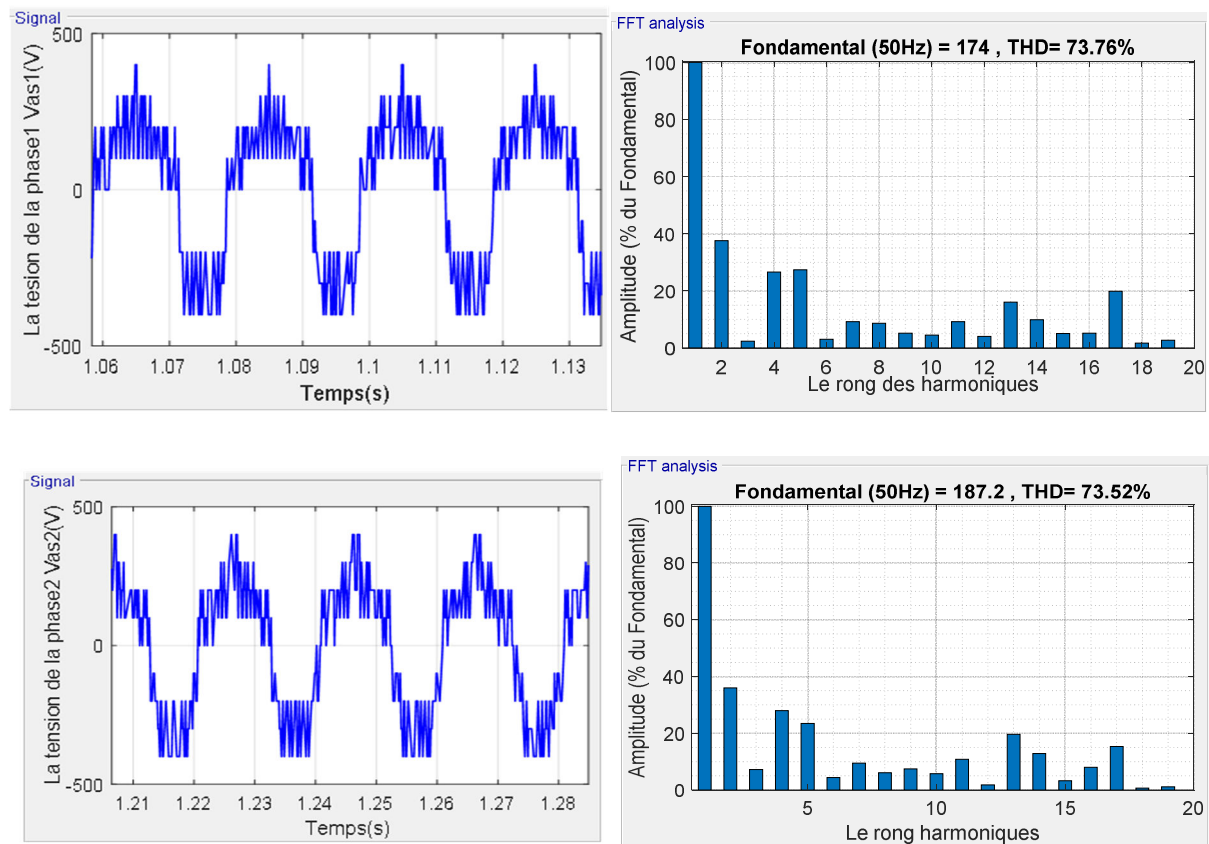


Figure III.19 : La tension V_{as1} , V_{as2} et son analyse spectrale ($m=15, r=0.8$)

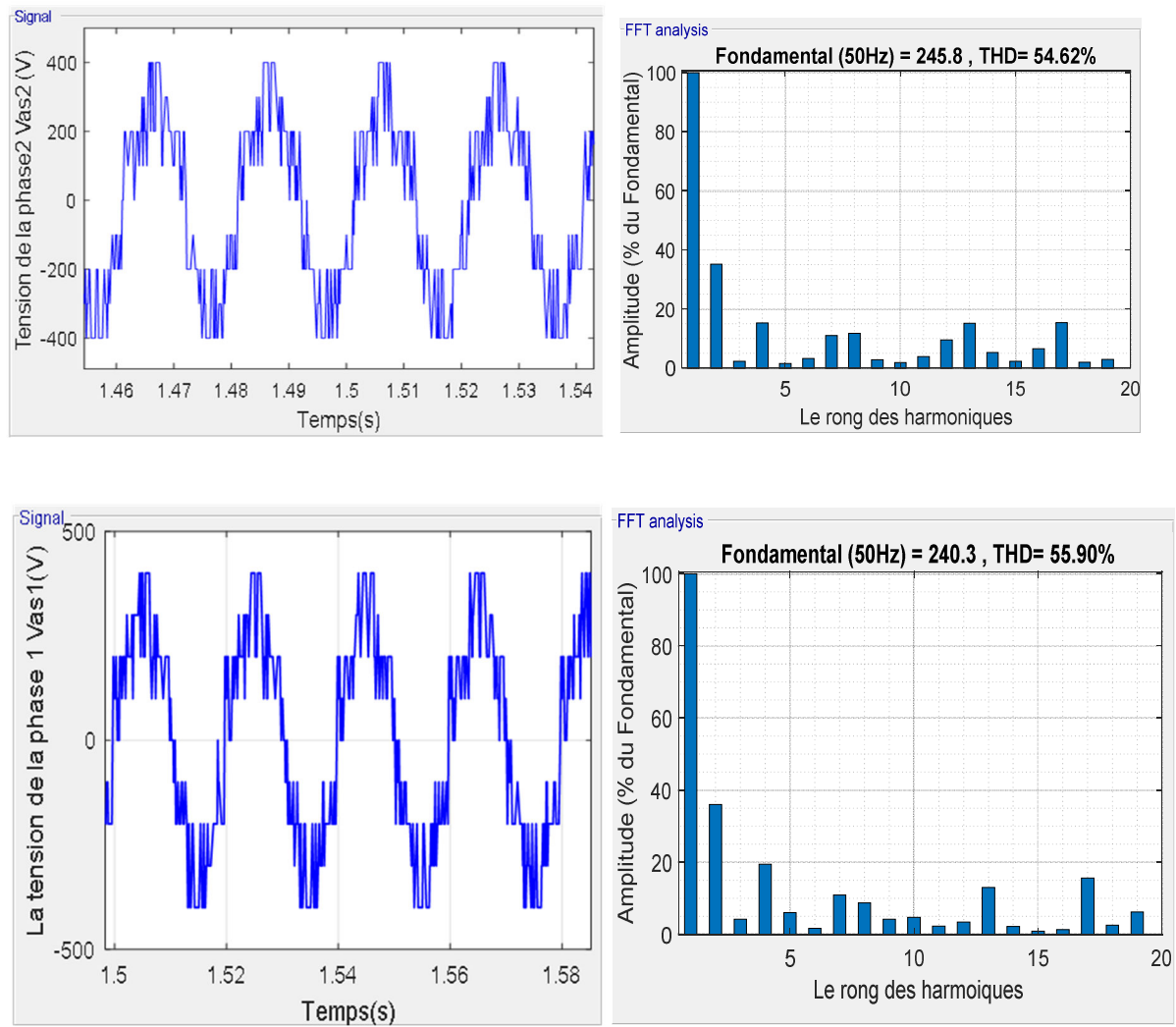


Figure III.20 : La tension V_{as1} , V_{as2} et son analyse spectrale ($m=15$, $r=0.9$).

Tableau III.2 : Résultats de l'analyse harmonique des tensions V_{as1} , V_{as2}

La commande	MLI-ST du onduleur à trois niveaux de type DIC.			
Pour le coefficient de réglage est constant (r = 0.9)				
THD (%) Indic de modulation	THD(%) de la tension V_{as1}	Fondamental (50Hz) de la tension V_{as1}	THD (%) de la tension V_{as2}	Fondamental (50Hz) de la tension V_{as2}
$m = 6$	64.81	135.5	70.51	135.6
$m = 15$	55.90	245.8	54.62	240.3
$m = 18$	56.45	243.4	49.00	262.8

$m = 21$	48.96	271.4	48.66	273
Pour indic de modulation est constant ($m = 15$)				
THD (%) Le coefficient de réglage	THD (%) de la tension V_{as1}	Fondamental (50 Hz) de la tension V_{as1}	THD (%) de la tension V_{as2}	Fondamental (50 Hz) de la tension V_{as2}
$r = 0.6$	90.75	95.4	92.97	95.73
$r = 0.7$	79.53	98.79	82.76	101
$r = 0.8$	73.76	174	73.52	187.2
$r = 0.9$	54.90	245.8	55.90	240.3

Interprétation des résultats

Les figures III.13, III.14, III.15, III.16 représentée la tension de sortie (V_{as1}, V_{as2}) et la analyse spectral à la sortie de l'onduleur à 3 niveaux de commande MLI-ST pour différentes valeurs du m.

Les figures II.17, III.18, III.19, III.20 représentée les la tension de sortie (V_{as1}, V_{as2}) et la analyse spectral à la sortie de l'onduleur à 3 niveaux de commande MLI-ST pour différentes valeurs du r.

Le tableau III .2 montre les résultats de THD obtenues par les différentes de l'indice de modulation (m) et le coefficient de réglage (r).

D'après les résultats obtenus par la simulation de cette stratégie de commande, on constate que :

- ❖ La localisation des harmoniques est influencée par la valeur de l'indice de modulation « m ». Les harmoniques sont poussés vers des fréquences élevées lorsque m augmente, ce qui facilite leur filtrage par l'inductance de la machine.
- ❖ Dans le cas d'un m impair, la tension ne comporte que des harmoniques impaires, essentiellement centrées sur les multiples de(m. f).
Les harmoniques paires et impairs sont présentes dans le cas de m pair. C'est la raison pour laquelle un indice de modulation impair est choisi.
- ❖ Les fluctuations du THD en fonction du coefficient de réglage et l'indice de modulation sont illustrées dans le tableau III.2. Il est donc observé que le THD diminue lorsque r et m augmente.

III.5. Commande vectorielle simplifiée de l'onduleur à trois niveaux

III.5.1 Principe de la commande vectorielle simplifiée

Le diagramme vectoriel de l'onduleur à trois niveaux peut être vu comme étant composé de six hexagones, chacun étant le diagramme vectoriel d'un onduleur à deux niveaux. Les centres de ces six hexagones sont les apex de l'hexagone interne du diagramme vectoriel de l'onduleur à trois niveaux comme indiqué à la figure III.21. Cette décomposition géométrique du diagramme vectoriel peut être exploitée pour simplifier l'algorithme de la modulation vectorielle de l'onduleur à trois niveaux à celui de la modulation vectorielle de l'onduleur à deux niveaux. Pour atteindre cet objectif, on doit effectuer deux étapes [21]:

- Suivant la position de la vectrice tension de référence V_s^* , on sélectionne un des six hexagones indiqués précédemment;
- On fait une translation de l'origine du vecteur V_s^* vers le centre de l'hexagone sélectionné à la première étape.

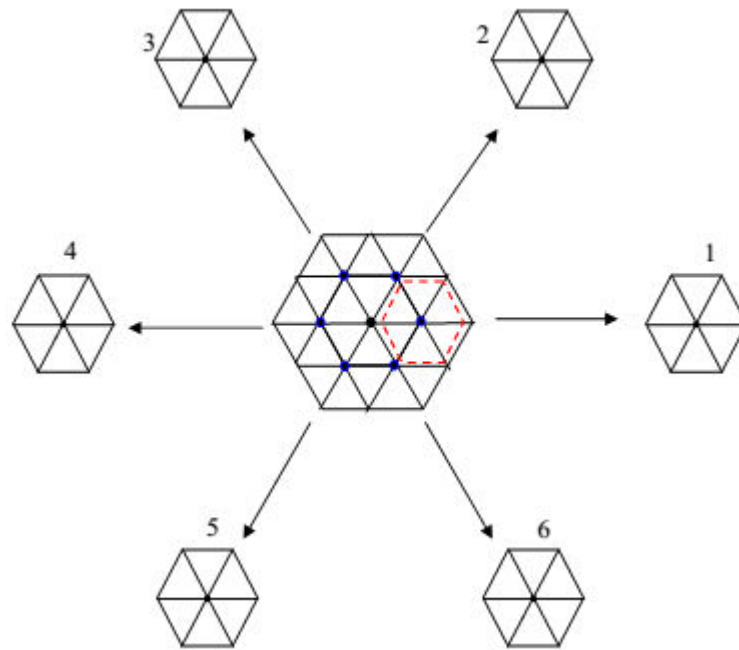


Figure III.21 : Décomposition du diagramme vectoriel de l'onduleur à trois niveaux.

III.5.2 Algorithme de la commande

III.5.2.1 Sélection d'un hexagone

Parmi les six hexagones composant le diagramme vectoriel de l'onduleur à trois niveaux, on sélectionne celui qui contient le vecteur de tension de référence V_s^* . Chaque deux hexagones adjacents se chevauchent. Ainsi, chaque hexagone est indiqué par un numéro s défini de la manière suivante:

$$s = \begin{cases} 1 & \text{si } \frac{-\pi}{6} \leq \theta \leq \frac{\pi}{6} \\ 2 & \text{si } \frac{\pi}{6} \leq \theta \leq \frac{\pi}{2} \\ 3 & \text{si } \frac{\pi}{2} \leq \theta \leq \frac{5\pi}{6} \\ 4 & \text{si } \frac{5\pi}{6} \leq \theta \leq \frac{7\pi}{6} \\ 5 & \text{si } \frac{7\pi}{6} \leq \theta \leq \frac{3\pi}{2} \\ 6 & \text{si } \frac{3\pi}{2} \leq \theta \leq \frac{11\pi}{6} \end{cases} \quad (\text{III.17})$$

θ : est la position angulaire du vecteur V_s^* mesurée par rapport à l'axe d.

III.5.2.2 Changement d'origine du vecteur de tension de référence

On fait une translation de l'origine du vecteur de tension de référence V_s^* vers le centre de l'hexagone sélectionné. La Figure III.22 indique un exemple de translation dans le cas d'un vecteur V_s^* situé dans le deuxième hexagone ($s=2$). Le vecteur résultant après la translation est noté $V_s^{*'}$.

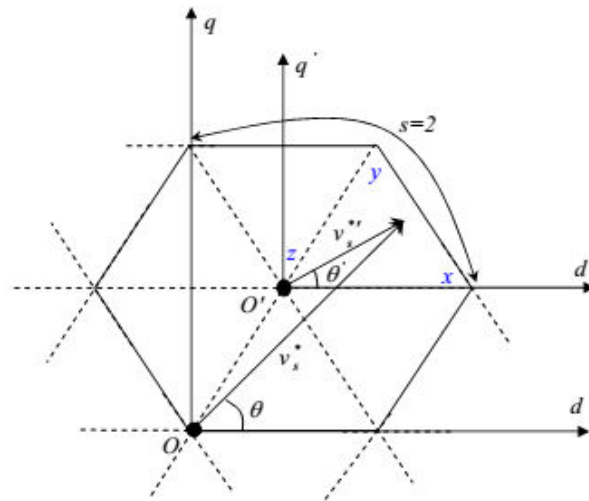


Figure III.22 : Changement d'origine du vecteur de tension de référence.

On considère le système d'axes $d' - q'$ dont l'origine O' est positionnée au centre de l'hexagone sélectionné (Figure III.22). On a la relation vectorielle:

$$V_s^* = V_s^{*'} + \overline{OO'} \quad (\text{III.18})$$

Les projections de cette équation sur les axes d et q permettent d'exprimer les composantes $V_d^{*'}$ et $V_q^{*'}$ du vecteur $V_s^{*'}$ dans le système d'axe $d'-q'$ en fonction des composantes V_d^* et V_q^* du vecteur V_s^* dans le système d'axe $d-q$.

Le tableau III.3 résume les expressions des composantes $V_d^{*'}$ et $V_q^{*'}$ en fonction des composantes V_d^* et V_q^* pour les six hexagone (en grandeurs relatives).

Tableau III.3 : Coordonnées du vecteur de tension après translation V_s^{*} .

Numéro d'hexagone s	V_d^{*}	V_q^{*}
1	$V_d^* - 1/2$	V_q^*
2	$V_d^* - 1/4$	$V_q^* - \sqrt{3}/4$
3	$V_d^* + 1/4$	$V_q^* - \sqrt{3}/4$
4	$V_d^* + 1/2$	V_q^*
5	$V_d^* + 1/4$	$V_q^* + \sqrt{3}/4$
6	$V_d^* - 1/4$	$V_q^* + \sqrt{3}/4$

A partir des composantes V_d^{*} et V_q^{*} , on déduit la position angulaire θ' du vecteur V_s^{*} par rapport à l'axe d.

$$\theta' = \arctg(V_q^{*}/V_d^{*}) \quad (\text{III.19})$$

III.5.2.3 Séquence des états de l'onduleur

Après la sélection d'un hexagone et le changement d'origine du vecteur tension de référence, on obtient un système équivalent à celui indiqué à la Figure III.19, représentant le diagramme vectoriel d'un onduleur à deux niveaux. Par conséquence, la détermination de la séquence des états X Y Z utilisés pour générer les tensions de sortie, ainsi que leurs durées d'application, se fait de la même manière que pour le cas de la modulation vectorielle appliquée à l'onduleur à deux niveaux.

Les durées relatives des états X Y Z sur la période d'échantillonnage sont données par:

$$\begin{cases} d_x = m' \cdot \sin(\frac{\pi}{3} - \alpha) \\ d_y = m' \cdot \sin(\alpha) \\ d_z = 1 - d_x - d_y \end{cases} \quad (\text{III.20})$$

$\alpha' = \theta'[\pi/3]$: C'est la position angulaire du vecteur V_s^{*} , à l'intérieur des secteurs de l'hexagone sélectionné.

m' : C'est le taux de modulation relatif au vecteur V_s^{*} :

$$V_s^{*'} = m' \cdot V_{\max}' \cdot e^{i\theta'} \quad (\text{III.21})$$

$V_{\max}'$: C'est l'amplitude maximale possible du vecteur $V_s^{*'}$, à l'intérieur de l'hexagone sélectionné.

Pour exprimer le taux de modulation m' en fonction du taux de modulation m lié au vecteur de référence V_s^* , on fait la projection de l'équation (III.18) sur l'axe d , ce qui donne, en grandeurs relatives:

$$m' \cdot \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \cos(\theta) = m' \cdot \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \frac{1}{2} \cdot \cos(\theta') + \Delta x \quad (\text{III.22})$$

On déduit l'expression de m' en fonction de m :

$$m' = 2 \cdot m \cdot \frac{\cos(\theta)}{\cos(\theta')} - \frac{4 \cdot \Delta x}{\sqrt{3} \cdot \cos(\theta')} \quad (\text{III.23})$$

Notons que Δx c'est la projection du vecteur $\overline{OO'}$ sur l'axe d' . Elle dépend de l'hexagone sélectionné. Son expression est :

$$\Delta x' = \begin{cases} \frac{1}{2} & \text{si } S = 1 \\ \frac{1}{4} & \text{si } S = 2 \text{ ou } S = 6 \\ -\frac{1}{4} & \text{si } S = 3 \text{ ou } S = 5 \\ -\frac{1}{2} & \text{si } S = 4 \end{cases} \quad (\text{III.24})$$

III.5.3. Simulation numérique

Pour différents uns taux de modulation $m=6$ et de nombre d'intervalle d'échantillonnage $n=240$ et une tension du bus continu de 300 V, nous avons obtenu les résultats suivants :

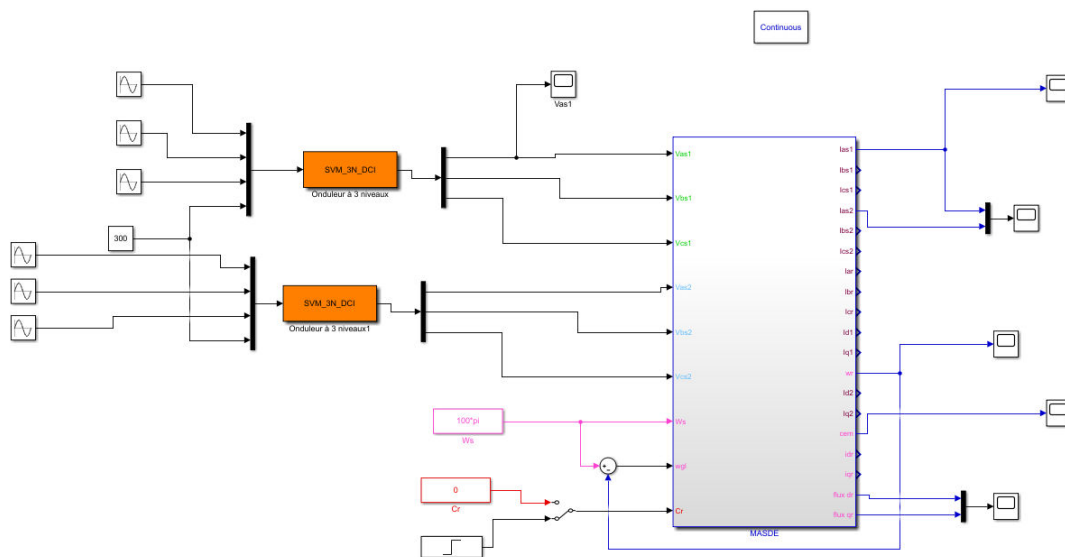
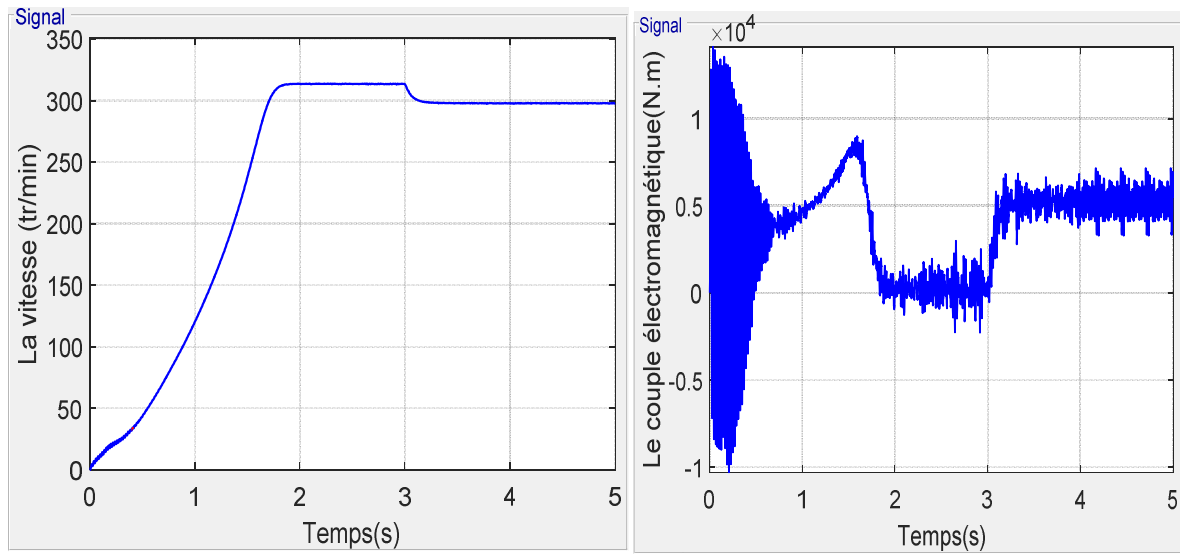


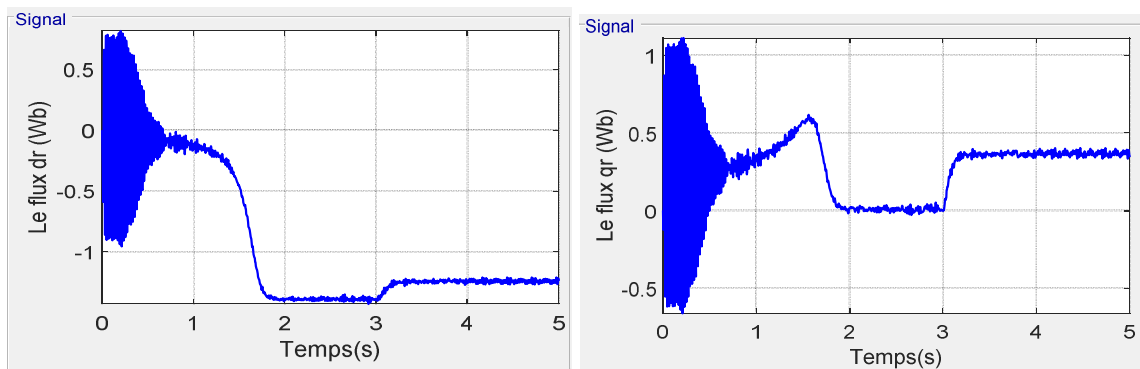
Figure III.23 : représente schéma bloc de simulation de la MASDE alimentée par deux onduleurs à trois niveaux DCI.



(a)

(b)

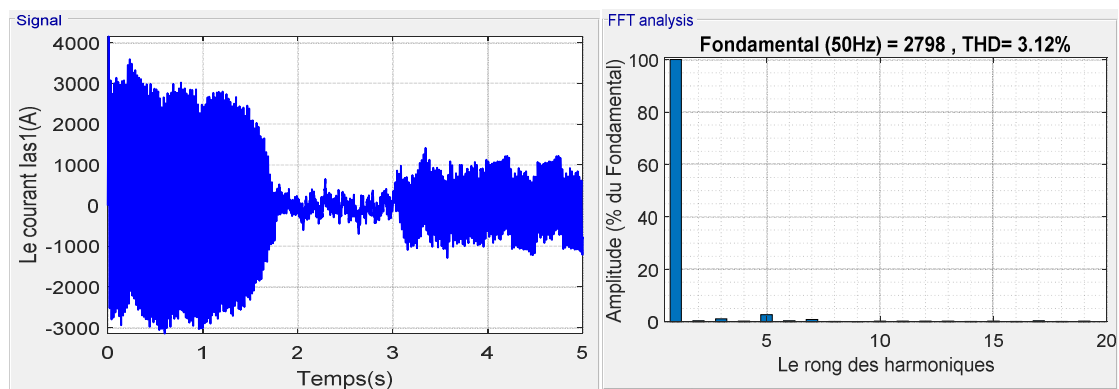
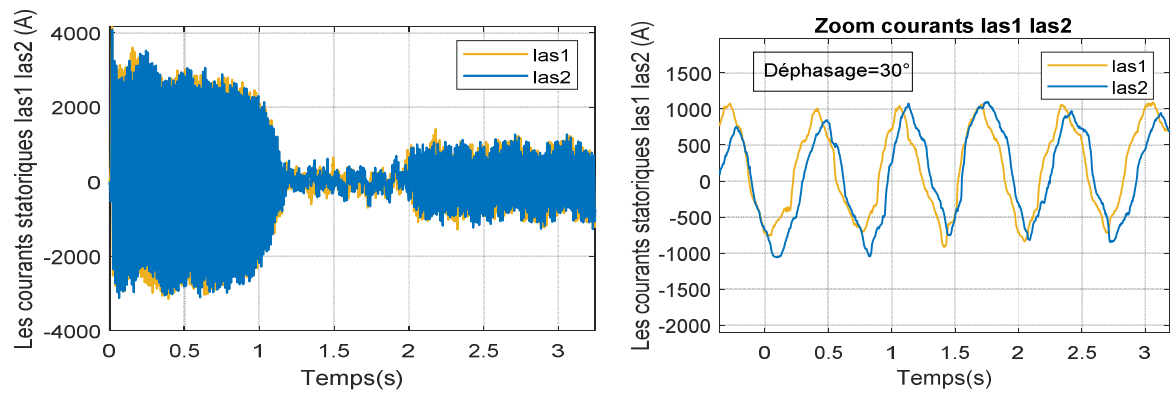
Figure III.24 : (a) La vitesse et (b) le couple électromagnétique.



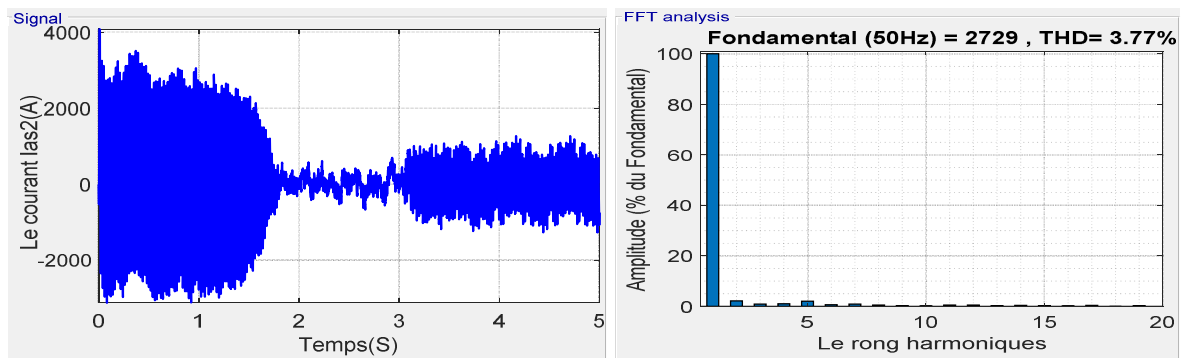
(a)

(b)

Figure III.25 (a) Le flux rotorique φ_{dr} et (b) le flux φ_{qr} (Wb).



(a)



(b)

Figure III. 26: (a) Le courant I_{as2} , (b) le courant I_{as1} (A) et son analyse spectrale.

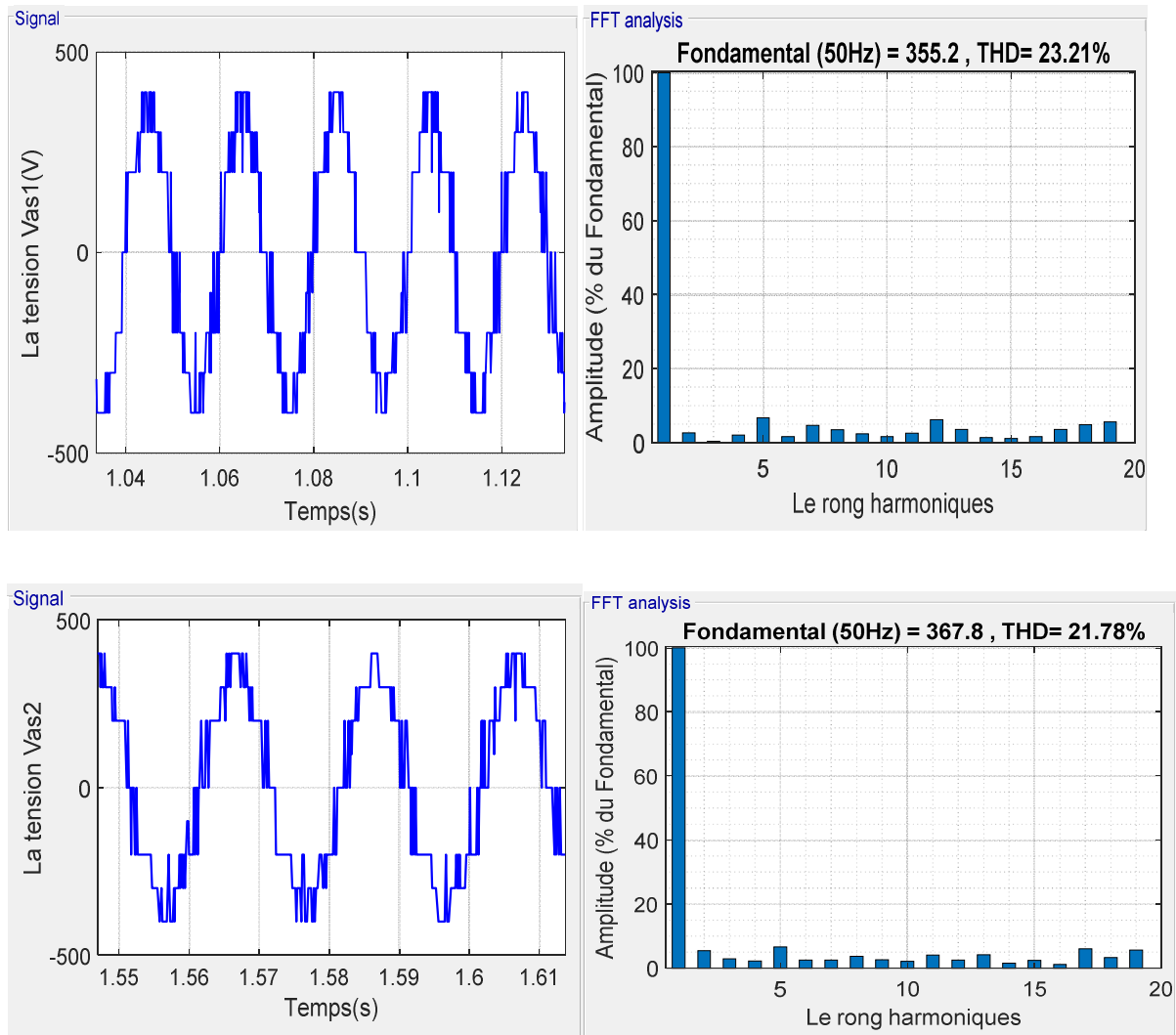


Figure III.27 : La tension V_{as1} , V_{as2} (v) et son analyse spectrale.

La figure III.24 représente la vitesse et le couple électromagnétique. La figure III.25 représente le flux rotorique.

La figure III.26 représente les courants statoriques I_{as1} , I_{as2} et son analyse spectrale, il y a un ($THD = 3.12$ et *fondamental* = 2798) pour I_{as1} et ($THD = 3.77$ et *fondamental* = 2729) pour I_{as2} .

La figure III.27 représente la tension simple V_{as1} et V_{as2} et son analyse spectrale à la sortie de l'onduleur à trois niveaux, il y a un ($THD = 23.21$ et *fondamental* = 355.2) pour V_{as1} et ($THD = 21.78$ et *fondamental* = 367.8) pour V_{as2} .

L'analyse harmonique des tensions de sortie révèle que les harmoniques sont concentrées sur les multiples du rapport N entre la période d'échantillonnage et la période de

tension de sortie. Au fur et à mesure que ce rapport augmente, les harmoniques sont poussées vers des ordres supérieurs.

III.6. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la modélisation de l'onduleurs à trois niveaux à diodes flottantes ainsi la commande de cet onduleur par deux stratégies à savoir la commande MLI triangulo-sinusoidale à deux porteuses et la commande vectorielle.

Chapitre IV :

Commande vectorielle de la MASDE

IV.1 Introduction

Le présent chapitre est dédié à la commande vectorielle de la MASDE. Dans un premier temps nous allons décrire le principe d'une commande vectorielle à flux rotorique orienté. Ensuite, nous focaliserons notre étude sur la méthode indirecte. A la fin les résultats de la simulation seront discutés.

IV.2 Commande vectorielle à flux rotorique orienté

La commande vectorielle à flux rotorique orienté de l'entraînement des machines asynchrones est mise en place afin de remédier à la délicatesse dont souffre le contrôle des grandeurs du flux et couple. L'objectif crucial de cette technique de commande réside en établir une analogie au comportement d'une machine à courant continu à excitation séparée. Où l'idée est de découpler des grandeurs responsables de la magnétisation de la machine et de la production du couple. Mathématiquement, la loi de la commande régit l'ensemble des transformations pour passer d'un système possédant une double non linéarité structurelle à un système linéaire qui assure l'indépendance entre la création du flux et la production du couple [22].

IV.2.1 Principe de la commande vectorielle à flux rotorique orienté

Dans une machine asynchrone, l'angle entre les deux champs tournant statoriques varie en fonction de la charge et de la vitesse du glissement, ce qui entraîne des interactions complexes et des réponses oscillatoires. la commande vectorielle à flux orienté, en dissociant le courant statorique en deux composantes orthogonales, direct et en quadrature, cette méthode consiste donc à orienter le vecteur flux suivant l'un des axes du référentiel (d, q) lié au champ tournant qui est choisi de telle façon que le flux coïncide avec la direction de l'axe (d), ainsi, la composante directe du courant statorique I_{ds} est responsable du contrôle du flux, celle remplaçant donc le courant inducteur de la machine à courant continu à excitation séparée [23][24].

La composante indirecte I_{qs} est responsable du contrôle du couple électromagnétique, qui remplace le courant d'induit.

Lors de la modélisation de la machine asynchrone double étoile dans un référentiel lié au champ tournant. Le référentiel d-q et les champs, statorique, rotorique et de l'entrefer tournent à même vitesse. L'orientation de l'un de ces champs suivant l'axe directe du référentiel donne naissance au principe de la commande vectorielle à flux orienté [23]. Cette orientation permet donc l'expression du couple électromagnétique selon la similitude au

fonctionnement de la machine à courant continu à excitation séparée illustrée dans la Figure IV.1

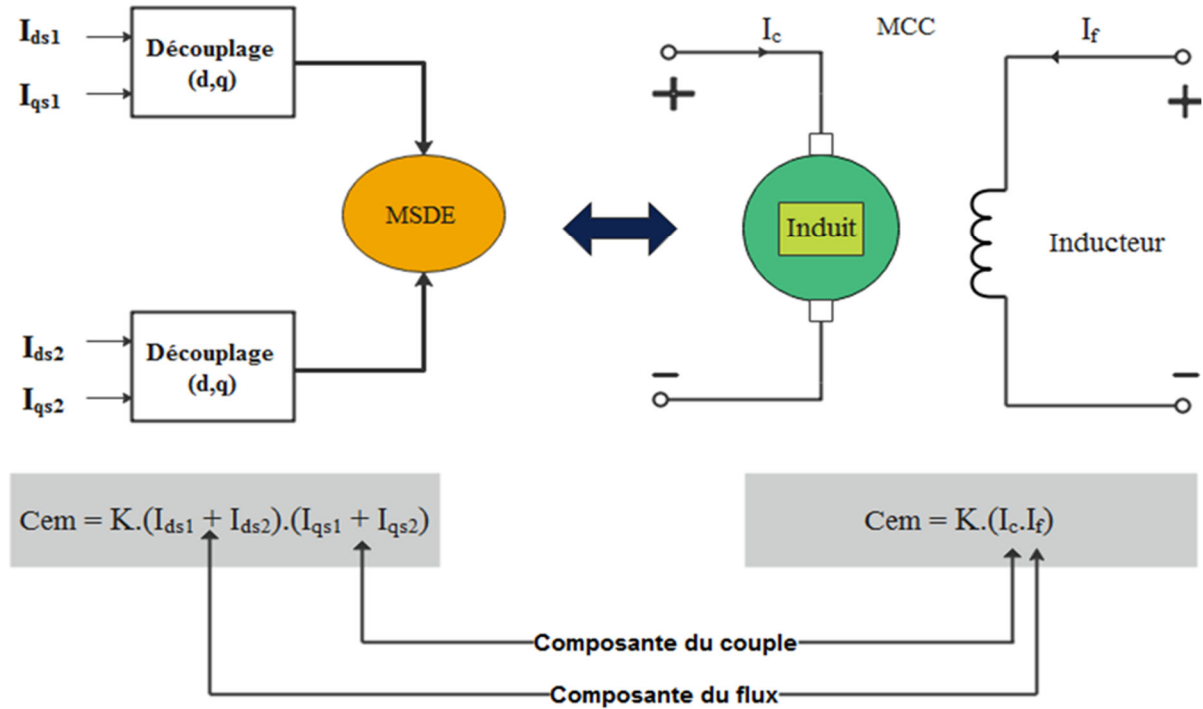


Figure IV.1 : Schéma figurant l'analogie de la commande vectorielle à flux orienté avec la machine à courant continu à excitation séparée.

Comme on venait d'indiquer, à l'égard des perspectives du fonctionnement de la machine asynchrone, la commande vectorielle prend ses trois groupes qui sont essentiellement déterminés selon le type du vecteur flux à mettre en orientation.

IV.2.2 Orientation du vecteur flux

Les choix concernant l'alimentation et le repère ont été faites auparavant, pour ce qui suit est nécessaire de fixer l'orientation de flux rotorique et pour cela, trois choix sont possibles :

- Flux rotorique :

$$\Phi_{dr} = r \text{ et } \Phi_{qr} = 0 \quad (\text{IV.1})$$

- Flux statorique :

$$\Phi_{ds} = s \text{ et } \Phi_{qs} = 0 \quad (\text{IV.2})$$

- Flux d'entrefer :

$$\Phi_{dg} = g \text{ et } \Phi_{qg} = 0 \quad (\text{IV.3})$$

Dans les trois cas le couple est proportionnel au produit du flux par la composante du courant statorique en quadrature avec le flux.

A l'instar de ses deux autres homologues, la commande vectorielle par orientation du flux rotorique, et vu les facilités de détection de donnée que dispense cette orientation, elle forme donc le centre de notre étude. la représentation d'orientation du vecteur flux suivant l'axe directe du référentiel d-q, comme le montre la Figure IV.2 orientation du flux rotorique sur l'axe d.

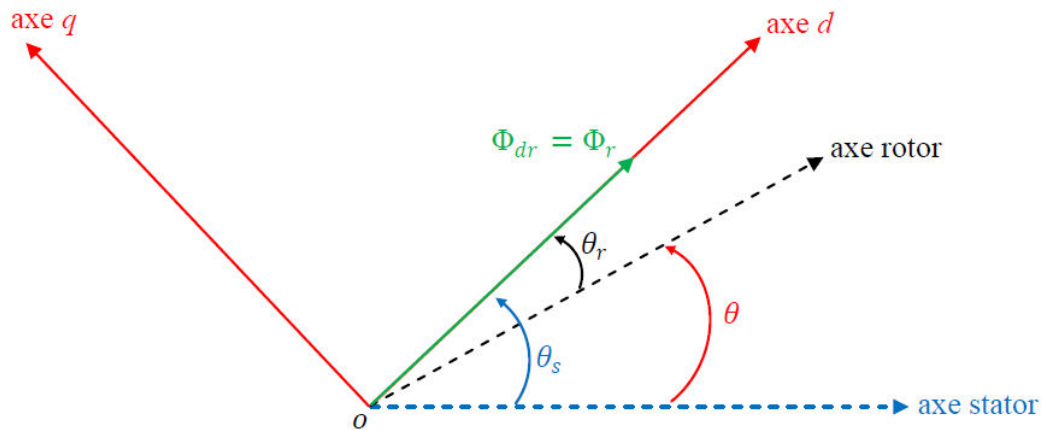


Figure IV.2 : orientation du flux rotorique sur l'axe d.

Par conséquent nous obtenons :

$$\begin{cases} \Phi_{dr} = \Phi_r \\ \Phi_{qr} = 0 \\ \frac{d}{dt} \Phi_r^* = 0 \end{cases} \quad (IV.4)$$

Pour ce qui suit deux méthodes sont envisageables pour pouvoir contrôler le couple et la vitesse d'une machine asynchrone

IV.3 Les méthodes de contrôle par flux orienté

La contrainte principale à laquelle subisse la commande vectorielle à flux rotorique orienté est de déterminer l'amplitude et la position du flux rotorique (Φ_r, θ_s), vu la difficulté d'effectuer leurs mesures. Tandis qu'ils restent indispensables pour accomplir la technique de cette commande. Selon le positionnement du vecteur du flux rotorique, deux méthodes de commande qui peuvent être distinguées [24], à savoir :

- Méthode directe par mesure ou observation du vecteur flux

- Méthode indirecte par contrôle de la fréquence du glissement.

➤ **Méthode directe**

Ce type de méthode exige la requise du vecteur du flux rotorique (amplitude, phase) qui doit essentiellement se présenter. Pour cela, il est judicieux d'utiliser des capteurs à effet HALL placés sur les dents du stator (cela nécessite des moteurs spéciaux), qui sont mécaniquement fragiles et sensibles aux vibrations et échauffements nécessitant des filtres ajustables. L'application de cette méthode impose un terme d'inconvénients, citons [25] :

- Le non fiabilité de la mesure du flux ;
- Problème de filtrage du signal mesuré ;
- Précision médiocre de la mesure qui varie en fonction de la température (échauffement de la machine) et de la saturation ;
- Le coût de production élevé (capteurs + filtre).

➤ **Méthode indirecte**

Cette méthode n'exige pas l'introduction d'un capteur d'amplitude du flux rotorique mais nécessite l'utilisation d'un capteur ou un estimateur de position (vitesse) du rotor. Cette dernière peut être développée par deux groupes principaux :

- Le vecteur du flux rotorique est obtenu indirectement à partir des courants et des tensions statoriques mesurées ;
- Le vecteur de flux rotorique est estimé à partir de la mesure des courants statoriques et de la vitesse du rotor, en se basant sur les équations du circuit rotorique du moteur asynchrone dans un système de référence tournant en synchronisme avec le vecteur de flux rotorique.

Cependant, cette méthode est exposée à l'inconvénient consistant en sa sensibilité de l'estimation à l'égard de la variation des paramètres de la machine due à la saturation magnétique et la variation de température, surtout la constante de temps rotorique T_r . En plus, c'est qu'elle utilise un circuit de commande considérablement compliqué [26].

IV.4 Commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté de la machine asynchrone double étoile sans régulation de vitesse

Les lois de commande sont obtenues à partir des équations de la MASDE liées au champ tournant et par orientation du flux rotorique. Sur ce on commence notre étude par établir le système d'équations différentielles de la MASDE après la transformation de Park :

$$\begin{aligned}
V_{ds1} &= R_s i_{ds1} + \frac{d}{dt} \phi_{ds1} - \omega_s \phi_{qs1} \\
V_{qs1} &= R_s i_{qs1} + \frac{d}{dt} \phi_{qs1} - \omega_s \phi_{ds1} \\
V_{ds2} &= R_s i_{ds2} + \frac{d}{dt} \phi_{ds2} - \omega_s \phi_{qs2} \\
V_{qs2} &= R_s i_{qs2} + \frac{d}{dt} \phi_{qs2} - \omega_s \phi_{ds2} \\
0 &= R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \phi_{dr} - (\omega_s - \omega_r) \phi_{qr} \\
0 &= R_r i_{qr} + \frac{d}{dt} \phi_{qr} - (\omega_s - \omega_r) \phi_{dr}
\end{aligned} \tag{IV.5}$$

Tel que $\omega_{gl} = \omega_s - \omega_r$

Les équations lien le flux sont :

$$\begin{aligned}
\phi_{ds1} &= L_{s1} i_{ds1} + L_m (i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\
\phi_{qs1} &= L_{s1} i_{qs1} + L_m (i_{qs1} + i_{qs2} + i_{dr}) \\
\phi_{ds2} &= L_{s2} i_{ds2} + L_m (i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\
\phi_{qs2} &= L_{s2} i_{qs2} + L_m (i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr}) \\
\phi_{dr} &= L_r i_{dr} + L_m (i_{ds1} + i_{ds2} + i_{dr}) \\
\phi_{qr} &= L_r i_{qr} + L_m (i_{qs1} + i_{qs2} + i_{qr})
\end{aligned} \tag{IV.6}$$

Et le couple électromagnétique :

$$C_{em} = p(\phi_{ds1} i_{qs1} + \phi_{ds2} i_{qs2} - \phi_{qs1} i_{ds1} - \phi_{qs2} i_{ds2}) \tag{IV.7}$$

En considérant comme grandeurs de référence le flux rotorique et le couple électromagnétique et Par l'application de l'orientation du flux rotorique sur le système d'équations IV.5 nous obtenons :

$$\begin{cases} R_r * i_{dr} = 0 & \Rightarrow & i_{dr} = 0 \\ R_r * i_{qr} + \omega^* * \Phi_r^* = 0 & \Rightarrow & i_{qr} = -\frac{\omega^* * \Phi_r^*}{R_r} \end{cases} \tag{IV.8}$$

En remplaçant le système)IV.8) dans (IV.6) on trouve :

$$\Phi_r^* = L_m (i_{ds1} + i_{ds2}) \tag{IV.9}$$

A partir de système d'équation IV.8 nous obtenons :

$$L_m (i_{ds1} + i_{ds2}) = -(L_m + L_r) i_{qr} \tag{IV.10}$$

En appliquant la condition de l'orientation du flux et en remplaçant dans le système des équations statorique. Les équations de la commande IFOC après simplification deviennent:

$$\begin{aligned}
 v_{ds1}^* &= R_{s1} * i_{ds1} + L_s * \frac{d}{dt} i_{ds1} - \omega_s^* (L_s * i_{qs1} + \tau_r * \Phi_r^* * \omega_{gl}^*) \\
 v_{qs1}^* &= R_{s1} * i_{qs1} + L_s * \frac{d}{dt} i_{qs1} - \omega_s^* (L_s * i_{ds1} + \Phi_r^*) \\
 v_{ds2}^* &= R_{s2} * i_{ds2} + L_s * \frac{d}{dt} i_{ds2} - \omega_s^* (L_s * i_{qs2} + \tau_r * \Phi_r^* * \omega_{gl}^*) \\
 v_{qs2}^* &= R_{s2} * i_{qs2} + L_s * \frac{d}{dt} i_{qs2} - \omega_s^* (L_s * i_{ds2} + \Phi_r^*)
 \end{aligned} \tag{IV.11}$$

$$\text{Où : } \tau_r = \frac{L_r + L_m}{R_r}$$

L'équation ω_{gl}^* s'écrit comme suit :

$$\omega_{gl}^* = \frac{R_r * L_m}{(L_m + L_r)} \frac{(i_{qs1} + i_{qs2})}{\Phi_r^*} \tag{IV.12}$$

Ainsi que le courant total sur l'axe quadratique est donné :

$$i_{qs1} + i_{qs2} = \frac{(L_m + L_r)}{P * L_m} \frac{C_{em}}{\Phi_r^*} \tag{IV.13}$$

Les expressions données en (IV.11) elles sont couplées, étant donné que les tensions ($v_{ds1}^*, v_{ds2}^*, v_{qs1}^*, v_{qs2}^*$) influent aux mêmes temps sur les composantes des courants statoriques directes et en quadrature ($i_{ds1}, i_{qs1}, i_{ds2}, i_{qs2}$) donc sur le flux et sur le couple électromagnétique. Afin d'éviter ce problème on utilise une loi de commande de découplage. Différentes techniques existent : découplage utilisant un régulateur, découplage par retour d'état, découplage par compensation. Nous présentons le dernier type de découplage.

Le principe de découplage revient à définir quatre nouvelles variables de commande ($v_{dr1}, v_{qr1}, v_{dr2}, v_{qr2}$) n'agissant respectivement que sur ($i_{ds1}, i_{qs1}, i_{ds2}, i_{qs2}$) ce qui donne :

$$\begin{aligned}
 v_{dr1} &= R_{s1} * i_{ds1} + L_s * \frac{d}{dt} i_{ds1} \\
 v_{qr1} &= R_{s1} * i_{qs1} + L_s * \frac{d}{dt} i_{qs1} \\
 v_{dr2} &= R_{s2} * i_{ds2} + L_s * \frac{d}{dt} i_{ds2} \\
 v_{qr2} &= R_{s2} * i_{qs2} + L_s * \frac{d}{dt} i_{qs2}
 \end{aligned} \tag{IV.14}$$

Afin de compenser l'erreur introduite lors de découplage, les tensions statoriques de références à flux constant sont exprimées par :

$$\begin{cases} v_{ds1}^* = v_{dr1} - v_{dc1} \\ v_{qs1}^* = v_{qr1} + v_{qc1} \\ v_{ds2}^* = v_{dr2} - v_{dc2} \\ v_{qs2}^* = v_{qr2} + v_{qc2} \end{cases} \quad (IV.15)$$

Tels que :

$$\begin{aligned} v_{dc1} &= \omega_s^* (L_s * i_{qs1} + \tau_r * \Phi_r^* * \omega_{gl}^*) \\ v_{qc1} &= \omega_s^* (L_s * i_{ds1} + \Phi_r^*) \\ v_{dc2} &= \omega_s^* (L_s * i_{qs2} + \tau_r * \Phi_r^* * \omega_{gl}^*) \\ v_{qc2} &= \omega_s^* (L_s * i_{ds2} + \Phi_r^*) \end{aligned} \quad (IV.16)$$

IV.4.1 Identification des paramètres des régulateurs PI

On choisit d'utiliser des régulateurs de type proportionnel–intégral (PI), étant donné qu'ils sont simples à mettre en œuvre. Ce type de régulateur assure une erreur statique nulle grâce à l'action d'intégration, tandis que la rapidité de réponse est établie par l'action proportionnelle.

IV.4.1.1 Régulateurs de courants

L'identification des paramètres des régulateurs PI des systèmes dont la fonction de transfert est du premier ordre, telle que :

$$H(s) = \frac{1}{as+b} \quad (IV.17)$$

L'expression associée aux régulateurs PI est :

$$C(p) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (IV.18)$$

La perturbation est généralement négligée dans les étapes d'identification des paramètres des régulateurs. La fonction de transfert en boucle ouverte du système asservi s'écrit:

$$T(s) = C(s) * H(s) = \frac{K_p + K_i}{as^2 + bs} \quad (IV.19)$$

En boucle fermée, on obtient :

$$F(s) = \frac{T(s)}{1+T(s)} = \frac{K_p s + K_i}{as^2 + (b + K_p)s + K_i} \quad (IV.20)$$

Afin d'avoir un comportement d'un système du premier ordre dont la fonction de transfert est de la forme :

$$G(s) = \frac{1}{\tau s + 1} \quad (\text{IV.21})$$

Par identification ($F(s) = G(s)$), nous obtenons :

$$\frac{K_p s + K_i}{a s^2 + (b + K_p) s + K_i} = \frac{1}{\tau s + 1} \quad (\text{IV.22})$$

Ce qui donne :

$$K_p * \tau s^2 + (K_i * \tau + K_p) s + K_i = a s^2 + (b + K_p) s + K_i \quad (\text{IV.23})$$

D'où

$$\begin{cases} K_p = \frac{a}{\tau} \\ K_i = \frac{b}{\tau} \end{cases} \quad (\text{IV.24})$$

La figure IV.3 représente le schéma de la boucle de régulation des courants statoriques pour les deux stators.

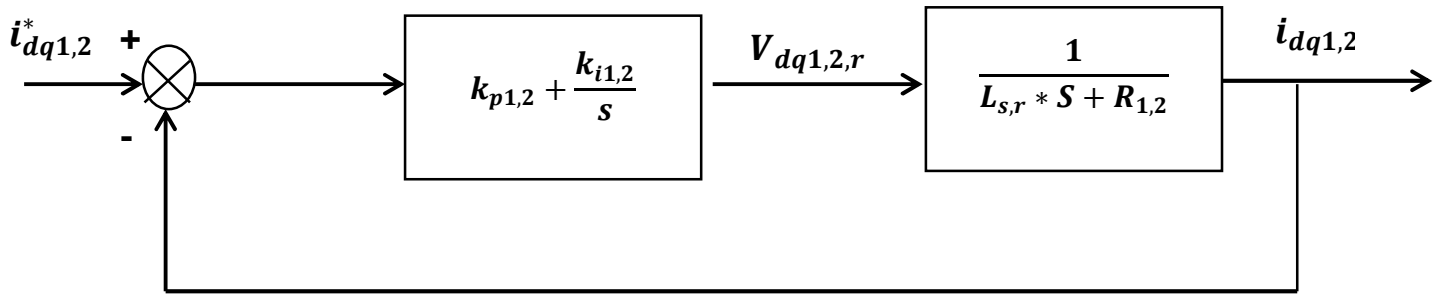


Figure IV.3 : schéma de la boucle de régulation des courants statoriques.

On obtient :

$$\begin{cases} K_{p1} = \frac{L_s}{\tau} \\ K_{i1} = \frac{R_1}{\tau} \end{cases} \quad \text{et} \quad \begin{cases} K_{p2} = \frac{L_s}{\tau} \\ K_{i2} = \frac{R_2}{\tau} \end{cases} \quad (\text{IV.25})$$

Pour une dynamique du processus rapide, on choisit $\tau = \frac{\tau_r}{6}$, Tels que $\tau_r = \frac{L_r}{R_r}$ est la constante de temps électrique du système.

VI.4.2 Bloc de défluxage

Le flux décroît lorsque la vitesse augmente (fonctionnement en survitesse) afin de limiter la tension aux bornes de la machine, cela est réalisables par un bloc de défluxage qui est traduit par les équations suivantes [27]:

$$\Phi_r^* = \begin{cases} \Phi_r & \text{si } |\Omega| < \Omega_n \\ \frac{\Phi_r^* \Omega_n}{\Omega} & \text{si } |\Omega| > \Omega_n \end{cases} \quad (\text{IV.26})$$

Où

Φ_r^* Est le flux de référence, Ω est la vitesse mécanique et Ω_n valeur nominale.

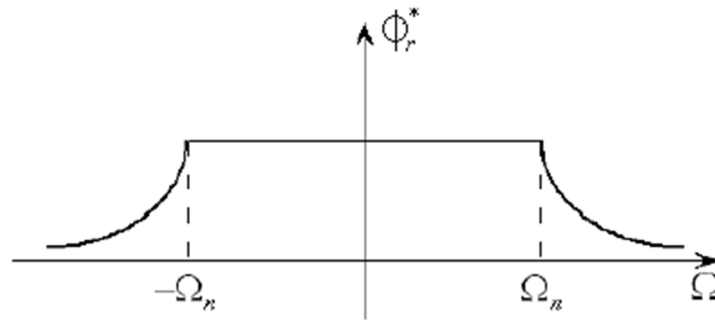


Figure IV.4 : schéma de défluxage.

VI.4.3 Limitation de couple électromagnétique

La commande doit être limitée par un dispositif de saturation défini par [27]:

$$C_{em}^*(lim) = \begin{cases} C_{em}^* & \text{si } |C_{em}^*| \leq C_{em}^{max} \\ C_{em}^{max} * \text{sign}(C_{em}^*) & \text{si } |C_{em}^*| \geq C_{em}^{max} \end{cases} \quad (\text{IV.27})$$

La mise en œuvre de la commande vectorielle indirecte, sans régulation de vitesse, sur la machine asynchrone à double étoile est représentée dans la figure IV.5.

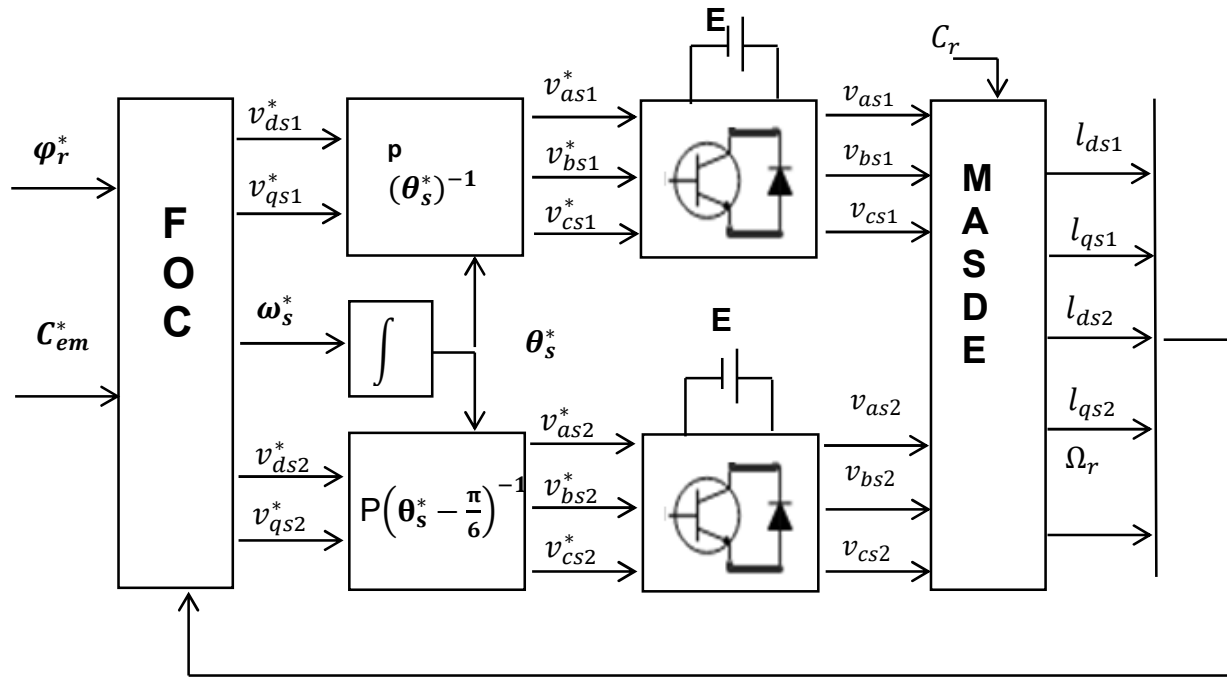


Figure IV.5 : Représentation schématique de la commande FOC sur la MASDE [28].

IV.5 Commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté de la machine asynchrone double étoile avec régulation de vitesse

Cette méthode repose sur l'idée de calculer la composante du flux rotorique en fonction de la vitesse de rotation du rotor, mesurée par un capteur de vitesse. Cela se fait en utilisant un bloc de défluxage qui est défini par une fonction non linéaire comme suit [28]:

$$\begin{cases} \Phi_r^* = \Phi_n & \text{si } |\Omega_r| \leq |\Omega_n| \\ \Phi_r^* = \Phi_n \frac{\Omega_n}{|\Omega_r|} & \text{si } |\Omega_r| > |\Omega_n| \end{cases} \quad (IV-29)$$

Et schématisé par la figure (IV.6). Le flux reste stable à sa valeur nominale tant que la vitesse de rotation du rotor reste égale ou inférieure à la vitesse nominale de la machine. Au-delà de cette vitesse, le flux diminue progressivement pour limiter la tension aux bornes de la machine.

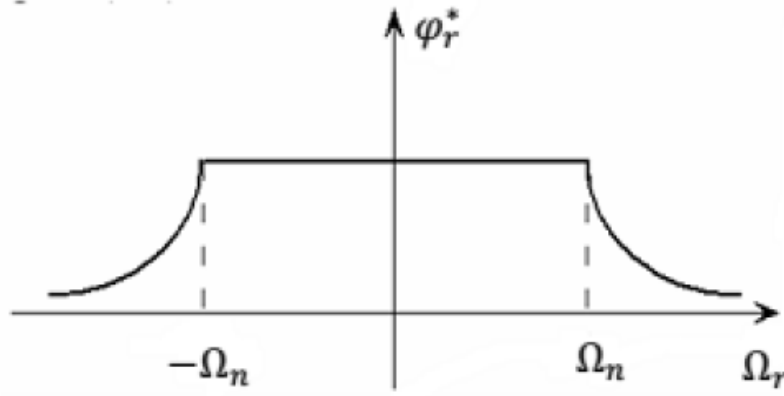


Figure IV.6 : Schéma de défluxage.

IV.5.1 Identification des paramètres du régulateur de vitesse

La figure VI.7 illustre le schéma de la boucle de régulation de la vitesse.

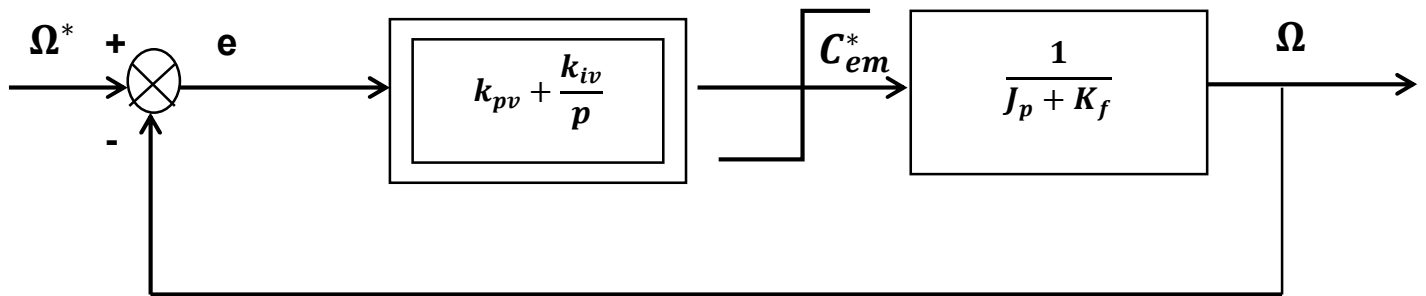


Figure IV.7 : Boucle de régulation de vitesse [28].

Les résultats de l'identification sont les suivants :

$$\begin{cases} k_{pv} = \frac{J}{\tau} \\ k_{iv} = \frac{K_f}{\tau} \end{cases} \quad (IV.30)$$

On prend $\tau = \frac{\tau_r}{3}$

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

$$C_{em}^*(lim) = \begin{cases} C_{em} & \text{si } |C_{em}^*| \leq C_{emMax} \\ C_{emMax} \text{sign}(C_{em}^*) & \text{si } |C_{em}^*| \geq C_{emMax} \end{cases} \quad (IV.31)$$

Le schéma de réglage de la vitesse de la MASDE est donné par la figure IV.8

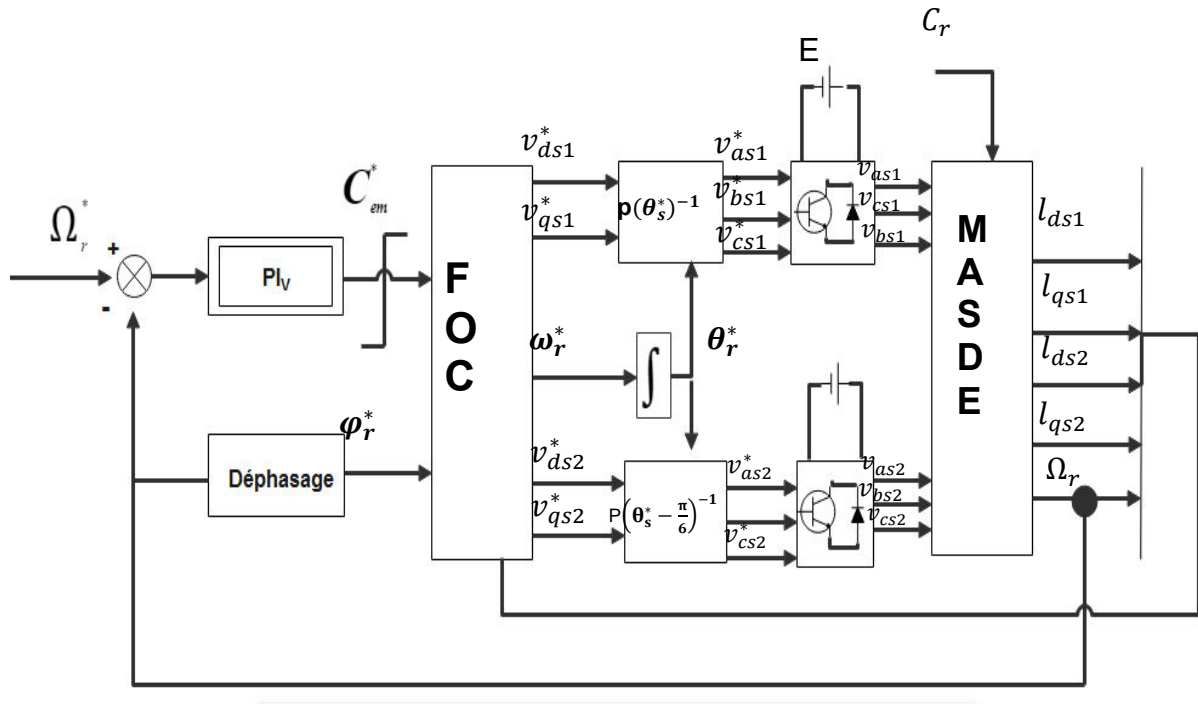


Figure IV: 8: Schéma de la commande vectorielle avec régulation de vitesse [28].

IV.6 Simulation et interprétation des résultats

Les figures ci-dessous représentent la simulation de l'application de la commande vectorielle à flux rotorique orienté sur la MASDE avec un réglage de vitesse par la méthode indirecte.

Nous avons effectué une simulation pour un changement de direction de rotation, nous avons également appliqué un couple résistant entre 2 et 4 seconde ($C_r = 7500 \text{ N.m}$)

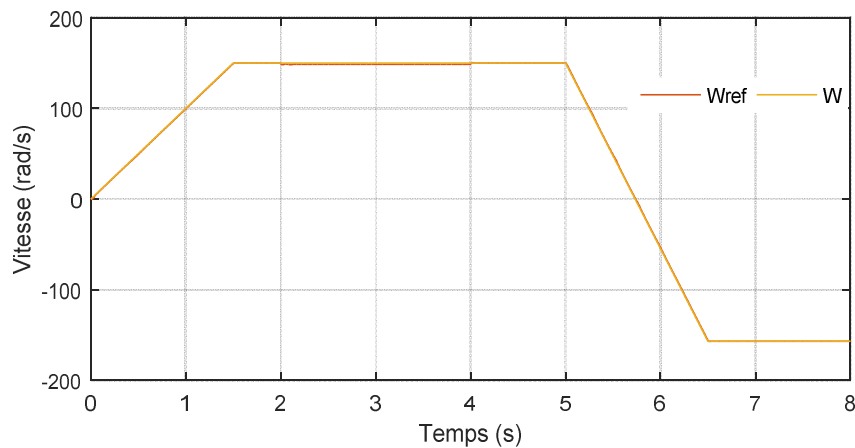


Figure IV.9 : Vitesse de rotation de la MASDE.

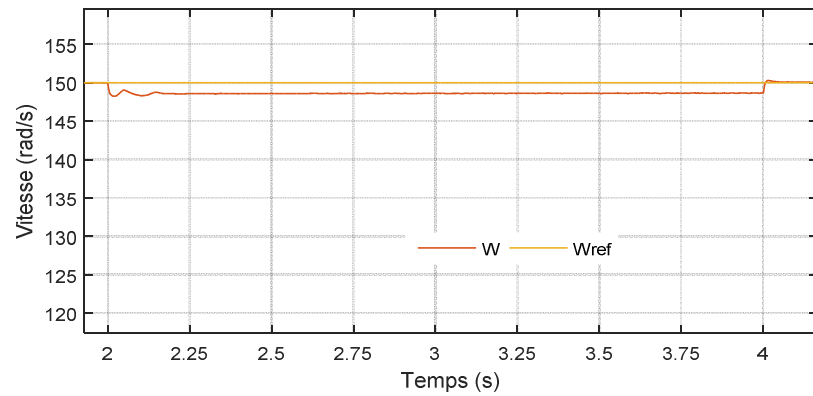


Figure IV.10 : Zoom sur la vitesse de rotation de la MASDE entre 2 et 4 s.

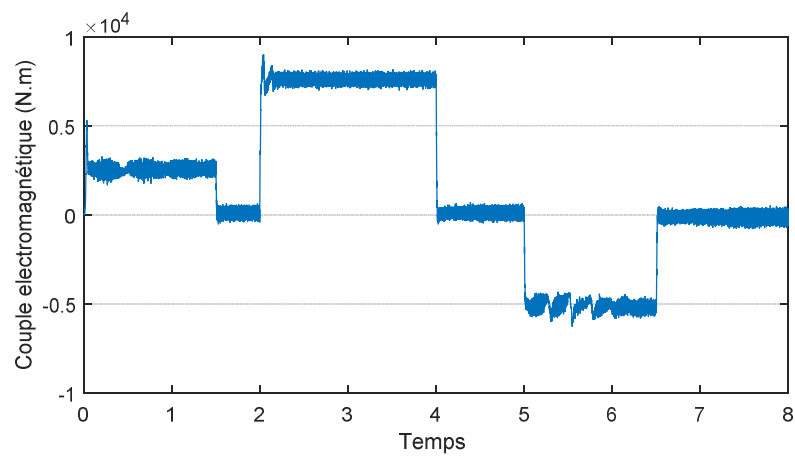


Figure IV.11 : Couple électromagnétique de la MASDE.

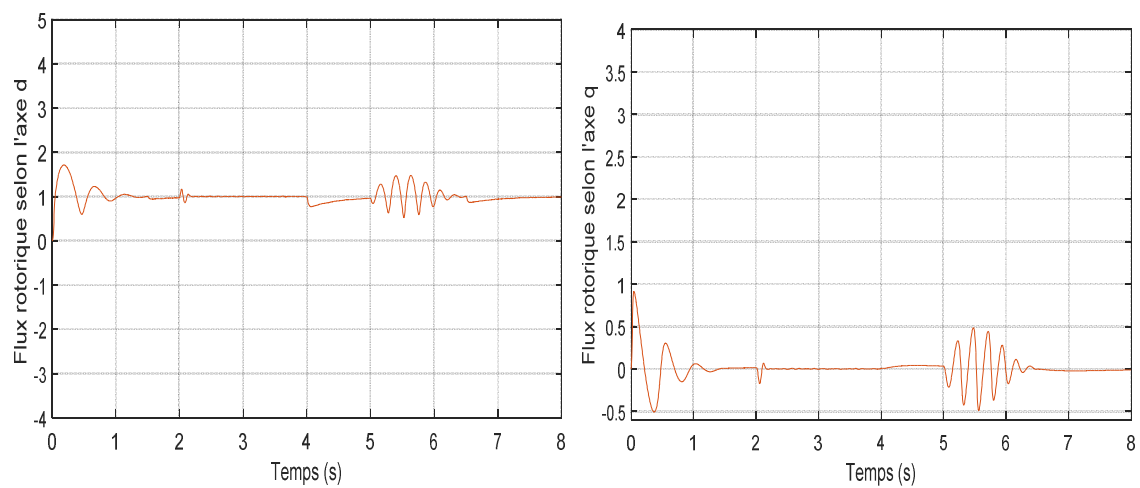


Figure IV.12 : Flux rotoriques de la MASDE.

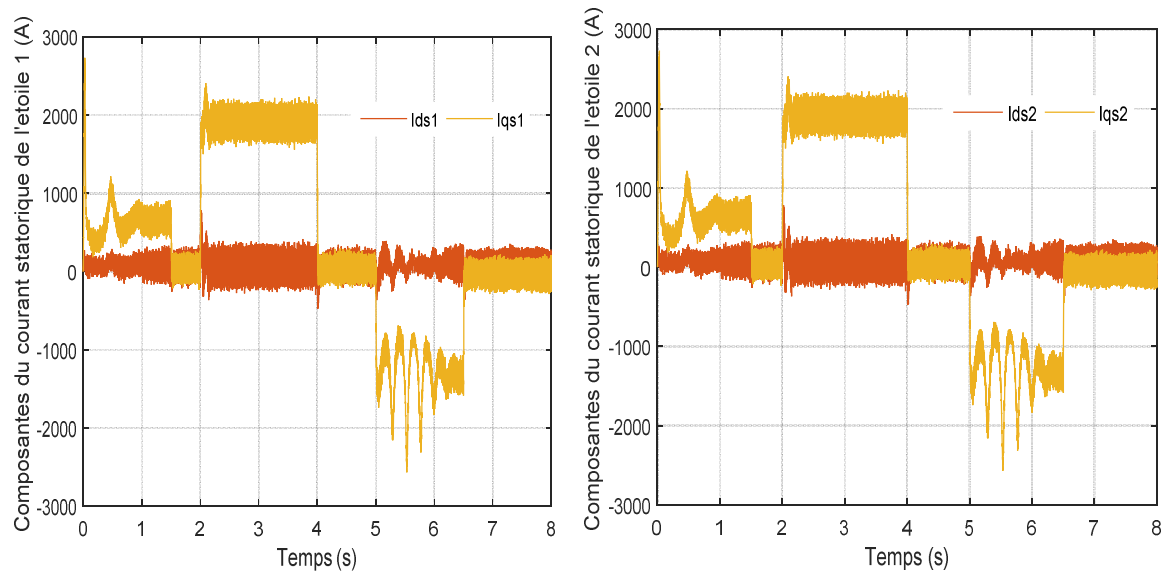


Figure IV.13 : Composantes directes et en quadrature des courants statoriques de la MASDE.

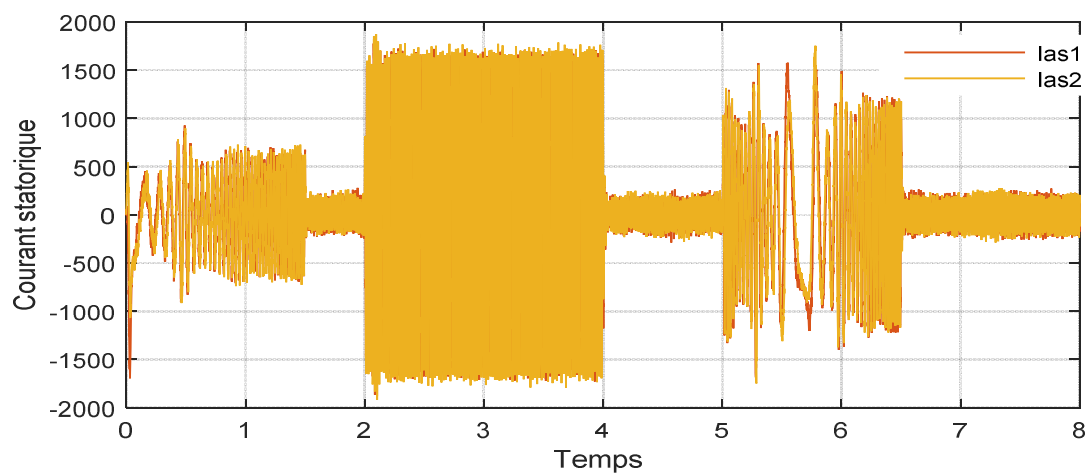


Figure IV.14 : Courants statoriques des phases1 des deux étoiles.

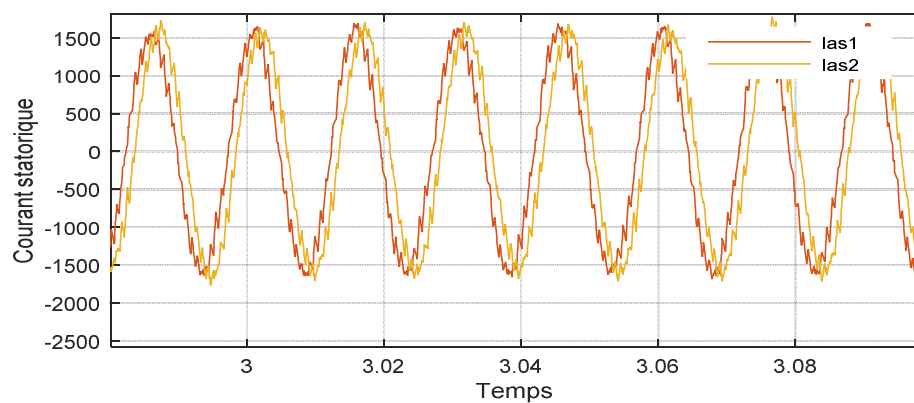


Figure IV.15 : Zoom sur les Courants statoriques des phases1 des deux étoiles.

Nous observons que la vitesse suit bien sa référence. De plus, nous avons remarqué que l'application de la charge à $t = [2\ 4]$ [s] n'a pas eu d'influence sur la réponse de vitesse.

Le couple électromagnétique a une allure sinusoïdale dans le régime transitoire présente une valeur crête au démarrage, puis oscille autour de zéro lorsque la vitesse atteint sa valeur de référence. Après l'application de la charge le couple compense le couple de la charge. Pendant l'inversion de la vitesse le couple atteint -5000 N.m, puis il se stabilise à sa valeur de référence nulle.

Les flux rotoriques suivant les valeurs imposées, observent une perturbation durant l'inversion de la vitesse, et le découplage de la machine apparaît clairement sur la valeur de Φ_{qr} . Donc le flux Φ_{dr} est orienté selon l'axe direct.

Le Courant I_{qs1} et I_{qs2} ont la même allure que celui du couple électromagnétique en régime permanent. Donc la régulation de la vitesse de la MASDE est similaire à celle de la MCC à excitation séparée.

VI.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié la commande vectorielle à flux rotorique orienté de la MASDE, avec pour but la régulation de la vitesse via une approche de commande indirecte. Néanmoins, notre étude nous a principalement conduits à mettre en lumière les caractéristiques de cette commande vectorielle appliquée à la MASDE. Nous avons également présenté les résultats de simulation pour cette commande.

L'utilisation de la commande vectorielle nous a permis d'assimiler le couple de la machine asynchrone double étoile à une machine à courant continu; le couple et le flux sont alors commandés séparément.

Conclusion générale

Conclusion générale

Dans le travail présenté, nous nous sommes intéressés à la commande vectorielle indirecte de la machine asynchrone double étoile alimentée via deux onduleurs de tension à trois niveaux de structure DCI commandés par deux stratégies de commande à savoir : la stratégie MLI triangulo-sinusoïdale à deux porteuse et la commande vectorielle simplifiée.

Dans un premier temps, nous avons présenté des généralités sur la machine asynchrone double étoile, mettant en lumière ses principes de fonctionnement et ses caractéristiques essentielles. Cette compréhension préliminaire a posé les bases nécessaires pour aborder les aspects plus avancés de ce travail.

Le deuxième chapitre a été consacré à la modélisation de la machine asynchrone double étoile, permettant ainsi une analyse approfondie de ses performances électriques et mécaniques. Cette étape cruciale nous a permis de mieux appréhender le comportement de la machine asynchrone double étoile dans différentes conditions de fonctionnement.

Le troisième chapitre a été dédié aux onduleurs multi-niveaux et à leurs techniques de commande. Nous avons présenté la structure et la modélisation des onduleurs à trois niveaux à diodes flottantes afin d'optimiser l'efficacité et la fiabilité du système, tout en minimisant les pertes énergétiques, en adoptant différentes stratégies de commande tels que : la commande MLI triangulo- sinusoïdale et la commande vectorielle.

Enfin, dans le quatrième chapitre, on a assuré le découplage entre le flux et le couple par l'application de la commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté afin de pouvoir contrôler la vitesse de la MASDE. Cette technique permet de découpler la commande du flux et celle du couple, le couple devient semblable à celle de la machine à courant continu à excitation séparée. Les résultats obtenus montrent le bon suivi des grandeurs de références dans le régime permanent et un parfait découplage entre le couple et le flux.

Références bibliographiques

Références bibliographiques

- [1] BOUKHALFA, Ghoulam Allah. *Contribution à la Commande d'un MASDE Apport des Techniques de L'intelligence Artificielle*. Thèse de Doctorat en électrotechnique. Université de Batna 2, 2020.
- [1] Bentouhami, LARAFI. *Contrôle d'une Machine Electrique Double Etoile par les Techniques de l'Intelligence Artificielle*. Thèse de Doctorat, Université de Batna 2, 12 2019.
- [2] **Khettab, Mohammed Seddik**, et al. Analyse de la technique de modulation vectorielle SVM (Space Vector Modulation) appliquée aux onduleurs hexaphasés multiniveaux. Mémoire de Master électrotechnique. Université Ahmed DRAIA-Adrar, Juin 2023.
- [3] **Smail, Azzi, and Azzi Belkacem**. Etude Et Modélisation De La Machine Asynchrone Double Étoile : Application À La Traction Electrique. Mémoire de Master académique : génie électrique. Université Mouloud Mammeri Tizi-Ouzou, 18 septembre 2014.
- [4] **Kercha Safia, Goubi Wissam**. Etude et modélisation de machines électriques double étoile. Mémoire de Master académique : machine électrique et électronique de puissance. Université Kasdi Merbah Ouargla, 27/06/2013.
- [5] **Bentouhami, L. A. R. A. F. I.** Contrôle d'une Machine Electrique Double Etoile par les Techniques de l'Intelligence Artificielle. Thèses Doctorat. Université Mostefa Ben Boulaid de Batna 2, 12/2/2019.
- [6] **Kiyyour, Brahim**. Contribution à la Commande d'une Machine Asynchrone Double Etoile. Thèses Doctorat. Université Mohamed Khider–Biskra, 11/11/2020
- [7] **Mahrez Boukais, Aliouat Malika**. Etude Et Modélisation D'Une Génératrice Asynchrone À Double Étoile: Application Dans Un Système Éolien. Mémoire Master académique. Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou, 17/09/2014.
- [8] **BAKHOUCHE, MAROUA**. Commande vectorielle d'une machine asynchrone double alimentation en mode moteur et générateur. Mémoire de Master Académique : électrotechnique industrielle. Université Larbi Tébessi de Tébessa, 11/06/2022.
- [9] **Boulhouche slimane**. Commande DTC d'une machine asynchrone double étoile. Mémoire de Master : électromécanique. Université de Bejaia.
- [10] **Laamayad, Tahar**. *Contribution à la Commande d'une Machine Asynchrone Double Etoile par Mode Glissant. Apport de la Logique floue*. Thèse de Doctorat: électrotechnique. Université de Batna 2, 2014.

- [11] **Lounes Hama, Mounir Kekouche.** Etude et commande d'une Machine asynchrone double étoile. Mémoire de Master : électrotechnique. Université de Bejaïa.
- [12] **BOUANANE, Nourelhouda, Chahrazed BAADI.** Commande directe du couple de la machine asynchrone double étoile aimantée par onduleur multi-niveau. Mémoire de Master Académique : Réseau électriques. UNIVERSITE KASDI MERBAH OUARGLA, 09/07/2019.
- [13] **Bouamra Dhia Elhak, Beddi Nasser.** Etude d'une machine asynchrone double étoile (Modélisation, Alimentation et commande). Mémoire de Master Académique : réseau électrique. Université d'El-Oude, 24 juin 2014.
- [14] **Bourezg Islam.** Application de la commande prédictive pour l'équilibrage des sources de tension d'entrée d'un onduleur multi-niveaux. Mémoire de Master : commande électrique. Université de Jijel, 2020.
- [15] **Salahi Ismail, Mohammed souleymene GUERBOUZ.** ETUDE, Modélisation et commande d'un onduleur à trois niveaux à structure NPC. Mémoire de Master : commande électrique. Université Ahmed DRAIA-Adrar, 20/06/2021.
- [16] **Ahfouda Abd Elkarim.** Alimentation d'une machine asynchrone par un onduleur de tension multi-niveaux à MLI optimisée. Mémoire de Master académique en électrotechnique industrielle. Université Kasdi Merbah de Ouargla, 2017.
- [17] **Benslimane Tarak et Amiche Abd ennour** « Commande des onduleurs multiniveaux de tension à diode flottante ». Mémoire de Master génie électrique. Université de Msila, 2013.
- [18] **Dellalou Khire ddine,** « stratégies de commande des onduleurs multiniveaux (MLI ST et vectorielle). Mémoire de Master électromécanique. Université Badj Mktar de Annaba, 2019.
- [19] **Amiche Abd Ennour.** Commande des onduleurs multiniveaux de tension à diode flottante. Mémoire de Master : génie électrique. Université de Msila, 2013.
- [20] **Diaafer Lalili.** MLI Vectorielle et commande non linéaire du bus continu des onduleurs multiniveaux. Application à la conduite de la machine asynchrone. Thèse Doctorat : génies électriques. Université de Jijel, 18 Avril 2009.
- [21] **ACHAT Nafaa,** « Etude et simulation de la machine asynchrone double étoile dans le repère abc, en modes normal et dégardé, **Mémoire de Master en électrotechnique. Université A. MIRA de Béjai, 2018.**

- [22] **Ismail GUEZEI**, « Commande vectorielle de la machine asynchrone double étoile par deux onduleurs à trois niveaux, Mémoire de Master en Electrotechnique, Ecole Nationale Polytechnique d'Alger, 2017
- [23] **Hocine Amimeur**, Mémoire Magister en Electrotechnique « Contribution à la Commande d'une Machine Asynchrone Double Etoile par Mode de Glissement » 28 /05 / 2008.
- [24] **BOUSSIALA Boubakr**, Mémoire de Magister en Automatique « Commande vectorielle d'une machine asynchrone polyphasée alimentée par onduleur à trois niveaux « Application sur la Machine Heptaphasée ». ENP Alger, 13 / 10 / 2010
- [25] **Abdelkrim Ammar**, « Étude et Commande d'une Machine Asynchrone Double Étoile », Mémoire de Magister, Université SETIF 1, 2013
- [26] **CHORFI Nadia, BENSALAH Abd Elaziz**, « Commande vectorielle de la machine asynchrone double étoile » Mémoire de Master en électrotechnique, Université –Ain Temouchent- Belhadj Bouchaib. 2023.
- [27] **Lounes HAMA, Mounir KEKOUCHE**, Etude et Commande d'une Machine Asynchrone
- [28] **Mahrez, Boukais, Aliouat Malika**. Etude Et Modélisation D'Une Génératrice Asynchrone À Double Étoile: Application Dans Un Système Éolien. Mémoire de Master, Université Mouloud Mammeri, 2014.

Les Annexes

Les Annexes

Les paramètres de la machine asynchrone double étoile :

Résistance du stator (l'étoile1)	$R_1 = 0.012$
Résistance du stator (l'étoile2)	$R_2 = 0.012$
Résistance du rotor	$R_r = 0.0105$
Inductance du stator (l'étoile1)	$L_1 = 0.000201 \text{ H}$
Inductance du stator (l'étoile2)	$L_2 = 0.000201 \text{ H}$
Inductance du rotor	$L_r = 0.0001005 \text{ H}$
Inductance mutuelle	$L_m = 0.0067 \text{ H}$
Inertie de rotor	$J = 50 \text{ (Kg. m}^2\text{)}$
Nombre de paires de pôles	$p = 2$

Les paramètres des régulateurs :

Les paramètres de régulateurs du courant	
Gain proportionnel du correcteur	$K_p = 0.504$
Gain intégral du correcteur	$K_i = 30$
Les paramètres de régulateurs de vitesse	
Gain proportionnel du correcteur	$K_p = 5239$
Gain intégral du correcteur	$K_i = 156.71$

Résumé

Résumé

Les machines multiphasées sont de plus en plus couramment employées dans les applications nécessitant une grande puissance en raison de leur fiabilité et de leur capacité à segmenter la puissance notamment la machine asynchrone double étoile.

Leur alimentation nécessite des convertisseurs de forte puissance avec une meilleure qualité spectrale des ondes à leurs sorties. Ce qui est possible via l'utilisation des convertisseurs multiniveaux.

L'objectif de ce mémoire est l'étude, la modélisation et la simulation d'une machine asynchrone double étoile et son alimentation via deux onduleurs à trois niveaux de type DCI d'une part, puis l'étude et la commande vectorielle à flux orienté de cette machine. Des simulations ont été effectuées sous Simulink-Matlab.

Summary

Multi-phase machines are increasingly used in applications requiring high power due to their reliability and their ability to segment power, particularly the double-star asynchronous machine.

Their power supply requires high-power converters with better spectral quality of the waves at their outputs. This is possible through the use of multilevel converters.

The objective of this dissertation is the study, modeling and simulation of a double star asynchronous machine and its power supply via two three-level DCI type inverters on the one hand, then the study and flux vector control oriented of this machine. Simulations were carried out using Simulink-Matlab.

ملخص

يتم استخدام الآلات متعددة الأطوار بشكل متزايد في التطبيقات التي تتطلب طاقة عالية نظراً لموثوقيتها وقدرتها على تجزئة الطاقة، وخاصة الآلة غير المتزامنة ذات النجمة المزدوجة.

يتطلب مصدر الطاقة الخاص بهم محولات عالية الطاقة ذات جودة طيفية أفضل للموجات عند مخرجاتها. وهذا ممكن من خلال استخدام المحولات متعددة المستويات.

الهدف من هذه الأطروحة هو دراسة ونمذجة ومحاكاة آلة غير متزامنة ذات نجم مزدوج وإمدادات الطاقة الخاصة بها عبر محولين من نوع DCI ثلاثي المستويات من ناحية، ومن ثم دراسة والتحكم في ناقلات التدفق الموجهة لهذه الآلة. تم إجراء عمليات المحاكاة باستخدام Simulink-Matlab