

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
REpubLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
وزارة التعليم العالي والبحث العلمي
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
جامعة الدكتور الطاهر مولاي
سعيدة

Université Saida Dr Tahar Moulay –
Faculté de TECHNOLOGIE



MEMOIRE

Mémoire de fin d'études présenté pour l'obtention du Diplôme de MASTER

En : Électrotechnique

Spécialité : Électrotechnique Industrielle

Par : Bettahar Moufida et Touati Houssem

Sujet

Commande directe du couple d'une machine asynchrone double étoile

Soutenue publiquement en .../06/2022 devant le jury composé de :

Pr. MILOUD Yahia
Dr. CHERIFI Djamila
Pr. MEKRI Fatiha

Univ. Saida
Univ. Saida
Univ. Saida

Président
Rapporteur
Examineur

Année universitaire 2021/2022

Remerciements

*Avant tout, nous remercions le dieu, le tout puissant, de nous avoir donné le courage
et la volonté pour accomplir ce travail.*

Nous tenons à exprimer notre profonde gratitude à notre encadreur

*Dr. CHERRIF pour sa disponibilité, ses conseils précieux pendant la
période de la réalisation de ce travail*

*Nos respectueux remerciements à l'ensemble des membres du jury pour l'intérêt porté
sur notre travail.*

*Nos remerciements vont également à toutes les personnes qui nous ont aidées à réaliser
ce travail.*

*Enfin, nous adressons nos vifs remerciements à tous les enseignants du département
d'électrotechnique qui ont assisté à notre formation.*

Dédicace

J'exprime ma reconnaissance a ceux et celles qui m'ont apporté leur soutien, leur aide et leurs précieux conseils pour l'accomplissement de ce modeste travail. Surtout à mes professeurs qui m'ont épargné aucun effort pour m'ouvrir la voie au savoir et auxquels je dédie ce travail.

Je dédie également ce travail à mes parents pour les sacrifices qu'ils ont consenti pour me permettre de poursuivre mes études universitaires, pour mon instruction et mon bien être et pour l'amour qu'ils m'ont apporté tout au long de mon cursus scolaire. Puisse Dieu vous accordé santé, bonheur et longue vie et faire en sorte que jamais je ne vous décevrai. Papa, maman je vous aime, votre fille unique a soutenu.

A ma chère tante pour son affection à mon égard et pour ses encouragements. Vous m'avez soutenu tout le temps et vous étiez toujours la pour moi. Je vous souhaite une vie pleine de bonheur et de santé et que Dieu, le tout puissant, vous protège.

Je dédie également ce travail à madame ***Dr. Cherifi*** à laquelle j'exprime toute ma reconnaissance pour avoir encadré et dirigé mes études et pour les précieux conseils qu'elle m'a généreusement prodigués. Qu'elle veuille accepter mes profonds respects.

En souvenir de ma sincère et profonde amitié et des moments agréables que nous avons passés ensemble. Veuillez trouver dans ce travail l'expression de mon respect le plus profond et mon affection la plus sincère. Que Dieu nous garde ensemble pour toujours.

A toutes les personnes qui ont participé a l'élaboration de ce travail à tous ceux que nous avons omis de citer.

B. Moufida

Dédicace

En premier lieu, je remerciée DIEU, qui ma donné le courage, La force et la volonté pour réaliser ce modeste travail.

Je dédie ce modeste travail :

- ❖ À la lumière de ma vie, mes chers parents, exemple de courage et de sérieux qui m'ont tout donné pour me permettre de réaliser mes rêves.

En ces quelques mots, je leurs exprime tout mon amour et mon respect pour tout ce qu'ils m'ont offert comme soutien,

encouragement et aide. Je leurs souhaite une bonne santé, que Dieu me les garde.

- ❖ À mes sœurs
- ❖ À mes frères
- ❖ À toutes ma famille
- ❖ À tous mes amis

T.Houssem

Sommaire

Sommaire

Avant propos	
Sommaire	
Liste des figures	
Liste des symboles	
Introduction générale	01
Chapitre I : Généralités sur les machines multiphasées	
I.1. Introduction	03
I.2. Caractéristiques des machines multiphasées	03
I.2.1. Machines multiphasées de type 1	03
I.2.2. Machines multiphasées de type 2	06
I.3. Principe de fonctionnement de la machine multi-phasées	07
I.4. Applications des Machines Multiphasées	07
I.5. Avantages des machines multiphasées	08
I.6. Inconvénients des machines multiphasées	08
I.7. Conclusion	09
Chapitre II : Modélisation de la machine asynchrone double étoile (MASDE)	
II.1. Introduction	10
II.2. Description de la MASDE	10
II.3. Hypothèses simplificatrice	11
II.4. Modèle de la MASDE dans le repère réel abc	11
II.4.1 Equations électriques	11
II.4.2 Equations magnétiques	13
II.4.3 Equation mécanique	15
II.5 Transformation de Park	16
II.6 Choix du référentiel	17
II.6.1 Référentiel lié au stator	17
II.6.2 Référentiel lié au rotor	17
II.6.3 Référentiel lié au champ tournant	17
II.7 Application de la transformation de Park	17
II.7.1 Equations transformées	18
II.7.2 Equations de flux	19
II.7.3 Equation mécanique	21
II.8 Modèle d'état e la MASDE	22
II.8.1 Dans le repère de park	22
II.8.2 Dans un référentiel lié au stator	24
II.9 Développement du modèle SIMULINK de la MASDE	25

II.10. Résultats de simulation.....	27
II.10.1. Interprétation des Résultats de simulation	31
II.11. Modélisation de l'alimentation de la MASDE.....	32
II.11.1. La structure de la chaîne d'alimentation choisie	33
II.11.2. Commande par modulation de largeur d'impulsion	35
II.11.3. Résultats de simulation.....	37
II.11.4.. Interprétation des résultats de simulation.....	39
II.12. Conclusion	39

Chapitre III : Commande Directe du Couple de la MASDE

III.1. Introduction	41
III.2. Principe de la commande directe du couple	41
III.3 Principe du contrôle du couple et du flux statorique	42
III.3.1. Principe du contrôle du flux statorique.....	42
III.3.2. Principe du contrôle du couple électromagnétique.....	44
III.4. Choix du vecteur tension	45
III.5. Estimation du flux statorique	47
III.6. Estimation du couple électromagnétique.....	48
III.7. Elaboration des contrôleurs de flux et du couple	48
III.7.1. Contrôleur à hystérésis de flux.....	48
III.7.2 Contrôleur à hystérésis du couple.....	49
III.8. Elaboration des tables de commutation.....	50
III.9. Structure générale du contrôle direct de couple.....	50
III.10 Résultats de simulation	52
III.10.1 Essai a vide.....	52
III.10.2 Essai en charge.....	53
III.10.3 Teste de robustesse.....	54
III.11 Conclusion.....	55
Conclusion Générale	57
Bibliographie.....	58
Annexes	

Liste des Figures

Liste des figures

<i>Chapitre I</i>		
Figure (I.01)	Exemple d'application d'une machine asynchrone de 6 phases	8
<i>Chapitre II</i>		
Figure (II.01)	Représentation des enroulements de la machine asynchrone à double stator	10
Figure (II.02)	Représentation des enroulements de la machine dans le repère (d, q).	16
Figure (II.03)	Représentation schématique du modèle de Park de la MASDE	17
Figure (II.04)	Modèle Simulink de la MASDE	26
Figure (II.05)	Performances de la MASDE lors d'un démarrage à vide ($C_r=0$).	29
Figure (II.06)	Performances de la MASDE lorsqu'on applique un couple résistant ($C_r=15$ N.m) à $t=3$ s.	31
Figure (II.07)	Schéma synoptique d'une MASDE et de son alimentation	33
Figure (II.08)	Onduleur de tension pour l'alimentation de la MASDE	34
Figure (II.09)	Principe de la technique MLI Sinus-Triangle	36
Figure (II.10)	Description de la commande M.L.I. sinus – triangle	37
Figure (II.11)	Simulation de la MASDE alimentée par deux onduleurs de tensions à MLI Sinus-triangle	39
<i>Chapitre III</i>		
Figure (III.01)	Application d'un vecteur tension statorique qui permet de diminuer le module du flux statorique	42
Figure (III.02)	Application d'un vecteur tension statorique qui permet d'augmenter le module du flux statorique	42
Figure (III.03)	Trajectoire du flux statorique	43
Figure (III.04)	L'évolution de l'extrémité de ϕ_s	44
Figure (III.05)	Réglage du couple électromagnétique en agissant sur les vecteurs tension	45
Figure (III.06)	Choix du vecteur tension	46
Figure (III.07)	Contrôleur à hystérésis à deux niveaux	49
Figure (III.08)	Contrôleur à hystérésis à trois niveaux	50
Figure (III.09)	Structure générale du contrôle direct du couple de la MADA	51
Figure (III.10)	Résultats de simulation de la commande directe du couple de la MASDE pour le test de fonctionnement à vitesse constante	53
Figure (III.11)	Résultats de simulation de la commande directe du couple de la MASDE pour le test de fonctionnement en charge	54
Figure (III.12)	Test de robustesse pour une variation de +50% de R_s	54
Figure (III.13)	Test de robustesse pour une variation de +50% de R_r	55

Liste des Symboles

Liste des symboles

P_{em}	: Puissance électromagnétique
P	: Nombre de paire de pôles.
C_{em}	: Couple électromagnétique.
q	: Nombre de phases statoriques.
q_a	: Nombre équivalent de phases.
α	: Décalage angulaire.
g	: Glissement.
A_{s1}, B_{s1}, C_{s1}	: Les indices correspondants aux trois phases du stator 1.
A_{s2}, B_{s2}, C_{s2}	: Les indices correspondants aux trois phases du stator 2.
A_r, B_r, C_r	: Les indices correspondants aux trois phases du rotor.
R_{s1}, R_{s2}, R_r	: Les résistances statoriques et rotoriques
$[I_{s1}]$: Matrice de courant de l'étoile 1.
$[I_{s2}]$: Matrice de courant de l'étoile 2.
$[I_r]$: Matrice de courant de rotor.
$[\phi_{s1}]$: Matrice de flux de l'étoile 1.
$[\phi_{s2}]$: Matrice de flux de l'étoile 2.
$[\phi_r]$: Matrice de flux du rotor.
L_{s1}, L_{s2}, L_r	: Les inductances propres des stators et du rotor
L_{ms}	: L'inductance mutuelle entre phases statoriques
L_{mr}	: L'inductance mutuelle entre phases rotoriques
f	: Coefficient de frottement.
C_r	: Couple résistant (couple de charge).
J	: Moment d'inertie.
Ω	: La vitesse mécanique du rotor
d, q	: Axes directs et quadratiques du repère de Park.
G_{abc}	: grandeurs triphasées équilibrées.
G_{dqo}	: grandeurs biphasées dans le repère (d, q).
ω_s	: Pulsation électrique statorique.
C_r	: Couple résistant.
X	: Vecteur d'état.
U	: Vecteur de commande.
A	: Matrice d'évolution du système.
V_s	: Valeur efficace de tension.
T	: Transistor
D	: Diode
m	: indice de modulation
r	: Taux de modulation
V_r	: Amplitude de a tension de référence

V_p	: Valeur crête de l'onde de modulation
T_e	: Période d'échantillonnage.
MASDE	: Machine Asynchrone Double Etoile.
M.L.I	: Modulation de largeur d'impulsion
PI	: Régulateur proportionnel – intégral
DTC	: Direct Torque Contrôle.

Introduction Générale

Introduction Générale

Les entraînements à vitesse variable ont pris une importance considérable dans l'industrie et dans la recherche cette dernière décennie, et nécessitent des connaissances multidisciplinaires dans le domaine de génie électrique, tels que les machines électriques, l'électronique de puissance, l'informatique et les technologies programmables enfin celui de la théorie de la commande des systèmes dynamiques. Les récents développements dans ces disciplines ont permis de développer des systèmes de commande de très hautes performances. Donc un entraînement à vitesse variable est composé d'une source d'énergie électrique, d'un convertisseur d'électronique de puissance, d'une machine et d'un système de commande. Dans le domaine des machines électriques les machines triphasées sont largement diffusées : leurs problématiques de conception et d'alimentation sont aujourd'hui bien maîtrisées. Néanmoins, les machines polyphasées (c'est-à-dire dont le nombre de phases est supérieur à trois) présentent en comparaison des caractéristiques particulièrement attractives, [Mel-14].

Dès 1920 les Machines multiphasées (machines dont le nombre de phases est supérieur à trois), a été introduit par les chercheurs comme une solution pour assurer une fiabilité élevée dans la motorisation électrique dans les applications de forte puissance, telles que la traction ferroviaire ou la propulsion navale, cette solution consiste à appliquer la segmentation de puissance au niveau de l'ensemble convertisseur-machine, dont les machines multiphasées, alimentées par un onduleur. Parmi les autres avantages qui caractérisent ces machines, on peut citer : la minimisation des harmoniques du couple électromagnétique, la minimisation des pertes. Un des exemples les plus courants de machines multiphasées est la Machine Asynchrone Double Etoile (MASDE), qui possède deux enroulements triphasés identiques. Les deux étoiles partagent le même stator et sont décalés d'un angle électrique de 30° . Ces enroulements ont le même nombre de pôles et sont alimentés à la même fréquence. La structure du rotor reste identique à celle d'une machine triphasée ; il peut donc être soit à cage d'écureuil, soit bobiné pour former un enroulement triphasé. Une telle machine a l'avantage, outre la segmentation de puissance et la redondance intéressante qu'elle introduit, de réduire de manière significative les ondulations du couple électromagnétique et les pertes dans le rotor, [Elh-13],[Had-20].

La commande de la machine asynchrone double étoile est semblable à la commande de la machine asynchrone triphasée, mais avec un nombre de grandeurs à régler plus grand et plus difficiles, puisque il existe un fort couplage entre les variables d'entrées et de sorties et les variables internes de la machine comme le flux, le couple et la vitesse],[Had-20].

Les techniques de commandes modernes conduisent à une commande des machines asynchrones comparable à celle de la machine à courant continu. Parmi ces techniques, on trouve la commande directe du couple, la commande par retour d'état, la commande vectorielle, la commande adaptative, ...etc, [Sad-17].

La commande directe du couple (en anglais : Direct Torque Control (DTC)) proposé par *Takahashi* et *Depenbrock* en 1985 est une solution pour les problèmes du contrôle vectoriel. Cette technique ne cherche pas les tensions à appliquer à la machine, mais le meilleur état de commutation de l'onduleur pour satisfaire les exigences de l'utilisateur. Elle nous permet d'avoir un découplage naturel entre le flux et le couple, de supprimer l'étage MLI, d'obtenir une très bonne réponse du couple, [Ben-15], [Sad-17], [Hac-17], [Zem-17].

L'objectif principal de ce mémoire est la conception d'un système de contrôle direct du couple qui sera appliqué à un moteur asynchrone double étoile.

Ce mémoire sera structuré de la manière suivante :

Dans le premier chapitre, nous présenterons une étude théorique sur la machine asynchrone double étoile concernant sa description. Les avantages et les inconvénients de cette machine, ainsi les domaines d'utilisation sont présentés.

Le deuxième chapitre sera consacré à la présentation d'une modélisation détaillée de cette machine avec son système d'alimentation. Dans Le troisième chapitre nous présenterons la commande directe du couple de la MASDE. Cette commande sera établie, analysée et simulée en utilisant l'environnement Matlab-Simulink.

Nous terminerons ce travail par une conclusion générale sur les travaux présentés et des perspectives théoriques dans les futurs travaux.

Chapitre I

**Généralités sur les Machines
Multiphasées**

I.1. Introduction

Afin d'assurer une motorisation électrique pour des applications de forte puissance, telles que la traction ferroviaire ou la propulsion navale par exemple, il est souvent nécessaire de segmenter la puissance. Pour cela, on peut agir au niveau du convertisseur, grâce à des techniques multiniveaux ou à la mise en parallèle de convertisseurs. Une autre solution consiste à appliquer la segmentation au niveau de l'ensemble convertisseur-machine, en utilisant des machines multiphasées, alimentées par un onduleur ayant autant de bras que de phases. L'idée de multiplier le nombre de phases trouve là une de ses principales raisons d'être. En effet, la puissance totale étant répartie sur un nombre plus élevé de bras, chacun d'eux est alors dimensionné pour une puissance réduite ce qui permet d'obtenir des fréquences de commutation plus élevées et donc des ondulations réduites au niveau des courants et du couple électromécanique, [Ben-15], [Sad-17].

Un des exemples les plus courants des machines multiphasées est la Machine Asynchrone Double Etoile (MASDE). Dans la configuration classique, deux enroulements triphasés identiques constituant les deux étoiles se partagent le même stator et sont décalés d'un angle électrique de 30° . Ils ont le même nombre de pôles et sont alimentés à la même fréquence. La structure du rotor reste identique à celle d'une machine triphasée, il peut donc être soit à cage d'écureuil, soit bobiné pour former un enroulement triphasé. Une telle machine a l'avantage, outre la segmentation de puissance et la redondance intéressante qu'elle introduit, de réduire de manière significative les ondulations du couple électromagnétique et les pertes rotoriques, [Sad-17].

Dans ce chapitre, nous exposons un bref aperçu sur les machines polyphasées, leurs caractéristiques, leurs types, ainsi que leurs avantages et inconvénients.

I.2 Caractéristiques des machines multiphasées

On distingue habituellement deux types de machine multiphasée, suivant que le nombre de phases statoriques est ou non un multiple de trois. On peut ainsi les classer en deux groupes, que l'on nommera « machines multiphasées de type 1 » et « machines multiphasées de type 2 », [Bel-17], [Bou-19]. De plus, on considère rarement les cas où le nombre de phases est un nombre pair, sauf si celui-ci est un multiple de trois.

I.2.1 Machines multiphasées de Type 1

Les machines multiphasées de Type 1 sont des machines dont le nombre de phases statoriques " q " est un multiple de trois, ces machines sont souvent appelées machines multi-étoile, de sorte que l'on puisse les grouper en " n " étoiles triphasées :

$$q = 3.n \quad (n= 1, 2, 3, 4...) \quad (I.1)$$

Or pour un nombre donné de phases, il peut y avoir plusieurs configurations possibles suivant le décalage angulaire (α) entre deux bobines adjacentes (qui correspond d'ailleurs au décalage entre étoiles). En effet, une machine double étoile ($q = 6$) dont les étoiles sont décalées de $\alpha = \pi/6$ a des caractéristiques différentes de celles d'une machine dont les étoiles sont décalées de $\alpha = \pi/3$, [Lak-14] , [Zou-18].

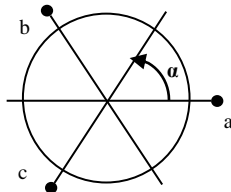
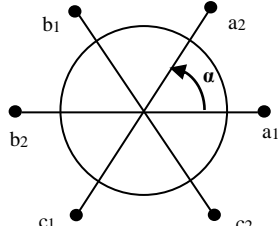
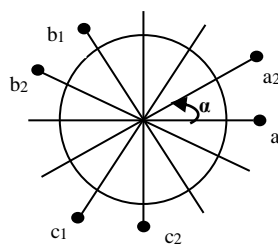
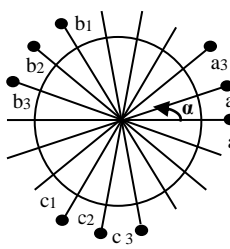
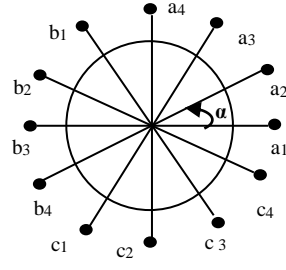
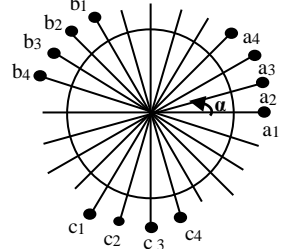
Pour différencier les configurations possibles, on peut introduire un "nombre équivalent de phases", noté q_α , dont la définition est la suivante, [Had-17] :

$$q_\alpha = \pi/\alpha \quad (I.2)$$

Une machine ayant six phases régulièrement décalées de $\pi/3$ a en effet les mêmes caractéristiques de fonctionnement (en ce qui concerne les harmoniques d'espace et de temps) qu'une machine triphasée (pour laquelle $q = q_\alpha = 3$), [Had-17].

Le tableau (I.1) donne le détail de quelques exemples de machines multi-étoiles.

Tableau. I.1 : Machines multiphasées dont le nombre de phases statoriques est un multiple de trois (machines multiphasées de Type 1).

Nombre de phases (q)	Nombre équivalent de phases (q_α)	Décalage angulaire (α)	Représentation schématisée, position des bobines
3	3	$\pi/3$	
6	3	$\pi/3$	
6	6	$\pi/6$	
9	9	$\pi/9$	
12	6	$\pi/6$	
12	12	$\pi/12$	

1.2.2. Machines multiphasées de Type 2

Le nombre de phases statoriques " q " dans ce type de machines est un nombre non multiple de trois. Pour les machines ayant un nombre de phases impair, les phases sont régulièrement décalées de $2\pi/q = 2\alpha$. On a donc le nombre de phases égal au nombre équivalent de phases, On a donc toujours, [Mer-19], [Tam-21] :

$$q = q_\alpha = \pi/\alpha \quad (\text{I.3})$$

Le tableau (I.2) donne le détail de quelques exemples de machines multiphasées de Type 2.

Tab. I.2 : Machines multiphasées dont le nombre de phases statoriques est un nombre impair (machines multiphasées de Type 2).

Nombre de phases (q)	Nombre équivalent de phases (q_α)	Décalage angulaire (α)	Représentation schématique, position des bobines
5	5	$\pi/3$	
7	7	$\pi/3$	
9	9	$\pi/6$	
11	11	$\pi/9$	
13	13	$\pi/13$	

I.3. Principe de fonctionnement de la machine multi-phasées

On prendra comme exemple le principe de fonctionnement de la machine double étoile MASDE.

Le fonctionnement de la MASDE est basé sur le principe d'interaction électromagnétique ; le stator est alimenté par un courant triphasé de fréquence f_s , ce qui donne naissance à un champ tournant dans l'entrefer à la vitesse angulaire Ω_s , tel que

$$\Omega_s = \frac{\omega_s}{P} = \frac{2 \cdot \pi \cdot f_s}{P} \quad [rad / s] \quad (1.1)$$

Avec :

P : nombre de paire de pôles.

Cette vitesse est appelée vitesse de synchronisme. Le rotor est constitué de manière à obtenir trois enroulements ayant un nombre de pôles identiques à ceux du stator. La structure électrique du rotor est supposée être un rotor à cage (barre conductrice en aluminium aux tôles ferromagnétiques). Ce choix permet d'obtenir des machines peu onéreuses, robustes, facile d'emploi et nécessitent un entretien limité. Lorsque le rotor tourne à une vitesse Ω différente de Ω_s , la cage rotorique devient le siège d'un système de forces électromotrices triphasées engendrant elles mêmes trois courants rotoriques. Ainsi les effets de l'induction statorique sur les courants induits rotoriques se manifestent par l'élaboration d'un couple de forces électromagnétiques sur le rotor tel que l'écart des vitesses soit réduit, , [Mer-19], [Tam-21].

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

I.4. Applications des Machines Multiphasées

- ✓ Les machines multiphasées sont utilisées beaucoup plus dans les applications de fortes puissances. Parmi ces applications on cite les pompes, les ventilateurs, les compresseurs, les moulins, les moulins du ciment, les alternateurs synchrones pour générer une puissance élevée par rapport aux alternateurs conventionnels, etc...
- ✓ Une autre application concerne l'utilisation des machines multiphasées dans les systèmes de production de l'énergie éolienne : la machine double étoile génère de l'énergie à travers deux systèmes triphasés connectés à un transformateur pour

adapter les tensions des six phases aux tensions des réseaux (Fig. I.1), [Bou-20], [Tam-21].

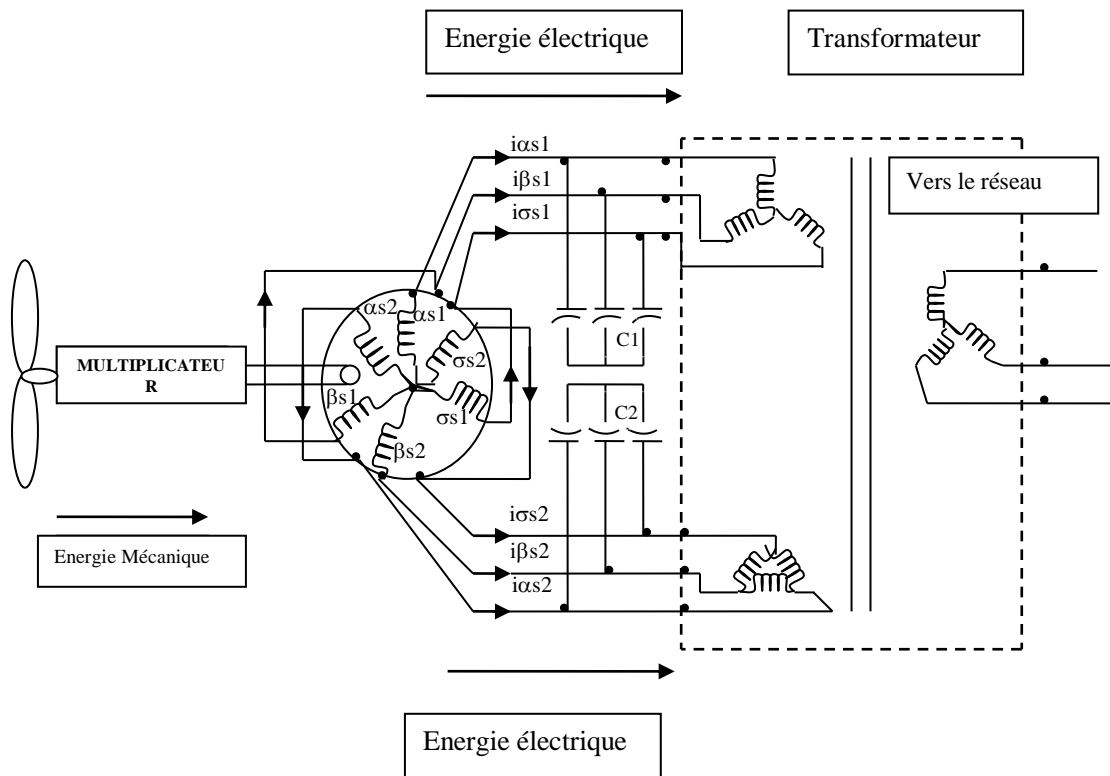


Figure (I.01): Exemple d'application d'une machine asynchrone de 6 phases

I.5. Avantages des machines multiphasées

Les machines multiphasées ou polyphasées présentent plusieurs avantages parmi lesquelles on peut citer, [Bou-20] :

- Elimination des harmoniques ;
- Minimisation des ondulations du couple et des pertes rotoriques ;
- Amélioration de la fiabilité ;
- Segmentation de la puissance afin de réaliser des ensembles convertisseur-machine de forte puissance.

I.6. Inconvénients des machines multiphasées

parmi les inconvénients on peut citer, [Bou-20] :

- L'inconvénient majeur des machines multiphasées est l'apparition des courants harmoniques de circulation lors d'une alimentation par onduleur de tension.
- Le nombre de semi-conducteurs augmente avec le nombre de phases, ce qui peut éventuellement augmenter le coût de l'ensemble convertisseur-machine.

- L'augmentation des nombre de connexions dû à l'augmentation du nombre des phases pourrait être une source de problème.

1.7. Conclusion

Dans le présent chapitre, des généralités sur les machines multiphasées a été présenté. Celle-ci donne une idée générale sur les différents types de machines multiphasées, leurs différentes caractéristiques, leurs avantages et leurs inconvénients, ainsi que leurs utilisations.

le chapitre suivant est principalement consacrée à la modélisation et simulation de la MASDE et de son alimentation.

Chapitre II

Modélisation de la Machine Asynchrone Double Etoile (MASDE) et de son Alimentation

II.1. Introduction

La modélisation de la machine électrique fait appel à des équations en général très complexes. En effet, la répartition des enroulements et la géométrie propre de la MASDE rendent son modèle difficile à mettre en oeuvre. Cependant, l'adoption de certaines hypothèses simplificatrices permet de contourner cette difficulté. Après la description et la modélisation de la machine basée sur la théorie unifiée des machines électriques classiques, dites encore théorie généralisée; cette dernière est basée sur la transformation de Park qui rapporte les équations électriques statoriques et rotoriques à des axes perpendiculaires électriquement (direct et en quadrature), [Ami-08], nous étudierons dans un premier temps la MASDE directement alimentée par des sources purement sinusoïdales et équilibrées (réseau électrique), nous passerons ensuite à l'alimentation de cette dernière par onduleurs de tension à commande M.L.I.

II.2. Description de la MASDE

La machine asynchrone triphasée à double étoile est une machine qui comporte deux stators fixes déphasés entre eux d'un angle $\alpha=30^\circ$ et un rotor mobile, (**Fig.II.1**). Chaque stator de la machine asynchrone à double stator est composé de trois enroulements identiques à p pair de pôles. Leurs axes sont décalés entre eux d'un angle électrique égal à $2\pi/3$ dans l'espace. Ils sont logés dans des encoches du circuit magnétique, [Lag-17].

La machine à étudier est représentée par deux enroulements statoriques : $A_{s1}B_{s1}C_{s1}$ et $A_{s2}B_{s2}C_{s2}$ qui sont déphasés de $\alpha=30^\circ$ entre eux, et trois phases rotorique : $A_r B_r C_r$.

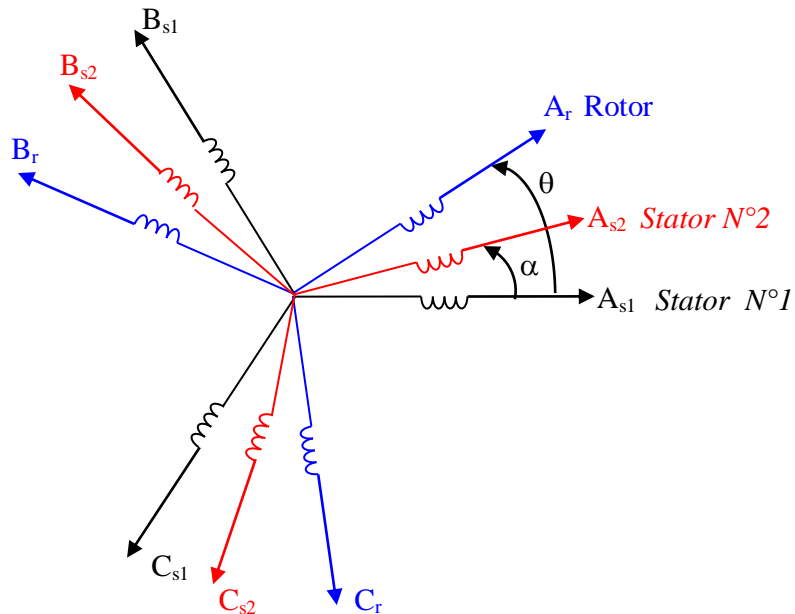


Figure (II.01) : Représentation des enroulements de la machine asynchrone à double stator.

II.3. Hypothèses simplificatrices

Avant de commencer la modélisation de la machine, on prend quelques hypothèses simplificatrices pour faciliter quelques difficultés concernant le comportement de la machine à étudier. Ces hypothèses sont données par, [Sad-17], [Hac-17]:

- L'entrefer est d'épaisseur uniforme et l'effet d'encoche est négligeable ;
- Force magnétomotrice à répartition spatiale sinusoïdale ;
- Machine de construction symétrique ;
- La saturation du circuit magnétique, l'hystérésis et les courants de Foucault sont négligeables ;
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température et on néglige l'effet de peau (effet pelliculaire).
- L'inductance de fuite mutuelle commune aux deux circuits (étoiles 1 et 2) est négligeable.

II.4. Modèle de la MASDE dans le repère réel abc

II.4.1. Equations électriques

En tenant compte des hypothèses simplificatrices citées ci-dessus, Les équations des tensions de la machine asynchrone à double étoile représentent pour chaque enroulement par ces équations, [Mel-14], [Sad-17], [Hac-17]:

Pour l'étoile 1 :

$$\begin{cases} V_{sa1} = R_{sa1} I_{sa1} + \frac{d}{dt} \phi_{sa1} \\ V_{sb1} = R_{sb1} I_{sb1} + \frac{d}{dt} \phi_{sb1} \\ V_{sc1} = R_{sc1} I_{sc1} + \frac{d}{dt} \phi_{sc1} \end{cases} \quad (II.01)$$

Pour l'étoile 2 :

$$\begin{cases} V_{sa2} = R_{sa2} I_{sa2} + \frac{d}{dt} \phi_{sa2} \\ V_{sb2} = R_{sb2} I_{sb2} + \frac{d}{dt} \phi_{sb2} \\ V_{sc2} = R_{sc2} I_{sc2} + \frac{d}{dt} \phi_{sc2} \end{cases} \quad (II.02)$$

Pour le rotor :

$$\begin{cases} 0 = R_{ra} I_{ra} + \frac{d}{dt} \phi_{ra} \\ 0 = R_{rb} I_{rb} + \frac{d}{dt} \phi_{rb} \\ 0 = R_{rc} I_{rc} + \frac{d}{dt} \phi_{rc} \end{cases} \quad (II.03)$$

La forme matricielle :

Pour l'étoile 1 :

$$[V_{s1}] = [R_{s1}] [I_{s1}] + \frac{d}{dt} [\phi_{s1}] \quad (\text{II.04})$$

Pour l'étoile 2 :

$$[V_{s2}] = [R_{s2}] [I_{s2}] + \frac{d}{dt} [\phi_{s2}] \quad (\text{II.05})$$

Pour le rotor :

$$[0] = [R_r] [I_r] + \frac{d}{dt} [\phi_r] \quad (\text{II.06})$$

On pose :

$$R_{sa1} = R_{sb1} = R_{sc1} = R_{s1}$$

$$R_{sa2} = R_{sb2} = R_{sc2} = R_{s2}$$

$$R_{ra} = R_{rb} = R_{rc} = R_r$$

$$[R_{s1}] = \begin{bmatrix} R_{s1} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s1} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s1} \end{bmatrix} ; \quad [R_{s2}] = \begin{bmatrix} R_{s2} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s2} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s2} \end{bmatrix} ; \quad [R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}$$

R_{s1} : Résistance d'une phase de l'étoile 1.

R_{s2} : Résistance d'une phase de l'étoile 2.

R_r : Résistance d'une phase du rotor.

$$[V_{s1}] = \begin{bmatrix} V_{sa1} \\ V_{sb1} \\ V_{sc1} \end{bmatrix} ; \quad [V_{s2}] = \begin{bmatrix} V_{sa2} \\ V_{sb2} \\ V_{sc2} \end{bmatrix}$$

$[V_{s1}]$: matrice de tension de l'étoile 1.

$[V_{s2}]$: matrice de tension de l'étoile 2.

$$[I_{s1}] = \begin{bmatrix} I_{sa1} \\ I_{sb1} \\ I_{sc1} \end{bmatrix} ; \quad [I_{s2}] = \begin{bmatrix} I_{sa2} \\ I_{sb2} \\ I_{sc2} \end{bmatrix} ; \quad [I_r] = \begin{bmatrix} I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix}$$

$[I_{s1}]$: matrice de courant de l'étoile 1.

$[I_{s2}]$: matrice de courant de l'étoile 2.

$[I_{ra}]$: matrice de courant de rotor.

$$[\phi_{s1}] = \begin{bmatrix} \phi_{sa1} \\ \phi_{sb1} \\ \phi_{sc1} \end{bmatrix} ; \quad [\phi_{s2}] = \begin{bmatrix} \phi_{sa2} \\ \phi_{sb2} \\ \phi_{sc2} \end{bmatrix} ; \quad [\phi_r] = \begin{bmatrix} \phi_{ra} \\ \phi_{rb} \\ \phi_{rc} \end{bmatrix}$$

$[\phi_{s1}]$: matrice de flux de l'étoile 1.

$[\phi_{s2}]$: matrice de flux de l'étoile 2.

$[\phi_r]$: matrice de flux du rotor.

II.4.2. Equations magnétiques

C'est à partir de la matrice $[L(\theta)]$ qu'on obtient les équations de flux en fonction des courants, [Mel-14], [Sad-17], [Hac-17].

$$[L(\theta)] = \begin{bmatrix} [L_{s1s1}] & [L_{s1s2}] & [L_{s1r}] \\ [L_{s2s1}] & [L_{s2s2}] & [L_{s2r}] \\ [L_{rs1}] & [L_{rs2}] & [L_{rr}] \end{bmatrix} \quad (II.07)$$

$$\text{Et :} \quad [\phi] = [L(\theta)] \cdot [I] \quad (II.08)$$

$$\text{Où :} \quad [\phi] = \begin{bmatrix} [\phi_{s1}] \\ [\phi_{s2}] \\ [\phi_r] \end{bmatrix} ; \quad [I] = \begin{bmatrix} [I_{s1}] \\ [I_{s2}] \\ [I_r] \end{bmatrix}$$

Donc :

$$\begin{bmatrix} [\phi_{s1}] \\ [\phi_{s2}] \\ [\phi_r] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_{s1s1}] & [L_{s1s2}] & [L_{s1r}] \\ [L_{s2s1}] & [L_{s2s2}] & [L_{s2r}] \\ [L_{rs1}] & [L_{rs2}] & [L_{rr}] \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} [I_{s1}] \\ [I_{s2}] \\ [I_r] \end{bmatrix} \quad (II.09)$$

$[L_{s1s1}]$: Matrice inductance de l'étoile 1.

$[L_{s2s2}]$: Matrice inductance de l'étoile 2.

$[L_{rr}]$: Matrice inductance du rotor.

$[L_{s1s2}]$: Matrice inductance mutuelle entre étoile 1 et étoile 2.

$[L_{s2s1}]$: Matrice inductance mutuelle entre étoile 2 et étoile 1.

$[L_{s1r}]$: Matrice inductance mutuelle entre étoile 1 et rotor.

$[L_{s2r}]$: Matrice inductance mutuelle entre étoile 2 et rotor.

$[L_{rs1}]$: Matrice inductance mutuelle entre rotor et étoile 1.

$[L_{rs2}]$: Matrice inductance mutuelle entre rotor et étoile 2.

L'équation magnétique développée de la machine s'écrit comme suit :

$$\begin{bmatrix} \phi_{sa1} \\ \phi_{sb1} \\ \phi_{sc1} \\ \phi_{sa2} \\ \phi_{sb2} \\ \phi_{sc2} \\ \phi_{ra} \\ \phi_{rb} \\ \phi_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{a1a1} & M_{a1b1} & M_{a1c1} & M_{a1a2} & M_{a1b2} & M_{a1c2} & M_{a1a} & M_{a1b} & M_{a1c} \\ M_{b1a1} & L_{b1b1} & M_{b1c1} & M_{b1a2} & M_{b1b2} & M_{b1c2} & M_{b1a} & M_{b1b} & M_{b1c} \\ M_{c1a1} & M_{c1b1} & L_{c1c1} & M_{c1a2} & M_{c1b2} & M_{c1c2} & M_{c1a} & M_{c1b} & M_{c1c} \\ M_{a2a1} & M_{a2b1} & M_{a2c1} & L_{a2a2} & M_{a2b2} & M_{a2c2} & M_{a2a} & M_{a2b} & M_{a2c} \\ M_{b2a1} & M_{b2b1} & M_{b2c1} & M_{b2a2} & L_{b2b2} & M_{b2c2} & M_{b2a} & M_{b2b} & M_{b2c} \\ M_{c2a1} & M_{c2b1} & M_{c2c1} & M_{c2a2} & M_{c2b2} & L_{c2c2} & M_{c2a} & M_{c2b} & M_{c2c} \\ M_{aa1} & M_{ab1} & M_{ac1} & M_{aa2} & M_{ab2} & M_{ac2} & L_{aa} & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ba1} & M_{bb1} & M_{bc1} & M_{ba2} & M_{bb2} & M_{bc2} & M_{ba} & L_{bb} & M_{bc} \\ M_{ca1} & M_{cb1} & M_{cc1} & M_{ca2} & M_{cb2} & M_{cc2} & M_{ca} & M_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sa1} \\ I_{sb1} \\ I_{sc1} \\ I_{sa2} \\ I_{sb2} \\ I_{sc2} \\ I_{ra} \\ I_{rb} \\ I_{rc} \end{bmatrix} \quad (II.10)$$

M_{ij} : inductance mutuelle relative aux deux étoiles ou relative à une étoile et le rotor.

L_{ii} : inductance propre relative à une étoile ou au rotor.

Avec: $i = a_1, b_1, c_1, a_2, b_2, c_2, a, b, c$; $j = a_1, b_1, c_1, a_2, b_2, c_2, a, b, c$.

Les matrices des inductances du stator 1,2 et le rotor pouvant être :

$$[L_{s1s1}] = \begin{bmatrix} (L_{s1} + L_{ms}) & -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & (L_{s1} + L_{ms}) & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & (L_{s1} + L_{ms}) \end{bmatrix} \quad (II.11)$$

$$[L_{s2s2}] = \begin{bmatrix} (L_{s2} + L_{ms}) & -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & (L_{s2} + L_{ms}) & -\frac{1}{2}L_{ms} \\ -\frac{1}{2}L_{ms} & -\frac{1}{2}L_{ms} & (L_{s2} + L_{ms}) \end{bmatrix} \quad (II.12)$$

$$[L_{rr}] = \begin{bmatrix} (L_r + L_{mr}) & -\frac{1}{2}L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} \\ -\frac{1}{2}L_{mr} & (L_r + L_{mr}) & -\frac{1}{2}L_{mr} \\ -\frac{1}{2}L_{mr} & -\frac{1}{2}L_{mr} & (L_r + L_{mr}) \end{bmatrix} \quad (II.13)$$

Les sous matrices des inductances dans les équations (II.10), sont exprimées comme suit :

$$[L_{s1s2}] = \begin{bmatrix} L_{ms} \cos(\alpha) & L_{ms} \cos(\alpha + \frac{2\pi}{3}) & L_{ms} \cos(\alpha + \frac{4\pi}{3}) \\ L_{ms} \cos(\alpha + \frac{4\pi}{3}) & L_{ms} \cos(\alpha) & L_{ms} \cos(\alpha + \frac{2\pi}{3}) \\ L_{ms} \cos(\alpha + \frac{2\pi}{3}) & L_{ms} \cos(\alpha + \frac{4\pi}{3}) & L_{ms} \cos(\alpha) \end{bmatrix} \quad (II.14)$$

$$[L_{s1r}] = \begin{bmatrix} L_{sr} \cos(\theta) & L_{sr} \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & L_{sr} \cos(\theta + \frac{4\pi}{3}) \\ L_{sr} \cos(\theta + \frac{4\pi}{3}) & L_{sr} \cos(\theta) & L_{sr} \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ L_{sr} \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & L_{sr} \cos(\theta + \frac{4\pi}{3}) & L_{sr} \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (II.15)$$

$$[L_{s2r}] = \begin{bmatrix} L_{sr} \cos(\theta - \alpha) & L_{sr} \cos(\theta - \alpha + \frac{2\pi}{3}) & L_{sr} \cos(\theta - \alpha + \frac{4\pi}{3}) \\ L_{sr} \cos(\theta - \alpha + \frac{4\pi}{3}) & L_{sr} \cos(\theta - \alpha) & L_{sr} \cos(\theta - \alpha + \frac{2\pi}{3}) \\ L_{sr} \cos(\theta - \alpha + \frac{2\pi}{3}) & L_{sr} \cos(\theta - \alpha + \frac{4\pi}{3}) & L_{sr} \cos(\theta - \alpha) \end{bmatrix} \quad (II.16)$$

$$[L_{s1s2}] = [L_{s2s1}]^t$$

$$[L_{s1r}] = [L_{rs1}]^t$$

$$[L_{s2r}] = [L_{rs2}]^t$$

α : Angle de déphasage entre le stator 1 et 2.

θ : Angle indiquent la position instantanée du rotor.

L_{s1} : Inductance propre du premier stator.

L_{s2} : Inductance propre du deuxième stator.

L_r : Inductance propre du rotor.

L_{ms} : Valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle statorique.

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

L_{sr} : Valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle entre un stator et le rotor.

II.4.3. Equation mécanique

L'équation mécanique de la machine s'écrit, [Lag-17] :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f \Omega \quad (II.17)$$

f : Coefficient de frottement.

C_r : Couple résistant (couple de charge).

J : Moment d'inertie.

Ω : Vitesse angulaire de rotation.

II.5. Transformation de Park

Afin d'obtenir un modèle mathématique plus simple que le modèle physique du système on utilise des transformations orthogonales. On obtient donc des équations simples par des changements de variables appropriés. Parmi les transformations les plus utilisées, on a celle de Park, [Mel-14], [Sad-17], [Hac-17].

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

La figure (**Fig.II.2**) représente les enroulements de la MASDE dans le repère (d, q).

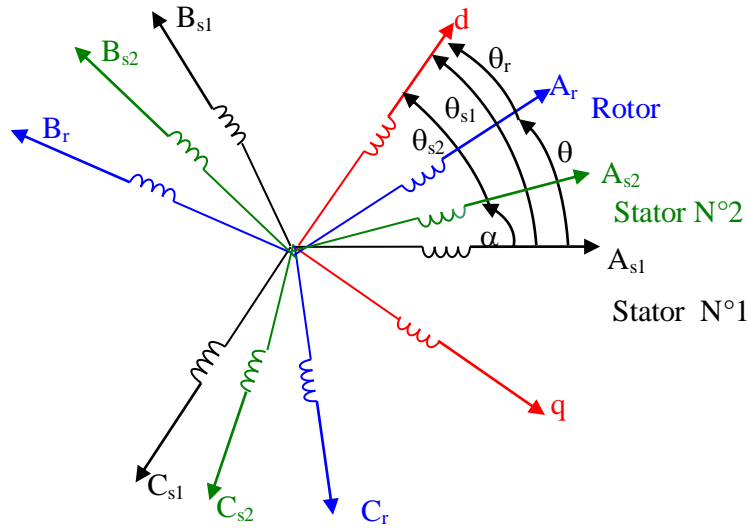


Figure (II.02) : Représentation des enroulements de la machine dans le repère (d, q).

La matrice de Park en générale:

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

La transformation de Park :

$$[G_{dq0}] = [P(\theta)] [G_{abc}]. \quad (\text{II.19})$$

Tel que :

G_{abc} : grandeurs triphasées équilibrées.

G_{dq0} : grandeurs biphasées dans le repère (d, q).

La transformation de Park inverse :

$$[G_{abc}] = [P(\theta)]^{-1} [G_{dq0}]. \quad (\text{II.20})$$

Sachant que :

$$[P(\theta)]^{-1} = [P(\theta)]^t \quad (\text{II.21})$$

II.6. Choix du référentiel

Les équations de la machine asynchrone double étoile peuvent être exprimées dans différents référentiels selon la vitesse attribuée au repère (d, q), [Mel-14], [Sad-17], [Hac-17].

II.6.1. Référentiel lié au stator

Pour ce type de choix, $\theta_s = 0$ et $\omega_s = 0$. 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.

II.6.2. Référentiel lié au rotor

Dans ce référentiel, la vitesse électrique du repère (d, q) est égale à la pulsation électrique ω_r du rotor ($\omega_s = \omega_r$). 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.

II.6.3. Référentiel lié au champ tournant

Il se traduit par les conditions : $\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt}$; $\omega_{sr} = \frac{d\theta_r}{dt} = \omega_s - \omega_r$; Ce référentiel est généralement utilisé dans le but de pouvoir appliquer la commande de la machine.

II.7. Application de la transformation de Park

La transformation de Park consiste à appliquer aux courants, aux tensions et au flux un changement de variable en faisant intervenir l'angle entre les axes des enroulements et les nouveaux axes d et q. Ceci peut être interprété comme la substitution, aux enroulements réels, (A_{s1} , B_{s1} , C_{s1}), (A_{s2} , B_{s2} , C_{s2}) et (A_r , B_r , C_r) des enroulements fictifs (S_{d1} , S_{q1}), (S_{d2} , S_{q2}) et (d_r , q_r) dont les axes magnétiques sont liés aux axes d et q (**Fig.II.03**).

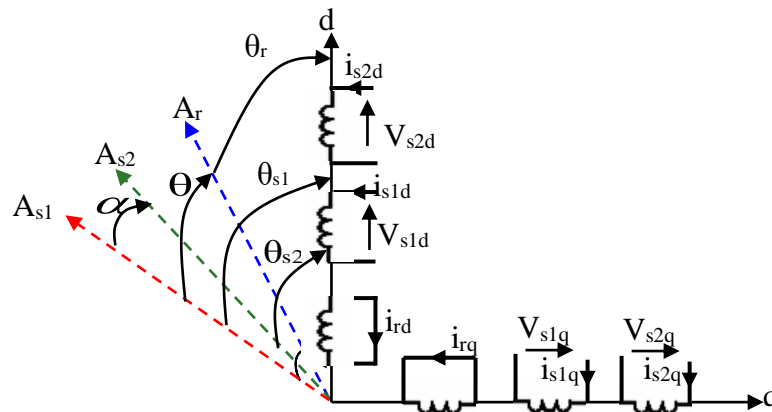


Figure (II.03) : Représentation schématique du modèle de Park de la MASDE.

II.7.1. Equations transformées

On choisi le référentiel (d-q) lié au champ tournant et en appliquant la transformation de Park aux équations précédentes, nous obtenons le système d'équations suivant :

Transformation de tension :

$$[V_{s1}] = [P(\theta_{s1})][V_{s1p}] \quad (\text{II.22})$$

$$[V_{s2}] = [P(\theta_{s2})][V_{s2p}] \quad (\text{II.23})$$

Transformation des courants :

$$[I_{s1}] = [P(\theta_{s1})][I_{s1p}] \quad (\text{II.24})$$

$$[I_{s2}] = [P(\theta_{s2})][I_{s2p}] \quad (\text{II.25})$$

$$[I_r] = [P(\theta_r)][I_{rp}] \quad (\text{II.26})$$

Transformation des flux :

$$[\phi_{s1}] = [P(\theta_{s1})][\phi_{s1p}] \quad (\text{II.27})$$

$$[\phi_{s2}] = [P(\theta_{s2})][\phi_{s2p}] \quad (\text{II.28})$$

$$[\phi_r] = [P(\theta_r)][\phi_{rp}] \quad (\text{II.29})$$

Avec :

$$\begin{aligned} [V_{s1p}] &= \begin{bmatrix} V_{s1d} \\ V_{s1q} \\ V_{s1o} \end{bmatrix}, \quad [V_{s2p}] = \begin{bmatrix} V_{s2d} \\ V_{s2q} \\ V_{s2o} \end{bmatrix}, \quad [I_{s1p}] = \begin{bmatrix} I_{s1d} \\ I_{s1q} \\ I_{s1o} \end{bmatrix}, \quad [I_{s2p}] = \begin{bmatrix} I_{s2d} \\ I_{s2q} \\ I_{s2o} \end{bmatrix} \\ [I_{rp}] &= \begin{bmatrix} I_{rd} \\ I_{rq} \\ I_{ro} \end{bmatrix}, \quad [\phi_{s1p}] = \begin{bmatrix} \phi_{s1d} \\ \phi_{s1q} \\ \phi_{s1o} \end{bmatrix}, \quad [\phi_{s2p}] = \begin{bmatrix} \phi_{s2d} \\ \phi_{s2q} \\ \phi_{s2o} \end{bmatrix}, \quad [\phi_{rp}] = \begin{bmatrix} \phi_{rd} \\ \phi_{rq} \\ \phi_{ro} \end{bmatrix} \end{aligned}$$

Après le développement on trouve :

$$\begin{bmatrix} V_{s1d} \\ V_{s1q} \\ V_{s1o} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{s1} & 0 & 0 \\ 0 & R_{s1} & 0 \\ 0 & 0 & R_{s1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{s1d} \\ I_{s1q} \\ I_{s1o} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{s1d} \\ \phi_{s1q} \\ \phi_{s1o} \end{bmatrix} + \omega_{s1} \begin{bmatrix} \phi_{s1d} \\ \phi_{s1q} \\ \phi_{s1o} \end{bmatrix} \quad (\text{II.30})$$

Ou encore en développant les matrices, avec la composante homopolaire nulle, nous obtenons le système d'équation suivant :

$$\begin{cases} V_{s1d} = R_{s1}I_{s1d} + \frac{d}{dt}\phi_{s1d} - \omega_{s1}\phi_{s1q} \\ V_{s1q} = R_{s1}I_{s1q} + \frac{d}{dt}\phi_{s1q} + \omega_{s1}\phi_{s1d} \end{cases} \quad (\text{II.31})$$

De même raisonnement que pour l'étoile 1 on aura à l'étoile 2 les équations suivantes :

$$\begin{cases} V_{s2d} = R_{s2} I_{s2d} + \frac{d}{dt} \phi_{s2d} - \omega_{s2} \phi_{s2q} \\ V_{s2q} = R_{s2} I_{s2q} + \frac{d}{dt} \phi_{s2q} + \omega_{s2} \phi_{s2d} \end{cases} \quad (II.32)$$

De même raisonnement que pour les deux étoiles on aura au rotor les équations suivantes :

$$\begin{cases} 0 = R_r I_{rd} + \frac{d}{dt} \phi_{rd} - \omega_{sr} \phi_{rq} \\ 0 = R_r I_{rq} + \frac{d}{dt} \phi_{rq} + \omega_{sr} \phi_{rd} \end{cases} \quad (II.33)$$

On pose : $\frac{d\theta_{s1}}{dt} = \frac{d\theta_{s2}}{dt} = \omega_s$ $\omega_{sr} = \omega_s - \omega_r$

ω_{sr} : pulsation de glissement.

$\omega_r = \frac{d\theta}{dt}$: pulsation rotorique.

Les équations finales des tensions de la MASDE sont :

$$\begin{cases} V_{s1d} = R_{s1} I_{s1d} + \frac{d}{dt} \phi_{s1d} - \omega_s \phi_{s1q} \\ V_{s1q} = R_{s1} I_{s1q} + \frac{d}{dt} \phi_{s1q} + \omega_s \phi_{s1d} \\ V_{s2d} = R_{s2} I_{s2d} + \frac{d}{dt} \phi_{s2d} - \omega_s \phi_{s2q} \\ V_{s2q} = R_{s2} I_{s2d} + \frac{d}{dt} \phi_{s2q} + \omega_s \phi_{s2d} \\ 0 = R_r I_{rd} + \frac{d\phi_{rd}}{dt} - \omega_{sr} \phi_{rq} \\ 0 = R_r I_{rq} + \frac{d\phi_{rq}}{dt} + \omega_{sr} \phi_{rd} \end{cases} \quad (II.34)$$

II.7.2. Equations de 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 :

$$\left\{ \begin{array}{l} \phi_{s1d} = L_{s1}I_{s1d} + \frac{3}{2}L_{ms}I_{s1d} + \frac{3}{2}L_{ms}I_{s2d} + \frac{3}{2}L_{sr}I_{rd} \\ \phi_{s1q} = L_{s1}I_{s1q} + \frac{3}{2}L_{ms}I_{s1q} + \frac{3}{2}L_{ms}I_{s2q} + \frac{3}{2}L_{sr}I_{rq} \\ \phi_{s2d} = L_{s2}I_{s2d} + \frac{3}{2}L_{ms}I_{s2d} + \frac{3}{2}L_{ms}I_{s1d} + \frac{3}{2}L_{sr}I_{rd} \\ \phi_{s2q} = L_{s2}I_{s2q} + \frac{3}{2}L_{ms}I_{s2q} + \frac{3}{2}L_{ms}I_{s1q} + \frac{3}{2}L_{sr}I_{rq} \\ \phi_{rd} = L_rI_{rd} + \frac{3}{2}L_{nr}I_{rd} + \frac{3}{2}L_{sr}I_{s1d} + \frac{3}{2}L_{sr}I_{s2d} \\ \phi_{rq} = L_rI_{rq} + \frac{3}{2}L_{nr}I_{rq} + \frac{3}{2}L_{sr}I_{s1q} + \frac{3}{2}L_{sr}I_{s2q} \end{array} \right. \quad (II.35)$$

Si on pose : $\frac{3}{2}L_{ms} = \frac{3}{2}L_{sr} = \frac{3}{2}L_{mr} = L_m$

L_m : inductance mutuelle cyclique entre le stator 1, le stator 2 et le rotor.

Donc le système d'équations (I.35) peut s'écrire de la façon suivante :

$$\left\{ \begin{array}{l} \phi_{s1d} = L_{s1}I_{s1d} + L_m(I_{s1d} + I_{s2d} + I_{rd}) \\ \phi_{s1q} = L_{s1}I_{s1q} + L_m(I_{s1q} + I_{s2q} + I_{rq}) \\ \phi_{s2d} = L_{s2}I_{s2d} + L_m(I_{s1d} + I_{s2d} + I_{rd}) \\ \phi_{s2q} = L_{s2}I_{s2q} + L_m(I_{s1q} + I_{s2q} + I_{rq}) \\ \phi_{rd} = L_rI_{rd} + L_m(I_{s1d} + I_{s2d} + I_{rd}) \\ \phi_{rq} = L_rI_{rq} + L_m(I_{s1q} + I_{s2q} + I_{rq}) \end{array} \right. \quad (II.36)$$

L'écriture de ces équations sous forme matricielle donne :

$$\begin{bmatrix} \phi_{s1d} \\ \phi_{s2d} \\ \phi_{rd} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{s1} + L_m & L_m & L_m \\ L_m & L_{s2} + L_m & L_m \\ L_m & L_m & L_r + L_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{s1d} \\ I_{s2d} \\ I_{rd} \end{bmatrix} \quad (II.37)$$

$$\begin{bmatrix} \phi_{s1q} \\ \phi_{s2q} \\ \phi_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{s1} + L_m & L_m & L_m \\ L_m & L_{s2} + L_m & L_m \\ L_m & L_m & L_r + L_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{s1q} \\ I_{s2q} \\ I_{rq} \end{bmatrix} \quad (II.38)$$

Avec :

$L_{s1}+L_m$: inductance propre cyclique du stator 1.

$L_{s2}+L_m$: inductance propre cyclique du stator 2.

L_r+L_m : inductance propre cyclique du rotor.

II.7.3. Equation mécanique

A - Puissance instantanée

Pour calculer l'expression du couple instantané, il est nécessaire de déterminer la puissance instantanée.

La puissance instantanée absorbée par la machine asynchrone double stator est donnée par l'expression suivante:

$$P = [V_s]^t [I_s] = V_{s1a} I_{s1a} + V_{s1b} I_{s1b} + V_{s1c} I_{s1c} + V_{s2a} I_{s2a} + V_{s2b} I_{s2b} + V_{s2c} I_{s2c} \quad (II.39)$$

Et comme la transformation de Park utilisée conserve la puissance instantanée, on peut écrire :

$$P = (V_{s1d} I_{s1d} + V_{s2d} I_{s2d} + V_{s1q} I_{s1q} + V_{s2q} I_{s2q}) \quad (II.40)$$

$$P = \left[\left(R_{s1} I_{s1d} + \frac{d}{dt} \phi_{s1d} - \omega_s \phi_{s1q} \right) I_{s1d} \right] + \left[\left(R_{s2} I_{s2d} + \frac{d}{dt} \phi_{s2d} - \omega_s \phi_{s2q} \right) I_{s2d} \right] +$$

$$\left[\left(R_{s1} I_{s1q} + \frac{d}{dt} \phi_{s1q} + \omega_s \phi_{s1d} \right) I_{s1q} \right] + \left[\left(R_{s2} I_{s2q} + \frac{d}{dt} \phi_{s2q} + \omega_s \phi_{s2d} \right) I_{s2q} \right] \quad (II.41)$$

$$P = [R_{s1} (I_{s1d})^2 + R_{s2} (I_{s2d})^2 + R_{s1} (I_{s1q})^2 + R_{s2} (I_{s2q})^2] +$$

$$\left[\frac{d}{dt} \phi_{s1d} I_{s1d} + \frac{d}{dt} \phi_{s2d} I_{s2d} + \frac{d}{dt} \phi_{s1q} I_{s1q} + \frac{d}{dt} \phi_{s2q} I_{s2q} \right] +$$

$$[\omega_s (\phi_{s1d} I_{s1q} + \phi_{s2d} I_{s2q} - \phi_{s1q} I_{s1d} - \phi_{s2q} I_{s2d})] \quad (II.42)$$

La puissance instantanée développée se compose de trois termes :

- Le premier terme est identifiable aux pertes joules statoriques ;
- 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).

B- Couple électromagnétique

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

$$P_{em} = C_{em} \Omega_s \quad (II.43)$$

$$P_{em} = \omega_s [\phi_{s1d} I_{s1q} + \phi_{s2d} I_{s2q} - \phi_{s1q} I_{s1d} - \phi_{s2q} I_{s2d}] \quad (II.44)$$

$$\Rightarrow C_{em} = \frac{\omega_s}{\Omega_s} [\phi_{s1d} I_{s1q} + \phi_{s2d} I_{s2q} - \phi_{s1q} I_{s1d} - \phi_{s2q} I_{s2d}] \quad (II.45)$$

$$\Rightarrow C_{em} = p [\phi_{s1d} I_{s1q} + \phi_{s2d} I_{s2q} - \phi_{s1q} I_{s1d} - \phi_{s2q} I_{s2d}] \quad (II.46)$$

p : nombre de pair de pole.

Il est possible d'obtenir d'autres expressions du couple instantané en utilisant les expressions des flux statoriques et en remplaçant (II.36) dans (II.46), on obtient :

$$C_{em} = p L_m [I_{rd} (I_{s1q} + I_{s2q}) - I_{rq} (I_{s1d} + I_{s2d})] \quad (II.47)$$

Ou bien encore en faisant appel aux flux rotoriques :

$$\phi_{rd} = L_r I_{rd} + L_m (I_{s1d} + I_{s2d} + I_{rd}) \quad (II.48)$$

$$\phi_{rq} = L_r I_{rq} + L_m (I_{s1q} + I_{s2q} + I_{rq}) \quad (II.49)$$

On tire :

$$I_{rd} = \frac{\phi_{rd}}{L_r + L_m} - \frac{L_m}{L_r + L_m} (I_{s1d} + I_{s2d}) \quad (II.50)$$

$$I_{rq} = \frac{\phi_{rq}}{L_r + L_m} - \frac{L_m}{L_r + L_m} (I_{s1q} + I_{s2q}) \quad (II.51)$$

On remplace I_{rd} et I_{rq} dans l'équation (II.47) du couple, on aura :

$$C_{em} = p \frac{L_m}{L_r + L_m} [\phi_{rd} (I_{s1q} + I_{s2q}) - \phi_{rq} (I_{s1d} + I_{s2d})] \quad (II.52)$$

Equation mécanique :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f \Omega \quad (II.53)$$

II.8. Modèle d'état de la MASDE

II.8.1. Dans le repère de Park

A partir des systèmes d'équations (II.36), les différents courants s'expriment :

$$\begin{cases} I_{s1d} = \frac{\phi_{s1d} - \phi_{md}}{L_{s1}} \\ I_{s2d} = \frac{\phi_{s2d} - \phi_{md}}{L_{s2}} \\ I_{s1q} = \frac{\phi_{s1q} - \phi_{mq}}{L_{s1}} \\ I_{s2q} = \frac{\phi_{s2q} - \phi_{mq}}{L_{s2}} \\ I_{rd} = \frac{\Phi_{rd} - \Phi_{md}}{L_r} \\ I_{rq} = \frac{\Phi_{rq} - \Phi_{mq}}{L_r} \end{cases} \quad (II.54)$$

Avec :

$$\phi_{md} = L_m (I_{s1d} + I_{s2d} + I_{rd}) \quad (II.55)$$

$$\phi_{mq} = L_m (I_{s1q} + I_{s2q} + I_{rq}) \quad (II.56)$$

Sachant que :

$$\phi_m = \sqrt{\phi_{md}^2 + \phi_{mq}^2} \quad (\text{II.57})$$

ϕ_m : Flux magnétisant.

$$\phi_{md} = \left(\frac{\phi_{s1d}}{L_{s1}} + \frac{\phi_{s2d}}{L_{s2}} + \frac{\phi_{rd}}{L_r} \right) L_a \quad (\text{II.58})$$

$$\phi_{mq} = \left(\frac{\phi_{s1q}}{L_{s1}} + \frac{\phi_{s2q}}{L_{s2}} + \frac{\phi_{rq}}{L_r} \right) L_a \quad (\text{II.59})$$

Avec :

$$L_a = \left(\frac{1}{\frac{1}{L_m} + \frac{1}{L_{s1}} + \frac{1}{L_{s2}} + \frac{1}{L_r}} \right) \quad (\text{II.60})$$

On remplace le système d'équations (II.54) dans le système d'équations (II.34) on aura :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d}{dt} \phi_{s1d} = V_{s1d} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} (\phi_{s1d} - \phi_{md}) + \omega_s \Phi_{s1q} \\ \frac{d}{dt} \phi_{s1q} = V_{s1q} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} (\phi_{s1q} - \phi_{mq}) - \omega_s \Phi_{s1d} \\ \frac{d}{dt} \phi_{s2d} = V_{s2d} - \frac{R_{s2}}{L_{s2}} (\phi_{s2d} - \phi_{md}) + \omega_s \Phi_{s2q} \\ \frac{d}{dt} \phi_{s2q} = V_{s2q} - \frac{R_{s2}}{L_{s2}} (\phi_{s2q} - \phi_{mq}) - \omega_s \Phi_{s2d} \\ \frac{d}{dt} \phi_{rd} = -\frac{R_r}{L_r} (\phi_{rd} - \phi_{md}) + \omega_{sr} \Phi_{rq} \\ \frac{d}{dt} \phi_{rq} = -\frac{R_r}{L_r} (\phi_{rq} - \phi_{mq}) - \omega_{sr} \Phi_{rd} \end{array} \right. \quad (\text{II.61})$$

En remplaçant ϕ_{md} et ϕ_{mq} par leurs valeurs dans le système d'équations (II.61), on aura :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{d}{dt} \phi_{s1d} = V_{s1d} - \left(\frac{R_{s1}}{L_{s1}} - \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}^2} \right) \phi_{s1d} + \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}L_{s2}} \phi_{s2d} + \omega_s \Phi_{s1q} + \frac{R_{s1}L_a}{L_rL_{s1}} \Phi_{rd} \\ \frac{d}{dt} \phi_{s2d} = V_{s2d} - \left(\frac{R_{s2}}{L_{s2}} - \frac{R_{s2}L_a}{L_{s2}^2} \right) \phi_{s2d} + \frac{R_{s2}L_a}{L_{s1}L_{s2}} \phi_{s1d} + \omega_s \Phi_{s2q} + \frac{R_{s2}L_a}{L_rL_{s2}} \Phi_{rd} \\ \frac{d}{dt} \phi_{s1q} = V_{s1q} - \left(\frac{R_{s1}}{L_{s1}} - \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}^2} \right) \phi_{s1q} + \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}L_{s2}} \phi_{s2q} - \omega_s \Phi_{s1d} + \frac{R_{s1}L_a}{L_rL_{s1}} \Phi_{rq} \\ \frac{d}{dt} \phi_{s2q} = V_{s2q} - \left(\frac{R_{s2}}{L_{s2}} - \frac{R_{s2}L_a}{L_{s2}^2} \right) \phi_{s2q} + \frac{R_{s2}L_a}{L_{s1}L_{s2}} \phi_{s1q} - \omega_s \Phi_{s2d} + \frac{R_{s2}L_a}{L_rL_{s2}} \Phi_{rq} \\ \frac{d}{dt} \phi_{rd} = -\left(\frac{R_r}{L_r} - \frac{R_rL_a}{L_r^2} \right) \phi_{rd} + \frac{R_rL_a}{L_rL_{s1}} \phi_{s1d} + \omega_{sr} \Phi_{rq} + \frac{R_rL_a}{L_rL_{s2}} \Phi_{s2d} \\ \frac{d}{dt} \phi_{rq} = -\left(\frac{R_r}{L_r} - \frac{R_rL_a}{L_r^2} \right) \phi_{rq} + \frac{R_rL_a}{L_rL_{s1}} \phi_{s1q} - \omega_{sr} \Phi_{rd} + \frac{R_rL_a}{L_rL_{s2}} \Phi_{s2q} \end{array} \right. \quad (\text{II.62})$$

Nous mettons le système d'équations (II.62) sous forme d'un système d'équation d'état :

$$\dot{X} = \frac{dX}{dt} = AX + BU$$

$X = [\phi_{sd1} \ \phi_{sq1} \ \phi_{sd2} \ \phi_{sq2} \ \phi_{rd} \ \phi_{rq}]^T$: vecteur d'état ;

$U = [V_{sd1} \ V_{sq1} \ V_{sd2} \ V_{sq2}]^T$: vecteur de commande (vecteur d'entrée).

Après un calcul matriciel, nous aboutissons au système suivant :

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R_{s1}}{L_{s1}} + \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}^2} & \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}L_{s2}} & \omega_s & 0 & \frac{R_{s1}L_a}{L_rL_{s1}} & 0 \\ \frac{R_{s2}L_a}{L_{s1}L_{s2}} & -\frac{R_{s2}}{L_{s2}} + \frac{R_{s2}L_a}{L_{s2}^2} & 0 & \omega_s & \frac{R_{s2}L_a}{L_rL_{s2}} & 0 \\ -\omega_s & 0 & -\frac{R_{s1}}{L_{s1}} + \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}^2} & \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}L_{s2}} & 0 & \frac{R_{s1}L_a}{L_rL_{s1}} \\ 0 & -\omega_s & \frac{R_{s2}L_a}{L_{s1}L_{s2}} & -\frac{R_{s2}}{L_{s2}} + \frac{R_{s2}L_a}{L_{s2}^2} & 0 & \frac{R_{s2}L_a}{L_rL_{s2}} \\ \frac{R_rL_a}{L_rL_{s1}} & \frac{R_rL_a}{L_rL_{s2}} & 0 & 0 & -\frac{R_r}{L_r} + \frac{R_rL_a}{L_r^2} & \omega_{sr} \\ 0 & 0 & \frac{R_rL_a}{L_rL_{s1}} & \frac{R_rL_a}{L_rL_{s2}} & -\omega_{sr} & -\frac{R_r}{L_r} + \frac{R_rL_a}{L_r^2} \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Avec :

A : matrice d'évolution du système.

II.8.2. Dans un référentiel lié au stator

Dans cette partie, nous écrivons le modèle de la MASDE dans le référentiel biphasé (α, β) sous forme d'un système d'équation d'état :

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \\ V_x \\ V_y \\ V_{01} \\ V_{02} \end{bmatrix} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & -1 \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 0 \\ 0 & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & -1 \\ 1 & 1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{sa1} \\ V_{sb1} \\ V_{sc1} \\ V_{sa2} \\ V_{sb2} \\ V_{sc2} \end{bmatrix}$$

Le vecteur d'état de notre modèle est le vecteur de flux.

En tenant en compte la référence choisie (référence statorique $\omega_s = 0$) le modèle finale de la machine asynchrone double étoile est présenté dans le système suivant :

$$A = \begin{bmatrix} \frac{L_a - L_{s1}}{T_{s1} \cdot L_{s1}} & 0 & \frac{L_a}{T_{s1} \cdot L_{s2}} & 0 & \frac{L_a}{T_{s1} \cdot L_r} & 0 \\ 0 & \frac{L_a - L_{s1}}{T_{s1} \cdot L_{s1}} & 0 & \frac{L_a}{T_{s2} \cdot L_{s1}} & 0 & \frac{L_a}{T_{s1} \cdot L_r} \\ \frac{L_a}{T_{s2} \cdot L_{s1}} & 0 & \frac{L_a - L_{s2}}{T_{s2} \cdot L_{s2}} & 0 & \frac{L_a}{T_{s2} \cdot L_r} & 0 \\ 0 & \frac{L_a}{T_{s2} \cdot L_{s1}} & 0 & \frac{L_a - L_{s2}}{T_{s2} \cdot L_{s2}} & 0 & \frac{L_a}{T_{s2} \cdot L_r} \\ \frac{L_a}{T_r \cdot L_{s1}} & 0 & \frac{L_a}{T_r \cdot L_{s2}} & 0 & \frac{L_a - L_r}{T_r \cdot L_r} & -\omega_{sr} \\ 0 & \frac{L_a}{T_r \cdot L_{s1}} & 0 & \frac{L_a}{T_r \cdot L_{s2}} & \omega_{sr} & \frac{L_a - L_r}{T_r \cdot L_r} \end{bmatrix}$$

$$X = \begin{bmatrix} \phi_{s1\alpha} \\ \phi_{s1\beta} \\ \phi_{s2\alpha} \\ \phi_{s2\beta} \\ \phi_{r\alpha} \\ \phi_{s\beta} \end{bmatrix}, \quad U = \begin{bmatrix} V_{s1\alpha} \\ V_{s1\beta} \\ V_{s2\alpha} \\ V_{s2\beta} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$T_{s1} = \frac{L_{s1}}{R_{s1}}, \quad T_{s2} = \frac{L_{s2}}{R_{s2}}, \quad T_r = \frac{L_r}{R_r}, \quad L_a = \frac{1}{\frac{1}{L_{s1}} + \frac{1}{L_{s2}} + \frac{1}{L_r} + \frac{1}{L_m}}$$

La simulation consiste à implanter le modèle électromécanique de la MASDE sous l'environnement Matlab/Simulink. L'étude des performances de la machine alimentée directement par un réseau triphasé fera l'objet de cette partie pour deux cas : à vide et en charge.

II.9. Développement du modèle SIMULINK de la MASDE

La figure (II.04) représente le modèle SIMULINK de la MASDE.

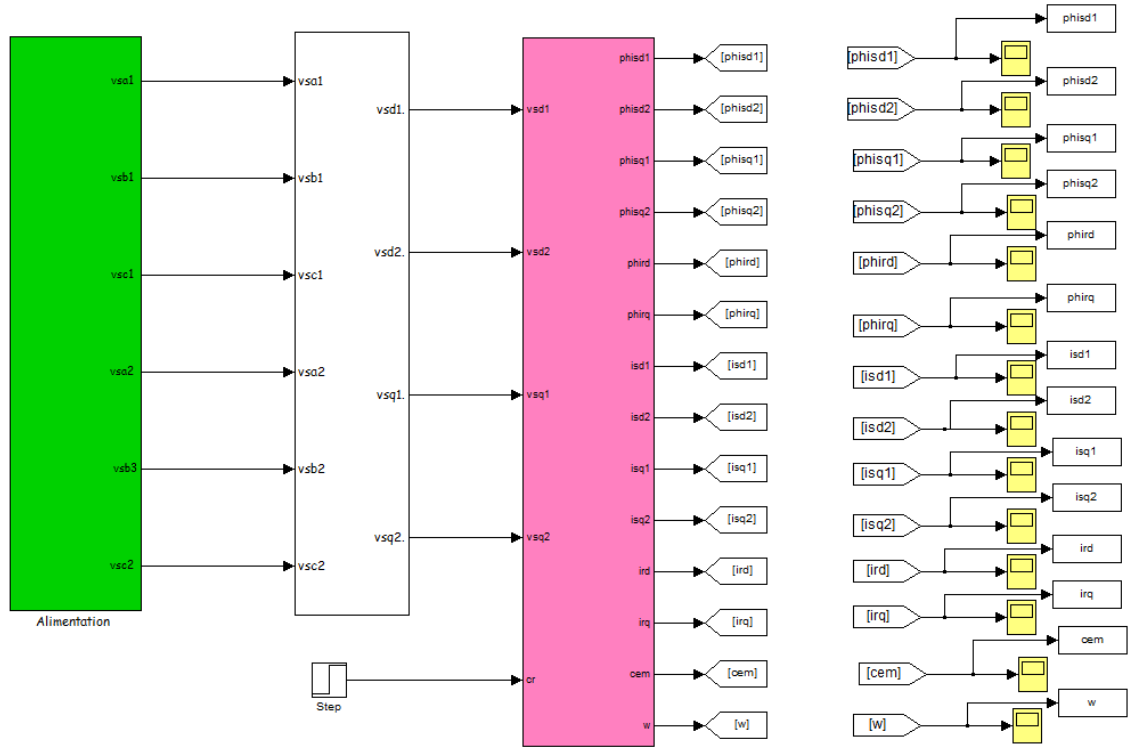


Figure (II.04) : Modèle Simulink de la MASDE

La MASDE est alimentée par des sources purement sinusoïdales et équilibrées, exprimées comme suit :

$$\text{Pour le premier stator : } \begin{cases} V_{sa1} = \sqrt{2} \cdot V_s \cdot \sin(\omega_s t) \\ V_{sb1} = \sqrt{2} \cdot V_s \cdot \sin\left(\omega_s t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ V_{sc1} = \sqrt{2} \cdot V_s \cdot \sin\left(\omega_s t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (\text{II.63})$$

Pour le deuxième stator :

$$\begin{cases} V_{sa2} = \sqrt{2} \cdot V_s \cdot \sin\left(\omega_s t - \frac{\pi}{6}\right) \\ V_{sb2} = \sqrt{2} \cdot V_s \cdot \sin\left(\omega_s t - \frac{2\pi}{3} - \frac{\pi}{6}\right) \\ V_{sc2} = \sqrt{2} \cdot V_s \cdot \sin\left(\omega_s t + \frac{2\pi}{3} - \frac{\pi}{6}\right) \end{cases} \quad (\text{II.64})$$

Avec :

V_s : Valeur efficace de tension ($V_s = 220$ V).

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

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

II.10. Résultats de simulation

La figure (II.05) représente l'évolution des caractéristiques de la MASDE lors d'un fonctionnement à vide ($C_r = 0$).

II.11.1. La structure de la chaîne d'alimentation choisie

La chaîne de conversion d'énergie adoptée pour l'alimentation de la MASDE est constituée de deux convertisseurs, figure II.07.

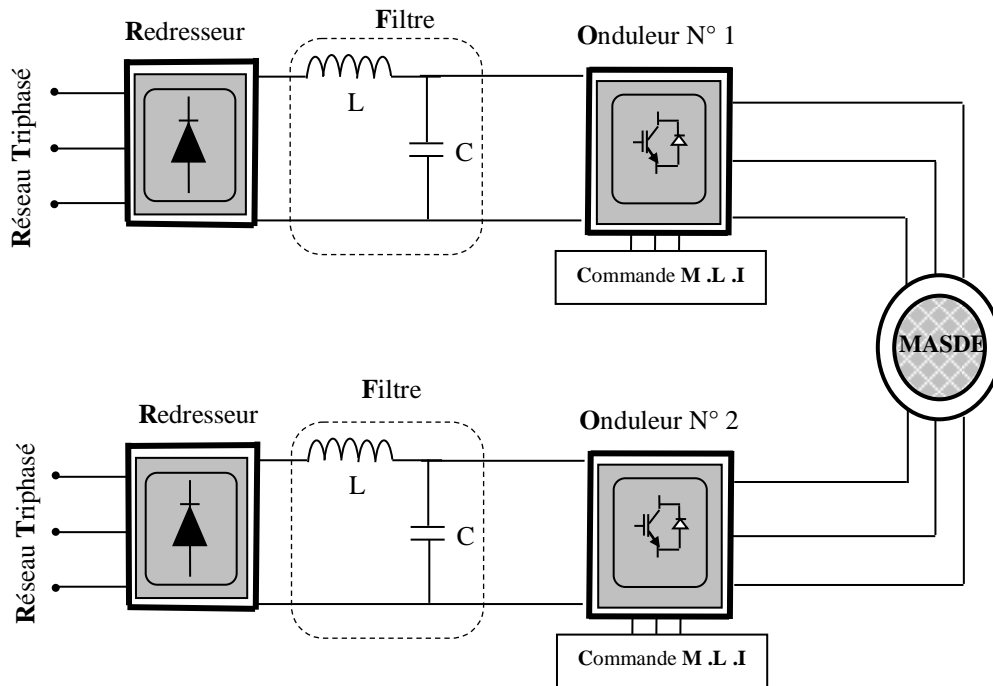


Figure (II.07) : Schéma synoptique d'une MASDE et de son alimentation.

L'onduleur triphasé à deux niveaux de tensions est constitué d'une source de tension continue et de six interrupteurs montés en pont. La tension continue est généralement obtenue par un redresseur triphasé à diodes. L'onduleur est très utilisé en MLI pour l'alimentation des récepteurs triphasés équilibrés à tension et fréquence variables.

Pour obtenir une tension alternative à partir d'une tension continue, il faut découper la tension d'entrée et l'appliquer au récepteur dans les deux sens. L'onduleur de tension alimenté par une source de tension parfaite impose à sa sortie, grâce au jeu d'ouverture et de fermeture des interrupteurs, une tension alternative formée d'une succession de créneaux rectangulaires à deux niveaux. La fréquence de fonctionnement est fixée par la commande des interrupteurs, [Che-14].

Le montage onduleur est constitué de six interrupteurs bidirectionnels. Les couples d'interrupteurs de chaque bras sont commandés d'une manière complémentaire, pour assurer la continuité des courants dans les phases statoriques de la machine, et pour éviter de court-circuiter la source.

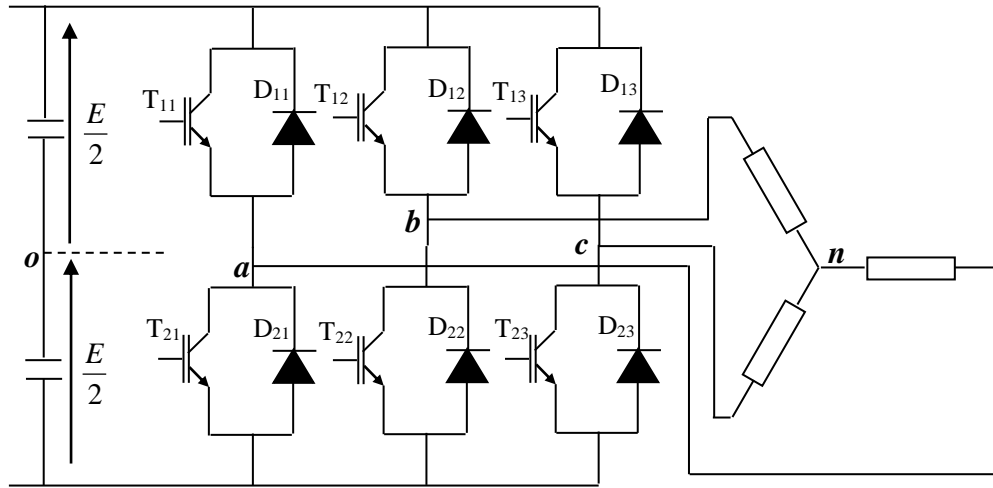
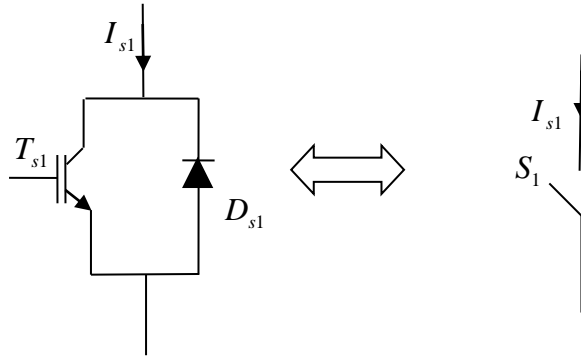


Figure (II.08) : Onduleur de tension pour l'alimentation de la MASDE.

Chaque interrupteur est constitué d'un transistor (T) et d'une diode (D) montés en tête-bêche.



Représentation d'un interrupteur

Pour simplifier l'étude et la complexité de la structure de l'onduleur, on supposera que, [Che-14]:

- La commutation des interrupteurs est instantanée.
- La chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable.
- La charge triphasée, est équilibrée, couplée en étoile.

Sachant que dans un régime équilibré $v_{an} + v_{bn} + v_{cn} = 0$, nous pouvons écrire, figure II.08 :

$$\begin{cases} v_{an} = v_{ao} + v_{on} \\ v_{bn} = v_{bo} + v_{on} \\ v_{cn} = v_{co} + v_{on} \end{cases} \quad (\text{II.65})$$

En faisant la somme des équations du système (II.65), on obtient :

$$v_{an} + v_{bn} + v_{cn} = v_{ao} + v_{bo} + v_{co} + 3v_{on} = 0 \quad (\text{II.66})$$

d'où :

$$v_{ao} + v_{bo} + v_{co} = -3v_{on} \quad (\text{II.67})$$

Donc :

$$v_{on} = -1/3 (v_{ao} + v_{bo} + v_{co}) \quad (\text{II.68})$$

En substituant l'équation (II.68) dans le système (II.65), il vient alors :

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ao} \\ v_{bo} \\ v_{co} \end{bmatrix} \quad (\text{II.69})$$

Selon la condition des interrupteurs statiques (S_k) de l'onduleur (S_k est égale à 1 si l'interrupteur est fermé et 0 sinon, avec $k = a, b, c$),

$$S_k = 1 \quad \text{Si non} \quad S_k = 0 \quad (\text{II.70})$$

Les tensions de branches v_{ko} peuvent être exprimées en fonction des interrupteurs « S_k » par :

$$v_{ko} = (2S_k - 1) \cdot E/2 \quad (\text{II.71})$$

Après simplification, le modèle mathématique de l'onduleur à deux niveaux de tensions est donné par l'équation II.72

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.72})$$

II.11.2. Commande par modulation de largeur d'impulsion

La M.L.I sinus-triangle est réalisée par comparaison d'une onde modulante basse fréquence (tension de référence) à une onde porteuse haute fréquence de forme triangulaire. Les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersection entre la porteuse et la modulante. La fréquence de commutation des interrupteurs est fixée par la porteuse, [Che-14].

Le schéma de principe de cette technique est donné par la figure II.09.

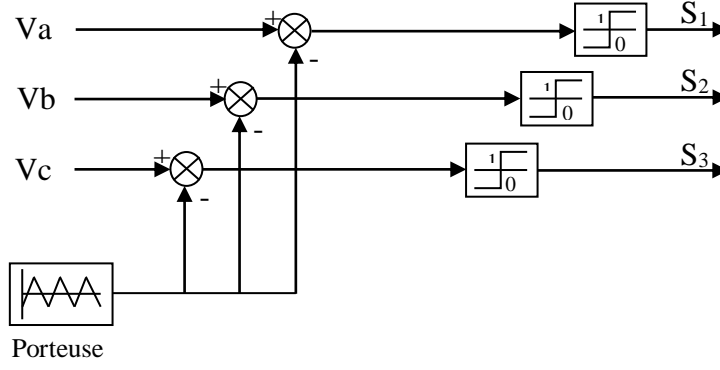


Figure (II.09): Principe de la technique MLI Sinus-Triangle

Les tensions de références sinusoïdales sont exprimées par :

$$\begin{aligned} V_a &= V_m \sin(\omega t) \\ V_b &= V_m \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ V_c &= V_m \sin(\omega t - \frac{4\pi}{3}) \end{aligned} \quad (II.73)$$

L'équation de la porteuse triangulaire est exprimée par :

$$V_p(t) = \begin{cases} V_{pm} \left[4 \left(\frac{t}{T_p} \right) - 1 \right] & \text{si } 0 \leq t \leq \frac{T_p}{2} \\ V_{pm} \left[-4 \left(\frac{t}{T_p} \right) + 3 \right] & \text{si } \frac{T_p}{2} \leq t \leq T_p \end{cases} \quad (II.74)$$

La commande MLI sinus triangle utilise la comparaison avec la porteuse des trois composantes de la tension de référence afin de calculer les états S_a , S_b et S_c des interrupteurs de l'onduleur. Ceux ci sont donnés par l'équation II.75 suivante :

$$S_{abc} = \begin{cases} 1 & \text{si } (v_{rabc} - x(t)) \geq 0 \\ 0 & \text{si } (v_{rabc} - x(t)) < 0 \end{cases} \quad (II.75)$$

Cette technique est caractérisée par les deux paramètres suivants :

1- L'indice de modulation « m » égal au rapport de la fréquence de modulation (f_p) sur la fréquence de référence (f_r), ($m = \frac{f_p}{f_r}$).

2- Le taux de modulation r égal au rapport de l'amplitude de la tension de référence (V_r)

à la valeur crête de l'onde de modulation (V_p), $r = \frac{V_r}{V_p}$.

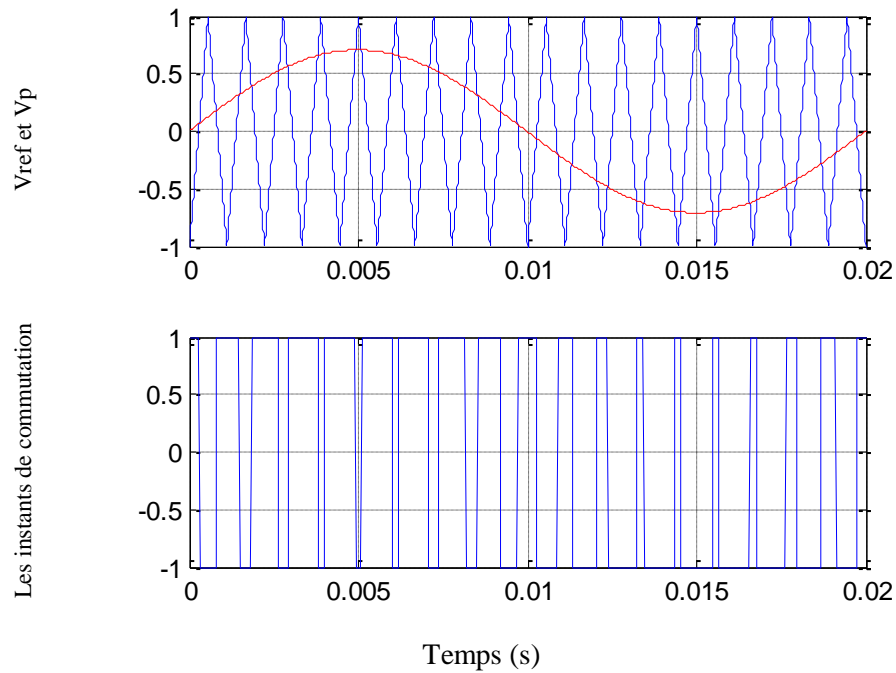
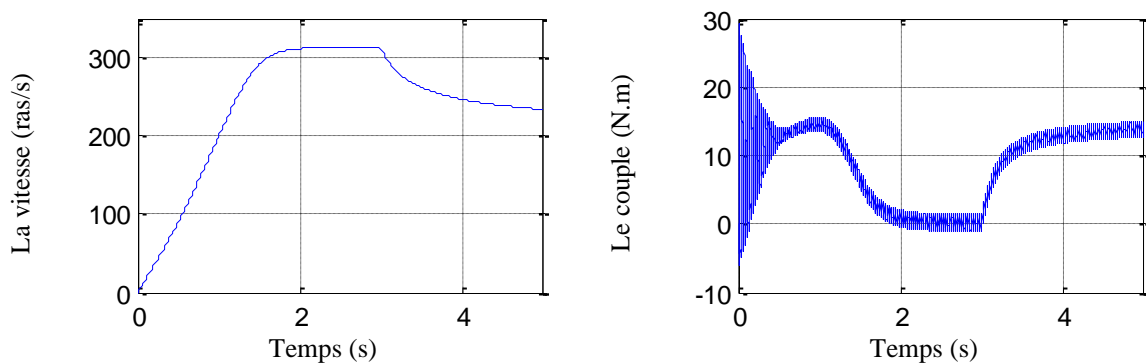
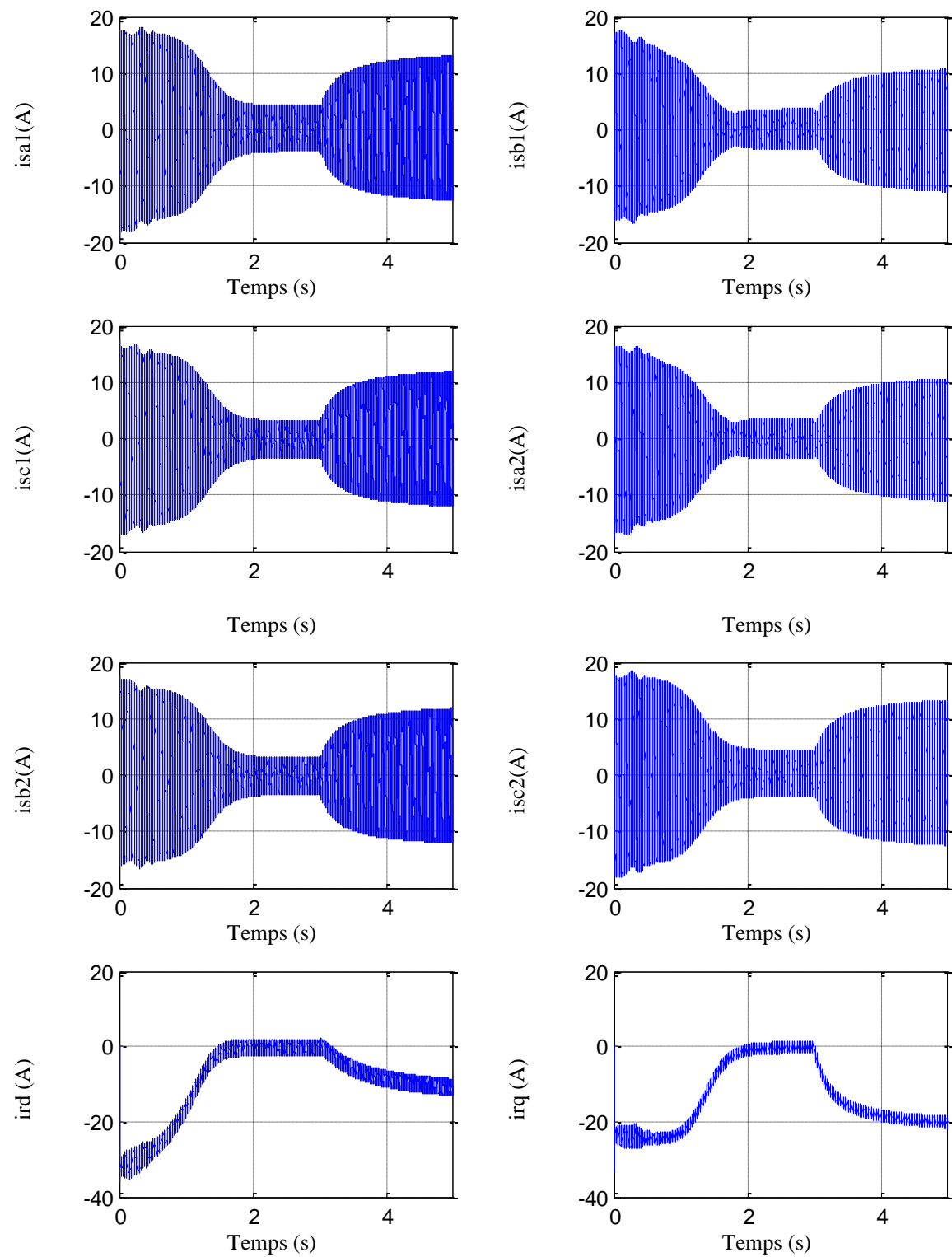


Figure (II.10) : Description de la commande M.L.I. sinus – triangle

II.11.3. Résultats de simulation

Afin d'étudier les performances de l'association machine/Onduleur de tension nous avons envisagé une série de simulations. L'ensemble a été soumis à une tension continue de 500 Volts, les trois modulatrices étant caractérisées par des amplitudes de $220 \times \sqrt{2}$ V, et une fréquence de 50 Hertz, quant à la porteuse, nous avons fixé sa fréquence à 1800 Hz, d'où un indice de modulation $m = 36$.





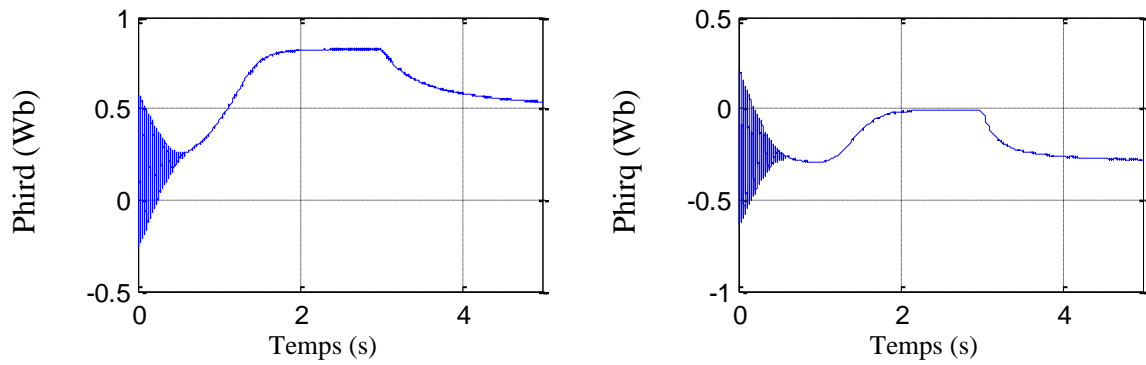


Figure (II.11) : Simulation de la MASDE alimentée par deux onduleurs de tensions à MLI Sinus-triangle

II.11.4. Interprétation des résultats de simulation

Le but de cette partie est d'analyser le comportement la machine asynchrone double étoile lorsque elle est alimentée par un onduleur de tension commandé par modulation de la largeur d'impulsion MLI sinus triangle. Les résultats de simulation donnés par les figures II.05 représentent l'évolution de quelques variables fondamentales de la machine asynchrone double étoile à savoir la vitesse de rotation, le couple électromagnétique, les courants de phases statoriques.

À partir des résultats des simulations obtenues nous pouvons faire les constations suivantes : Il apparaît lors du démarrage direct du moteur à vide une brève mais néanmoins importante pointe de courant au stator 01 et 02 (Isa1, Isa2) lors de la mise sous tension du moteur avec une amplitude de 18 A. Après environ 1.5 secondes, le courant se stabilise à 4.4 A en régime permanent. Nous avons remarqué la même allure du courant au niveau du couple électromagnétique, qui prend également au démarrage une forte valeur afin de compenser l'inertie des parties tournantes, puis après une phase transitoire de nature oscillatoire et amortie puis il diminue, pour enfin s'annuler.

En appliquant une charge de couple résistant $C_r = 15 \text{ N.m}$ à partir de l'instant $t = 3\text{s}$, on constate que la vitesse et les courants rotorique selon (d,q) diminuent; par contre, des augmentations sont observées au niveau du couple électromagnétique, des courants statoriques (étoiles 1 et 2).

Nous avons vu que la réponse de la vitesse, du couple et des différentes composantes statoriques et rotoriques sont sensibles à l'introduction de la MLI.

II.12. Conclusion

Dans ce chapitre, en premier lieu, nous avons modélisé la machine asynchrone double étoile dont la complexité a été réduite en utilisant un certain nombre d'hypothèses

simplificatrices et en effectuant un changement de repère par l'application de la transformation de Park.

Le processus du démarrage du moteur, suivi par une application d'une charge a été simulé par le logiciel MATLAB/SIMULINK. Les résultats obtenus par notre modèle sont conformes aux travaux de certains auteurs cités en bibliographie. Cette étape de validation ou vérification des essais de simulation est très utile pour l'intégration de la MASDE dans le processus de commande.

Dans la deuxième partie de ce chapitre, nous avons traité l'alimentation de la machine, donc, nous avons étudié théoriquement l'onduleur de tension ensuite nous avons établi son modèle Simulink. A la fin de ce chapitre des séries des simulations ont été faites et des résultats ont été discutés, ces résultats montrent que l'insertion de la charge engendre une variation de la vitesse (diminution en fonctionnement moteur) et montrent le fort couplage qui existe entre les deux axes (d q) ce qui rend le contrôle séparé très difficile. Pour remédier à ce problème, nous proposons dans le chapitre suivant la technique de la commande directe de couple DTC (Direct Torque Contrôle).

Chapitre III

Commande Directe du Couple de la MASDE

III.1. Introduction

Les structures de contrôle direct du couple des machines sont apparues dans la deuxième moitié des années 1980, par les deux chercheurs M. TAKAHACHI et I. DEPENDBORK comme concurrentielle des méthodes classiques. La commande directe du couple « DTC » consiste à commander directement la fermeture ou l'ouverture des interrupteurs de l'onduleur à partir des valeurs pré calculées du flux statorique et du couple. Les changements d'états des interrupteurs sont liés à l'évolution des états électromagnétiques du moteur. Ils ne sont plus commandés à partir des consignes de tension et de fréquence donnée à la commande rapprochée d'un onduleur à modulation de la largeur d'impulsion, [Cha-20]. Dans ce chapitre, nous présentons l'étude de contrôle direct du couple DTC (Direct Torque Control) appliqué à la machine asynchrone double étoile (MASDE).

III.2. Principe de la commande directe du couple

La commande DTC d'une Machine Asynchrone Double Etoile est basée sur la détermination directe de la séquence de commande appliquée aux interrupteurs d'un onduleur de tension. Ce choix est basé généralement sur l'utilisation de comparateurs à hystérésis dont la fonction est de contrôler l'état du système, à savoir l'amplitude du flux statorique et du couple électromagnétique, [Sad-17], [Reg-17].

Cette technique possède généralement d'excellentes caractéristiques dynamiques qui s'étendent à des larges plages de fonctionnement couple/vitesse, en plus, [Sad-17] :

- La stratégie de contrôle par DTC est insensible, dans sa version de base, aux variations des paramètres du rotor de la machine.
- L'estimation de flux statorique ne dépend que de la résistance du stator (intégration en boucle ouverte de la force électromotrice du stator).
- Le découplage entre les grandeurs de contrôle étant naturellement assuré par la commande directe, et le fonctionnement à flux variable n'affecte pas le réglage du couple.
- La mise en œuvre des commandes de type DTC se démarque sensiblement des commandes à flux orienté classiques; elles ne nécessitent généralement pas de transformation de coordonnées (*Park*) dans des axes tournants.
- La DTC peut être classifiée parmi les stratégies de contrôle simples à faibles coûts de calcul.

III.3 Principe du contrôle du couple et du flux statorique

III.3.1. Principe du contrôle du flux statorique

L'équation électrique aux bornes de la machine peut s'écrire en fonction des différents vecteurs tension, courant et flux, sous la forme suivante, [Reg-17] :

$$\overline{V}_s = R_s \cdot \overline{I}_s + \frac{d\overline{\Phi}_s}{dt} \quad (\text{III.01})$$

A partir de la relation (III.01) de la tension statorique dans un repère lié au stator. On peut exprimer le flux statorique par :

$$\overline{\phi}_s(t) = \int_0^t (\overline{V}_s - R_s \overline{I}_s) dt \quad (\text{III.02})$$

Sur un intervalle $[0, T_e]$, correspondant à une période d'échantillonnage T_e , les commande (S_a, S_b, S_c) , sont fixes, donc le vecteur tension sélectionné est toujours le même, [Dje-15]. Par conséquent, on peut écrire :

$$\overline{\phi}_s(t) = \overline{\phi}_s(0) + \overline{V}_s t - \int_0^t R_s \overline{I}_s dt \quad (\text{III.03})$$

En négligeant le terme résistif, ce qui est une approximation raisonnable aux moyennes et hautes vitesses, la variation du vecteur flux statorique issue de l'application d'un vecteur \overline{V}_s à la machine durant un temps court, $\Delta T = t_2 - t_1$, est donnée par, [Bac-14], [Sad-17]:

$$\overline{\phi}_s(t_2) \approx \overline{\phi}_s(t_1) + \overline{V}_s \Delta T \rightarrow \Delta \overline{\phi}_s = \overline{\phi}_s(t_2) - \overline{\phi}_s(t_1) \approx \overline{V}_s \Delta T \quad (\text{III.04})$$

L'extrémité du vecteur flux statorique $\overline{\phi}_s(t)$ se déplace sur une droite dont la direction est donnée par le vecteur tension appliquée \overline{V}_s imposé par l'onduleur de tension à la machine comme il est illustré par la figure suivante

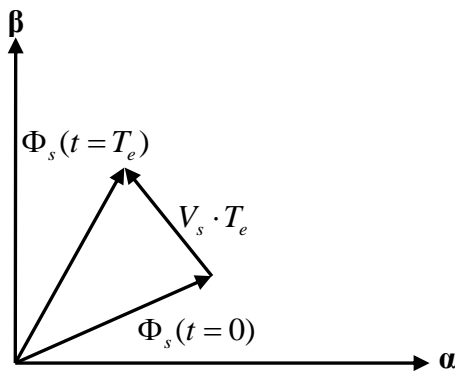


Figure (III.1): Application d'un vecteur tension statorique qui permet de diminuer le module du flux statorique.

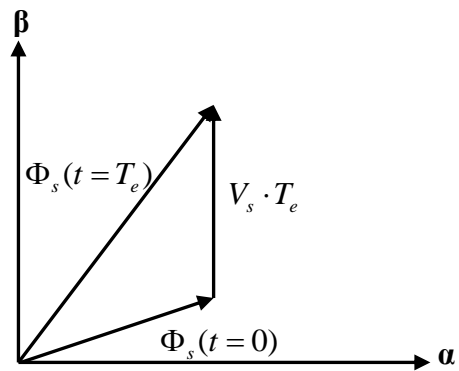


Figure (III.2): Application d'un vecteur tension statorique qui permet d'augmenter le module du flux statorique.

Le déplacement du vecteur flux statorique va être assuré par l'application successive des vecteurs tension fournis par l'onduleur de tension. De plus, selon le vecteur tension appliqué, on peut agir sur la valeur du module du flux statorique (Fig.III.1) et (Fig.III.2). Ainsi, selon le choix du vecteur tension statorique sur les intervalles successifs de la durée de la période d'échantillonnage T_e , on peut faire suivre à l'extrémité de vecteur flux statorique une trajectoire quasi circulaire et maintenir l'amplitude du flux proche d'une valeur de référence constante. Cette conclusion est illustrée par la figure (Fig.III.3) qui prend pour exemple une machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension à deux niveaux. On maintient le flux statorique dans une bande d'hystérésis centrée sur le flux de référence, [Ben-15], [Sad-17].

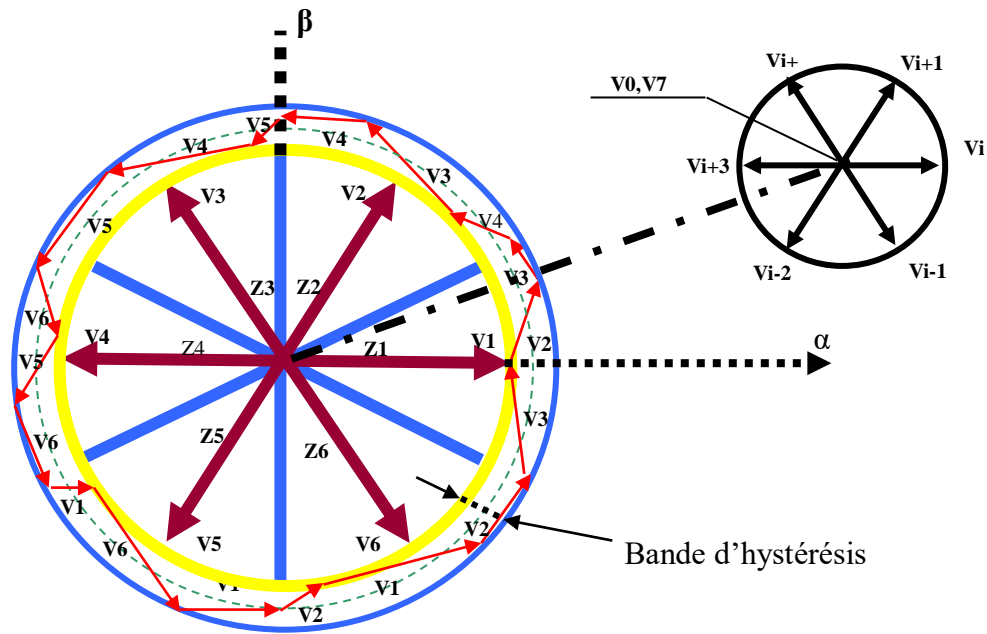


Figure (III.3): Trajectoire du flux statorique.

La composante tangentielle du vecteur tension appliqué a pour effet de contrôler le couple, alors que la composante radiale agit sur l'amplitude du flux $\bar{\phi}_s$ (Fig.III.4) [Zem-17].

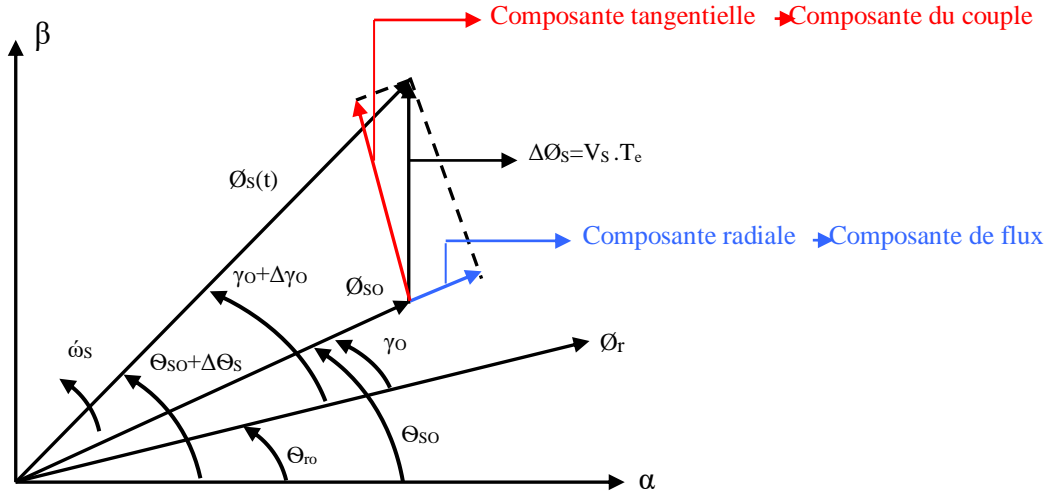


Figure (III.4): L'évolution de l'extrémité de ϕ_s .

III.3.2. Principe du contrôle du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique s'exprime en fonction du flux statorique et du flux rotorique de la façon suivante, [Sad-17]:

$$C_{em} = K_c (\bar{\phi}_s \times \bar{\phi}_r) \quad (III.05)$$

K_c : est une constante dépendant des paramètres de la machine.

$$K_c = \frac{3pM_{sr}}{2(\sigma \cdot L_s \cdot L_r)} \quad (III.06)$$

$\bar{\phi}_r$: est le vecteur de flux rotorique.

$\bar{\phi}_s$: est le vecteur de flux statorique.

Le flux statorique et le flux rotorique peuvent se mettre sous la forme complexe suivante:

$$\begin{cases} \bar{\phi}_s = [\phi_s, \theta_s] = \phi_s \cdot e^{j\theta_s} \\ \bar{\phi}_r = [\phi_r, \theta_r] = \phi_r \cdot e^{j\theta_r} \end{cases} \quad (III.07)$$

Où ϕ_s et ϕ_r : sont les modules respectivement du flux statorique et du flux rotorique à l'instant t_0 .

$$\begin{cases} \|\phi_s\| = \sqrt{\phi_{s\alpha}^2 + \phi_{s\beta}^2} \\ \angle \phi_s = \arctg \frac{\phi_{s\beta}}{\phi_{s\alpha}} \end{cases} \quad (III.08)$$

Le couple peut être exprimé de la manière suivante:

$$C_{em} = K_c \|\vec{\phi}_s\| \cdot \|\vec{\phi}_r\| \sin(\gamma_0) \quad (\text{III.09})$$

Avec:

$$\gamma_o = \theta_{so} - \theta_{ro} \quad (\text{III.10})$$

Où : γ_o est l'angle entre les deux vecteurs flux statorique et rotorique.

Sachant que le flux statorique est maintenu dans une bande d'hystérésis, on peut supposer qu'il suit sa référence, l'expression (III.09) devient:

$$C_{em} = K_c \cdot \phi_{sref} \cdot \phi_r \cdot \sin(\gamma) \quad (\text{III.11})$$

L'équation (III.11) permet donc de conclure que la manière la plus efficace de faire varier le couple électromagnétique à l'échelle de la période d'échantillonnage est d'agir sur l'angle γ , entre les vecteurs flux statorique et rotorique (Fig.III.5).

Afin d'augmenter rapidement l'angle γ et donc le couple, il est indispensable de faire avancer le vecteur flux statorique dans le sens de rotation considéré positif. En (Fig.III.5), on voit que ceci peut être obtenu en appliquant un vecteur tension ayant une forte composante en quadrature avance par rapport au vecteur flux. Inversement, une réduction du couple moteur en valeur algébrique peut être obtenue de manière rapide en appliquant un vecteur tension ayant une forte composante en quadrature retard [Sad-17], [Zem-17].

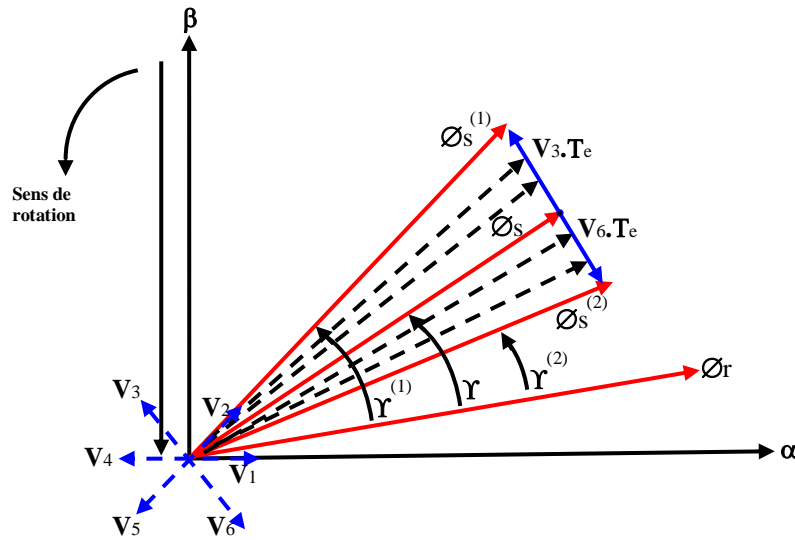


Figure (III.5): Régulation du couple électromagnétique en agissant sur les vecteurs tension.

III.4. Choix du vecteur tension

Le choix du vecteur tension \vec{V}_s dépend de la variation souhaitée pour le module de flux statorique $\vec{\phi}_s$, de son sens de rotation et également de l'évolution souhaitée pour le

couple. On délimite généralement l'espace d'évolution de $\overline{\phi}_s$ dans le référentiel fixe (stator) en le décomposant en six zones symétriques par rapport aux directions des tensions non nulles, [Dje-15], [Sad-17], [Hac-17].

On décompose généralement le plan d'évolution du vecteur $\overline{\phi}_s$ en six secteurs (numérotés de 1 à 6) symétriques par rapport aux directions des six vecteurs tension non nuls de l'onduleur (Fig.III.6). Lorsque $\overline{\phi}_s$ se trouve dans une zone d'indice i , les deux vecteurs tension \overline{V}_i et \overline{V}_{i+3} ont la composante de flux la plus importante (composante radiale). Cependant leurs composantes respectives de couple (composante transversale) ne sont pas très significatives. On préfère alors utiliser les quatre autres vecteurs tension qui permettent d'agir sur les deux grandeurs simultanément. La sélection de ces vecteurs s'effectue donc comme suit, [Dje-15], [Sad-17], [Hac-17]:

- Si V_{i+1} est sélectionné, alors l'amplitude du flux croît et le couple croît.
- Si V_{i+2} est sélectionné alors l'amplitude du flux décroît et le couple croît.
- Si V_{i-1} est sélectionné alors l'amplitude du flux croît et le couple décroît.
- Si V_{i-2} est sélectionné alors l'amplitude du flux décroît et le couple décroît.
- Si V_0 ou V_7 est sélectionné (vecteurs tension nuls) alors le vecteur flux s'arrête et le couple décroît si la vitesse est positive et croît si la vitesse est négative.

Le niveau d'efficacité des vecteurs tensions appliquées dépend de la position du vecteur flux dans la zone i .

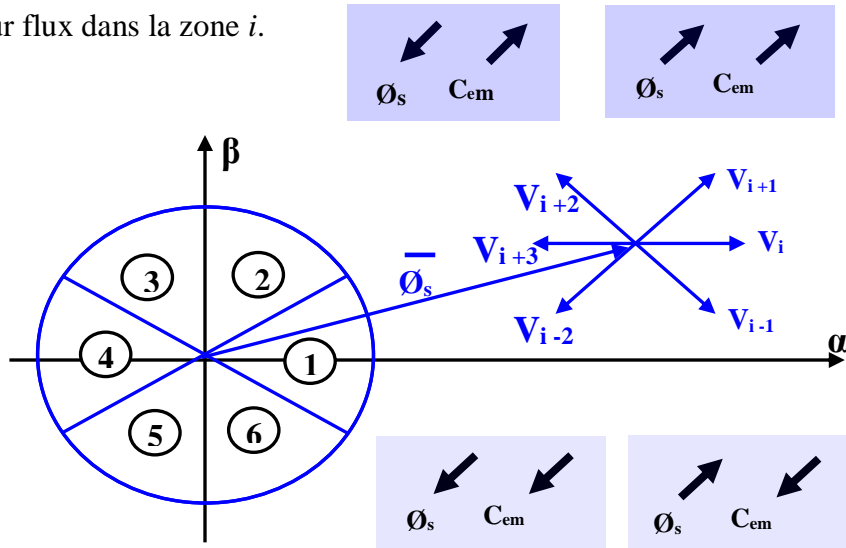


Figure (III.6): Choix du vecteur tension.

Le vecteur de tension à la sortie de l'onduleur est déduit des écarts du couple et de flux, estimé par rapport à leurs références, ainsi que la position du vecteur flux $\overline{\phi_s}$. Un estimateur de vecteur flux $\overline{\phi_s}$ en module et en position ainsi qu'un estimateur du couple sont donc nécessaires, [Sad-17].

III.5. Estimation du flux statorique

L'estimation de flux statorique est réalisée à partir des mesures des grandeurs statoriques courant et tension de la machine en utilisant l'équation suivante, [Bou-19]:

$$\overline{\phi_s}(t) = \int_0^t (\overline{V_s} - R_s \overline{I_s}) dt \quad (\text{III.12})$$

Le vecteur flux statorique est calculé à partir de ses deux composantes biphasées d'axes (α, β) , tel que, [Sad-17]:

$$\overline{\phi_s} = \phi_{s\alpha} + j\phi_{s\beta} \quad (\text{III.13})$$

Le module du flux statorique s'écrit:

$$\phi_s = \sqrt{\phi_{s\alpha}^2 + \phi_{s\beta}^2} \quad (\text{III.14})$$

Avec:

$$\begin{cases} \hat{\phi}_{s\alpha} = \int_0^t (V_{s\alpha} - R_s I_{s\alpha}) dt \\ \hat{\phi}_{s\beta} = \int_0^t (V_{s\beta} - R_s I_{s\beta}) dt \end{cases} \quad (\text{III.15})$$

Les composantes α et β des vecteurs courants statoriques $I_{s\alpha}$ et $I_{s\beta}$, sont obtenues par l'application de la transformation de *Concordia* aux courants mesurés.

$$\overline{I_s} = I_{s\alpha} + jI_{s\beta} \quad (\text{III.16})$$

$$\begin{cases} I_{s\alpha} = \sqrt{\frac{3}{2}} I_{sa} \\ I_{s\beta} = \sqrt{\frac{1}{2}} (I_{sb} - I_{sc}) \end{cases} \quad (\text{III.17})$$

A partir des commande (S_a, S_b, S_c) et de la tension E , on détermine les valeurs des tensions $V_{s\alpha}$ et $V_{s\beta}$ en appliquant la transformation de Concordia :

$$\overline{V_s} = V_{s\alpha} + jV_{s\beta} \quad (\text{III.18})$$

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} E \left[S_a - \frac{1}{2} (S_b + S_c) \right] \\ V_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} E (S_b - S_c) \end{cases} \quad (\text{III.19})$$

La zone dans la quelle se situe le vecteur flux $\overline{\phi_s}$ est déterminée à partir des composantes $\phi_{s\alpha}$ et $\phi_{s\beta}$. L'angle α_s entre le référentiel statorique et le vecteur $\overline{\phi_s}$ est égale:

$$\alpha_s = \arctg \frac{\phi_{s\alpha}}{\phi_{s\beta}} \quad (\text{III.20})$$

Ces équations représentent les étapes de calcul nécessaires pour l'estimation de l'amplitude et la position du vecteur flux statorique. Cet estimateur exige seulement la connaissance de la résistance statorique.

Cette méthode d'estimation du flux statorique présente l'avantage de la simplicité, de la robustesse vis-à-vis des variations des paramètres rotoriques, et de la précision, notamment à grande et moyenne vitesses où la chute de tension ohmique devient négligeable. Cependant, pour les basses vitesses, la résistance statorique devient un paramètre prépondérant, et des problèmes de dérivé et d'instabilité de l'intégrale (III.15) peuvent surgir.

III.6. Estimation du couple électromagnétique

Le couple est estimé directement à partir des grandeurs estimées du flux ($\hat{\phi}_{s\alpha}$ et $\hat{\phi}_{s\beta}$) et des grandeurs calculées du courant $i_{s\alpha}$ et $i_{s\beta}$, [Reg-17]:

$$\hat{C}_{em} = p.(\hat{\phi}_{s\alpha}.i_{s\beta} - \hat{\phi}_{s\beta}.i_{s\alpha}) \quad (\text{III.21})$$

Cette relation montre que la précision de l'amplitude du couple estimé dépend de la précision de l'estimateur du flux statorique et de la mesure des courants.

III.7. Elaboration des contrôleurs de flux et du couple

III.7.1. Contrôleur à hystérésis de flux

Pour obtenir de bonnes performances dynamiques, le choix d'un contrôleur à hystérésis à deux niveaux semble être la solution la plus simple et la mieux adaptée à la commande directe du couple. Le choix du vecteur tension à appliquer dépend du signe de l'erreur entre le flux de référence ϕ_{sref} et le flux estimé $\hat{\phi}_s$ [Sad-17], [Hac-17].

Connaissant la valeur du module du flux statorique estimé $\hat{\phi}_s$, on va calculer l'écart qui existe entre le flux de la machine et sa valeur de référence:

$$\varepsilon_f = \phi_{sref} - \hat{\phi}_s \quad (III.22)$$

On place un contrôleur à hystérésis à 2 états pour maintenir l'erreur dans une bande d'hystérésis de largeur $2\Delta\phi_s$ (Fig.III.7).

Si : $\varepsilon_f < -\Delta\phi_s$ ou si : $\varepsilon_f > \Delta\phi_s$, cela signifie que le flux statorique est en train de sortir de la bande d'hystérésis. Dans le premier cas, il va falloir imposer un vecteur tension qui aura pour action de diminuer le module de flux statorique. Dans le second cas, on imposera un vecteur tension qui aura pour action d'augmenter le module du flux statorique, [Sad-17], [Hac-17] .

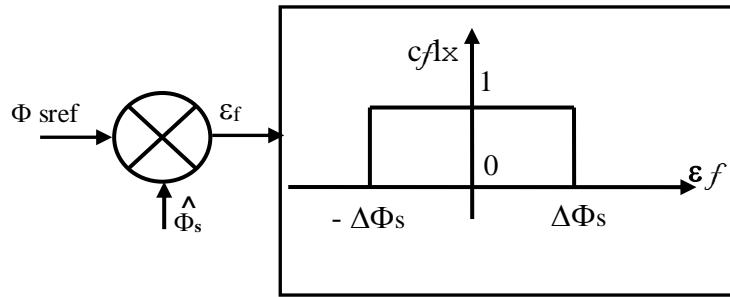


Figure (III.7): Contrôleur à hystérésis à deux niveaux.

III.7.2 Contrôleur à hystérésis du couple

Le contrôleur du couple va maintenir le couple électromagnétique dans une bande d'hystérésis autour de sa valeur de référence. La régulation du couple électromagnétique est possible grâce à deux types de contrôleurs à hystérésis, un comparateur à hystérésis à deux niveaux ou à trois niveaux. Le contrôleur à deux niveaux est identique à celui utilisé pour le contrôle du module de flux statorique, il présente l'avantage de la simplicité d'implémentation, mais il n'autorise le contrôle du couple que dans un seul sens de rotation; donc pour inverser le sens de rotation de la machine il est nécessaire d'utiliser un contrôleur à hystérésis à trois niveaux qui permet de contrôler le moteur dans les deux sens de rotation, soit pour un couple positif ou négatif. La sortie du correcteur, représentée par la variable logique booléenne $ccpl$ indique directement si l'amplitude du couple doit être augmentée en valeur absolue ($ccpl = 1$ pour une consigne positive et $ccpl = -1$ pour une consigne négative) ou diminuée ($ccpl = 0$). La figure (Fig.III.8) montre ce type de correcteur, [Sad-17], [Hac-17].

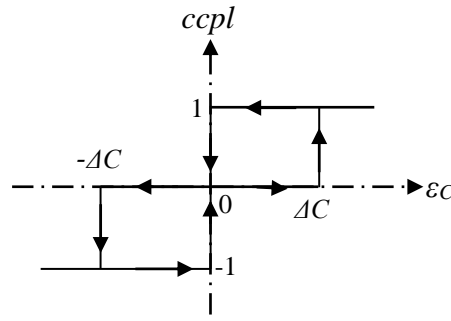


Fig.III.8: Contrôleur à hystérésis à trois niveaux.

III.8. Elaboration des tables de commutation

La table de commutation permet de sélectionner le vecteur tension approprié à chaque période d'échantillonnage en fonction de l'état des comparateurs de flux ($cflx$) et de couple ($ccpl$) et du secteur où se trouve le vecteur flux statorique ϕ_s dans le plan (α , β), afin de pouvoir maintenir le module du flux statorique et le couple électromagnétique à l'intérieur des bandes de tolérance définies.

Tableau III.1: Table de commutation de la DTC avec vecteurs tension nuls.

Flux	Couple	N=1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6	Correcteur	
$Cflx=0$	$Ccpl=1$	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2	2 Niveaux	
	$Ccpl=0$	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7		
	$Ccpl=-1$	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	3 Niveaux	
$Cflx=1$	$Ccpl=1$	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	2 Niveaux	
	$Ccpl=0$	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0		
	$Ccpl=-1$	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5	3 Niveaux	

III.9. Structure générale du contrôle direct de couple :

La figure III .09, représente les éléments essentiels d'un système MASDE_DTC. C'est une commande échantillonnée dont la période d'échantillonnage T_e est très petite vis-à-vis des constantes de temps de la machine. L'un des éléments essentiels de cette structure est la table de commutation permettant de définir le choix du vecteur V_s .

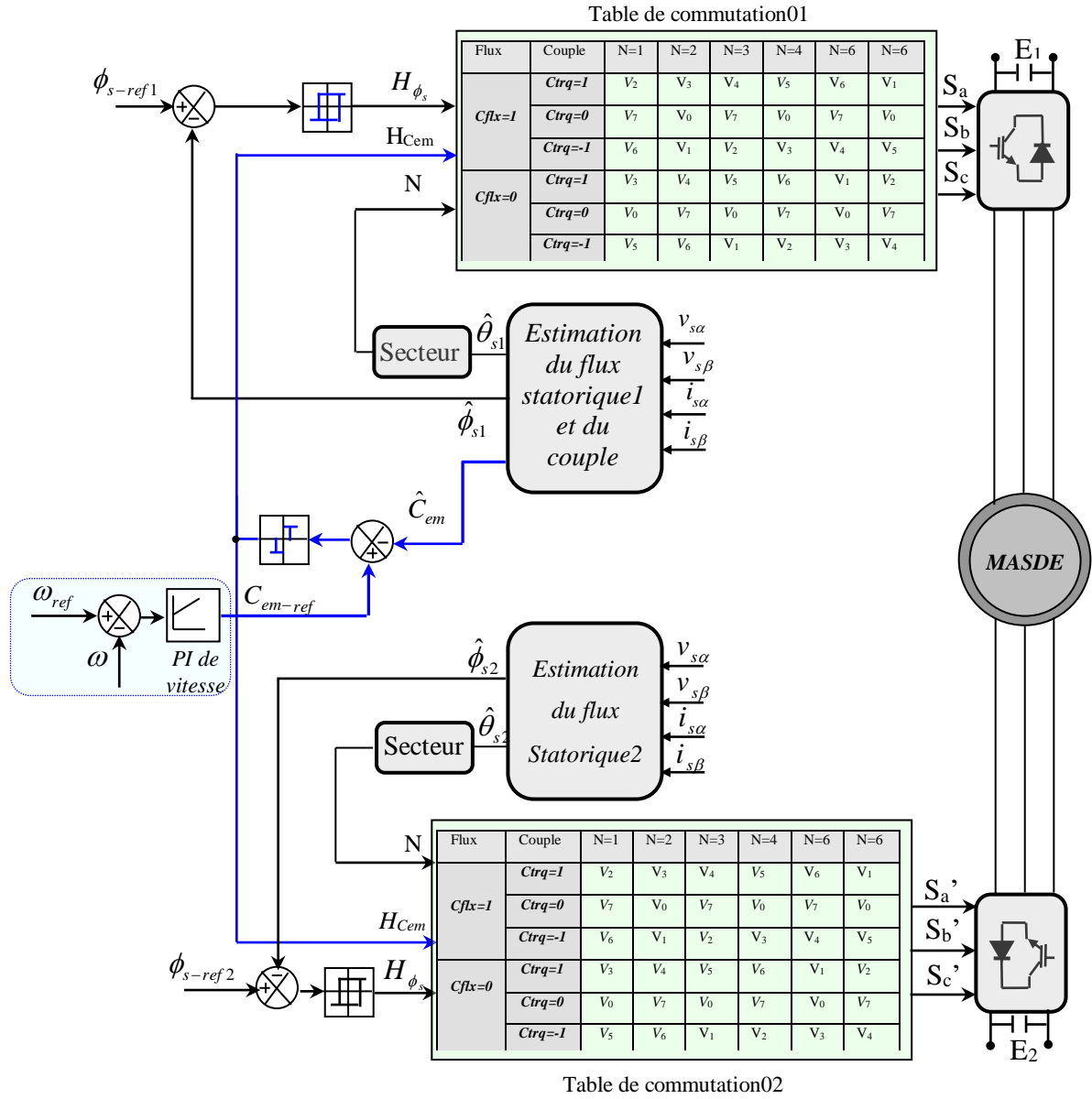


Figure (III.9): Structure générale du contrôle direct du couple de la MASDE

III.10. Résultats des simulations

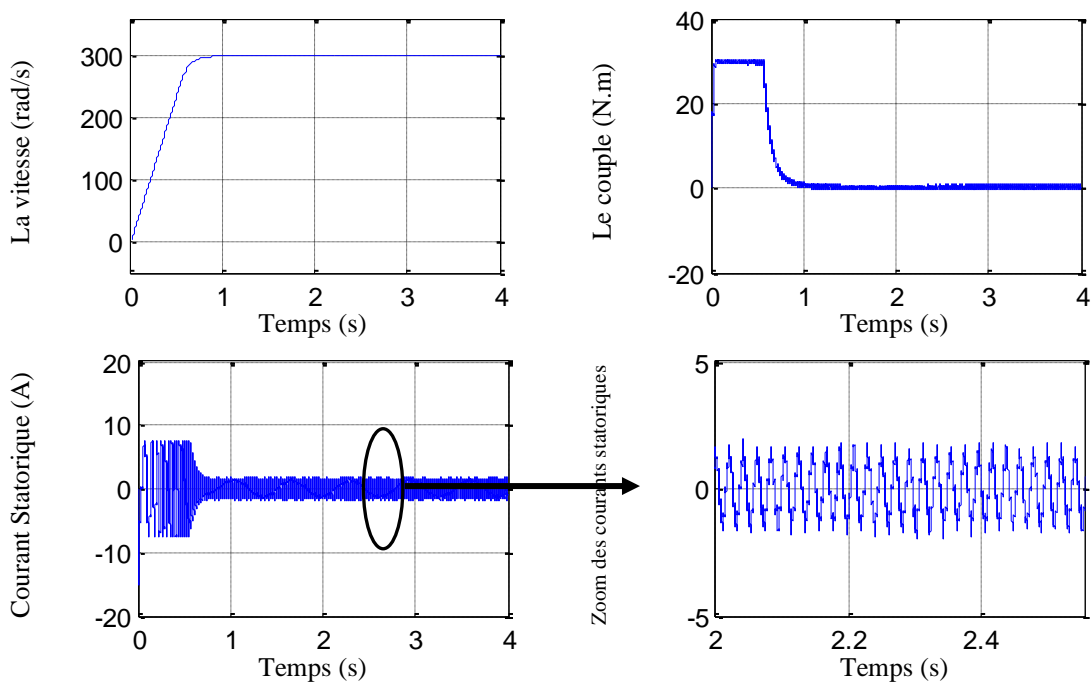
Le comportement de la structure de la commande directe de couple, appliquée à une machine de 4,5KW , dont les paramètres sont donnés dans l'annexe A , est simulé sous l'environnement *Matlab / Simulink* .

La simulation est effectuée dans les conditions suivantes :

- ✓ la bande d'hystérésis du comparateur de couple est fixée à $\pm 0.001 N.m$;
- ✓ la bande d'hystérésis du comparateur de flux est fixée à $\pm 0.005 Wb$;
- ✓ la valeur de référence du flux statorique est $\phi_{sref} = 1.2 Wb$;

III.10.1. Essai à vide

La figure III.10 montre les résultats des simulations de la commande directe du couple à vide de la MASDE. A partir du résultat nous avons fait quelques constatations : la vitesse atteint la valeur de consigne après un temps de $t = 0,95s$ sous une forme linéaire sans dépassement, le couple électromagnétique passe par phase transitoire de 0.95s puis après se stabilise en régime permanent. Le courant statorique (i_{sa1}) répond bien aux variations imposées par le couple, et conserve une forme proche de la sinusoïde. On relève également, que le courant statorique s'établit rapidement passe par une phase de transition puis après se stabilise. La trajectoire de l'extrémité du flux est pratiquement circulaire, et son amplitude est maintenue constante.



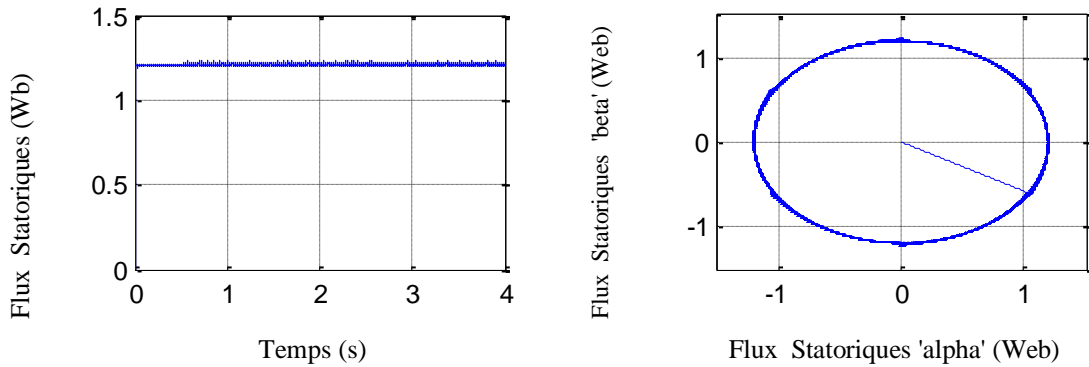
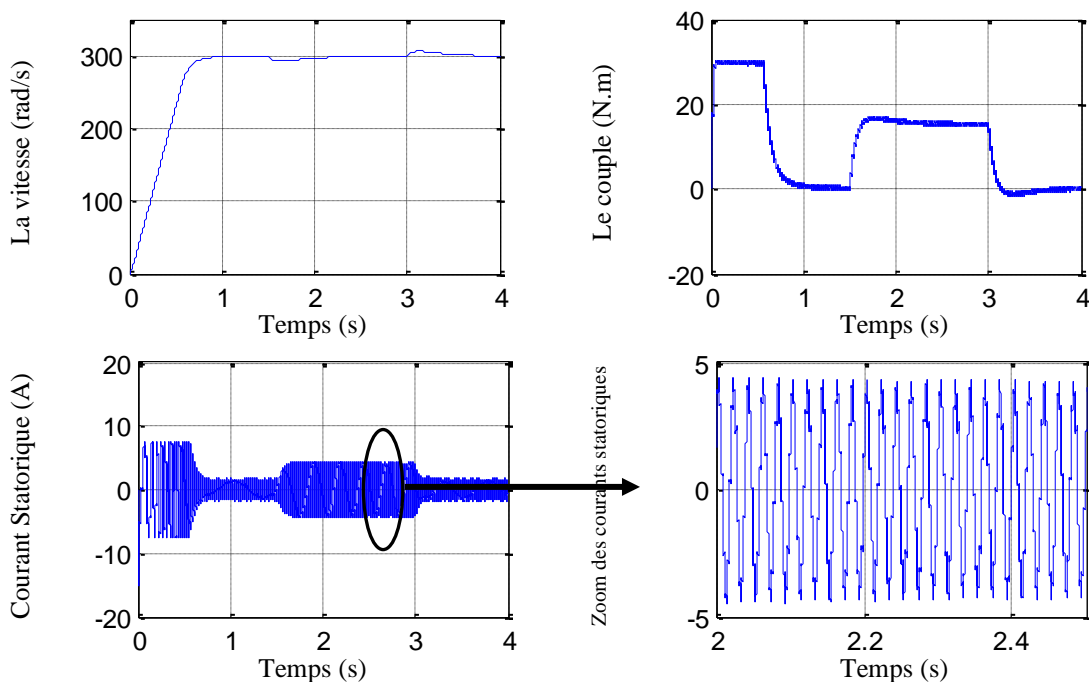


Figure (III.10) : Résultats de simulation de la commande directe du couple de la MASDE pour le test de fonctionnement à vitesse constante

III.10.2. Essai en charge

La figure III.11 représente les résultats de simulation obtenus pour une vitesse de 300 rad/s, avec une charge de 15N.m appliquée entre les instants $t_1 = 1.5s$ et $t_2 = 3s$ respectivement, à partir du résultat obtenu nous pouvons faire quelques observations. À $t = 1.5s$ le couple électromagnétique répond à l'application de la charge sans retard, il se stabilise à celle du couple de charge car le régulateur de vitesse réagit instantanément au couple de référence. Le courant statorique (I_{sa1}) est toujours sinusoïdaux. Cependant, à cause de la fréquence de commutation non constante (utilisation des comparateurs à hystérésis), ce courant est riche en harmoniques, L'application de la charge a eu une influence négligeable sur la vitesse qui se rétablit rapidement à sa référence (300 rad/s). Le flux statorique suit sa référence (1.2 Wb), sa valeur évolue de façon symétrique à l'intérieur de l'hystérésis.



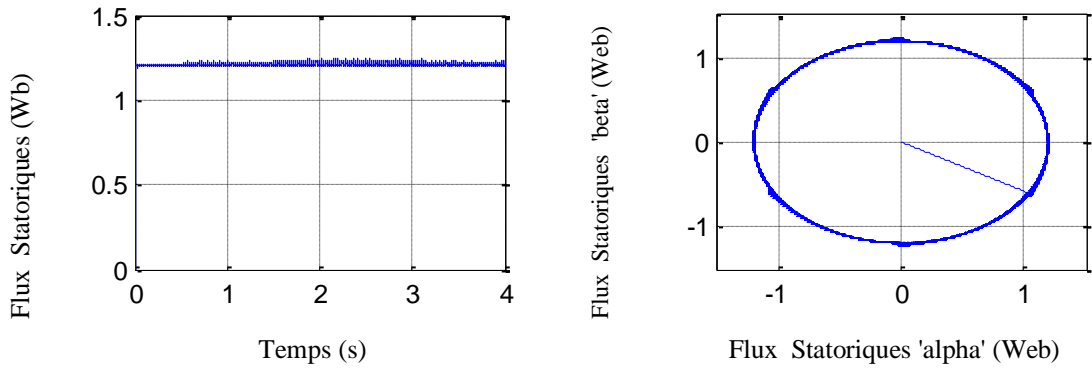


Figure (III.11) : Résultats de simulation de la commande directe du couple de la MASDE pour le test de fonctionnement en charge

III.10.3. Test de robustesse

Pour bien juger la commande directe du couple, deux tests de robustesse ont effectués (augmentation de la résistance statorique et rotorique). Les résultats obtenus sont présentés dans les figures ci-dessous :

a. Variation de la résistance statorique de + 50% de sa valeur nominale

Dans ce test, on a fait augmenter la résistance statorique R_s de +50% de sa valeur nominale. La figure (III.12) illustre les réponses dynamiques de la vitesse, le couple et le flux statorique et le courant statorique.

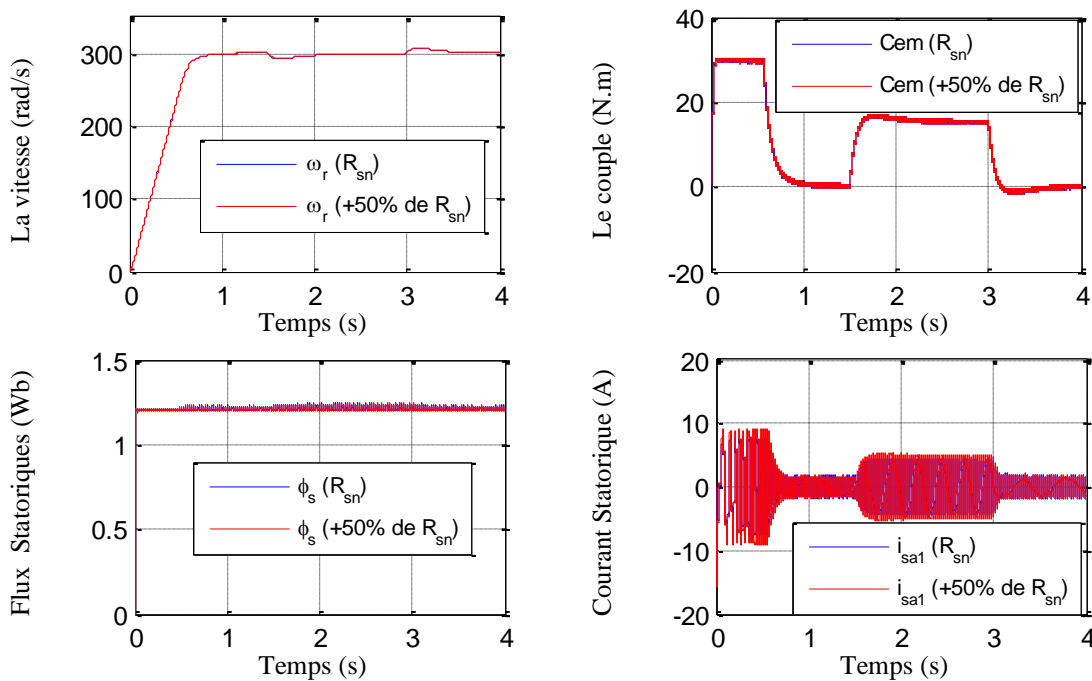


Figure (III.12) : Test de robustesse pour une variation de +50% de R_s

A partir de ces résultats obtenus, nous observons que la consigne de la vitesse est toujours suivie par la MASDE. La figure (III.12) montre que la variation de la

résistance statorique de sa valeur nominale n'a aucune influence sur le temps de réponse de la vitesse qui reste constant, mais le temps de montée présente un faible changement.

b. Variation de la résistance rotorique de +50% de sa valeur nominale

Dans ce test, on a fait augmenter la résistance rotorique R_r de +50% de sa valeur nominale.

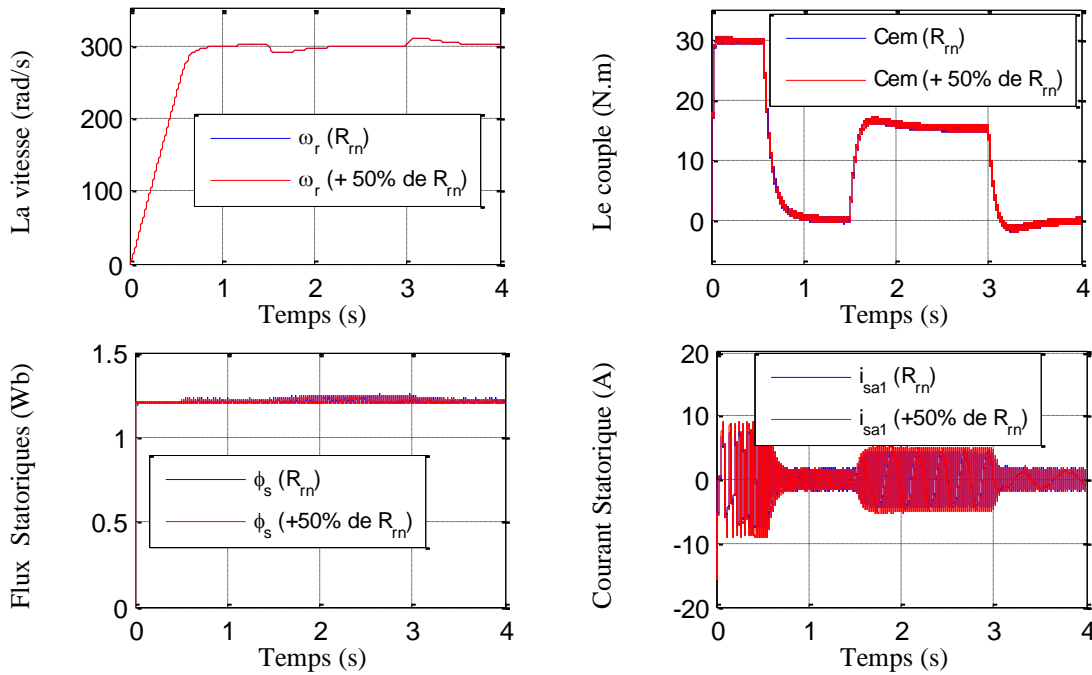


Figure (III.13) : Test de robustesse pour une variation de +50% de R_r

La figure (III.13) illustre les résultats du test de simulation. Cette figure montre que cette variation paramétrique introduite n'influe carrément pas sur les performances de la commande.

III.11. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la structure du contrôle DTC qui apparaît comme un moyen efficace et simple pour piloter un moteur asynchrone double étoile (MASDE). Il apporte ainsi une solution prometteuse aux problèmes de la robustesse et présente des avantages par rapport au contrôle par orientation du flux. Ce type de contrôle est basé sur une régulation des valeurs instantanées du couple et des flux, à partir d'un choix approprié du vecteur de tensions appliqués à l'onduleur.

D'après l'analyse des résultats de simulation obtenus, nous avons remarqué que le contrôle DTC classique est très performant et insensible aux variations paramétriques du moteur. Il présente une meilleure dynamique du couple électromagnétique.

Cependant, la maîtrise de la fréquence de commutation reste toujours un problème pour cette stratégie.

Conclusion Générale

Conclusion générale

Le travail présenté dans ce mémoire expose la commande DTC d'une machine asynchrone double étoile (MASDE) alimentée par deux onduleurs de tension.

Un aperçu sur les caractéristiques la machines asynchrone double étoile ainsi que leurs avantages et inconvénients ont été passé en revue. En suite, une étude générale de modélisation de la MASDE a été présentée, en se basant sur le modèle équivalent de Park en tenant compte des hypothèses simplificatrices. Ce modèle a été vérifié et validé par des résultats de simulation en alimentant la machine directement par le réseau puis par deux onduleurs à deux niveaux.

Afin de réaliser une commande performante de l'ensemble onduleur_MASDE, un découplage entre la partie électrique (le flux) et la partie mécanique (le couple) est indispensable. Pour cela on a introduit une technique de commande dite : commande directe du couple (DTC) qui permet de commander la machine asynchrone d'une façon semblable à une machine à courant continu à excitation séparée dont le découplage entre le flux et le couple est naturel. Les résultats de simulation obtenue pour montrent que la commande directe du couple présente plusieurs avantages significatifs (simplicité et facilité d'implantation, robustesse, dynamique élevée, précision, ... etc), mais la non maîtrise de la fréquence de commutation reste le problème numéro un pour cette stratégie de commande.

Pour la continuité des recherches relatives à ce travail, nous proposons comme perspectives :

- Reprendre l'étude présentée en changeant les onduleurs à deux niveaux par par d'autres convertisseurs de puissance tels que: les onduleurs multi-niveaux et les convertisseurs matriciels pour améliorer de plus les performances du courant et de la tension.
- Commande sans capteurs par l'utilisation d'observateurs à mode glissant où autres observateurs dans le cadre de la commande directe de couple.

Bibliographies

Bibliographie

- [Ami-08] *H. AMIMEUR*, « Contribution à la Commande d'une Machine Asynchrone Double Etoile par Mode de Glissement » Mémoire de Magister Université El Hadj Lakhdar de Batna Algérie, **2008**.
- [Bac-14] *B.MOKHTARI*, « DTC intelligente appliquée à la commande de la machine asynchrone », Thèse de Doctorat Université HADJ LAKHDAR de BATNA Algérie, **2014**.
- [Bel-17] *H.BELKHERRAZ, A.CHENNA*, « Contrôle direct du couple de la machine asynchrone double étoile », Mémoire de master, Université A.MIRA-BEJAIA Algérie, **2017**
- [Ben-15] *L. BENYOUSSEF*, "Commande directe du couple floue et neuronale d'un moteur synchrone à double étoile sans capteur mécanique alimenté par onduleurs multiniveaux", thèse de doctorat, université Djillali Liabes de SIDI-BEL-ABBES, **2015**.
- [Bou-19] *N.BOUANANE, C.BAADI*, « COMMANDE DIRECTE DU COUPLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE DOUBLE ETOILE ALIMANTEE PAR ONDULEUR MULTI-NIVEAUX » Mémoire de MASTER UNIVERSITE KASDI MERBAH OUARGLA Algérie **2019**
- [Bou-20] *M.Bouregba, A.Boussaid*, « Commande Directe du Couple (DTC) d'une Machine Asynchrone à Double Etoile par la logique floue », Mémoire de master, Université de Adrar. Algérie ,**2020**.
- [Cha-20] *A.Chabane ,M.Briki* , «Commande directe du couple d'un moteur asynchrone à double alimentation (MADA) », Mémoire de Master de l'université de SAIDA ,**2020**.
- [Che-14] *DJ.Cherifi*, « Estimation de la vitesse et de la résistance rotorique pour la commande par orientation du flux rotorique d'un moteur asynchrone sans capteur mécanique », Thèse de Doctorat., U.S.T.O d'Oran. **2014**.
- [Dje-15] *Y. Djeriri*, «Commande directe du couple et des puissances d'une MADA associée à un système éolien par les techniques de l'intelligence artificielle»,thèse de doctorat, université Djillali Liabes de SIDI-BEL-ABBES **2015**.
- [Elh-13] *M. Elkhair*, « Amélioration des Performances de Régulation d'une Machine Double Etoile par les Techniques de l'Intelligence Artificielle », Thèse de Doctorat de l'université de Batna, Algérie, **2013**.

- [Hac-17]** *M. HECELEF*, « Commande directe du couple d'une machine asynchrone double étoile sans capteur mécanique par les techniques de l'intelligence artificielle », Thèse de doctorat, UNIVERSITE DJILLALI LIABES DE SIDI-BEL-ABBES Algérie, **2017**.
- [Had-17]** *Y. HADJOUTI, A. HAMBLI*, « Modélisation de la machine asynchrone double étoile en vue du diagnostic du défaut de court-circuit entre spires statoriques », Mémoire de Master, UNIVERSITE AKLI MOHAND OULHADJ DE BOUIRA. Algérie **2017**
- [Had-20]** *C. HADJI*, "Contribution à la commande robuste de la machine asynchrone à double étoile", Thèse de Doctorat de l'université Mohamed Boudiaf - M'sila, Algérie, 2020.
- [Lag-17]** *Y. LAGGOUN, H. LIMANE*, « Commande d'une machine asynchrone double étoile par logique floue » Mémoire de Master UNIVERSITE DE KASDI MERBAH OURGLA Algérie **2017**
- [Lak-14]** *M. LAKHDARI*, « SIMULATION ET COMMANDE DE LA MACHINE ASYNCHRONE DOUBLE ETOILE POUR AEROGENERATION » Mémoire de Magister, UNIVERSITE FERHAT ABBAS-SETIF-1. Algérie **2014**.
- [Mel-14]** *B. MELIANI*, « Application des techniques intelligentes à la commande d'une machine asynchrone double étoile associée à un convertisseur matriciel » , Thèse de doctorat. UNIVERSITE DJILLALI LIABES DE SIDI-BEL-ABBES. Algérie, **2014**.
- [Mer-19]** *A. Bouagga, S. Merabet*, « Commande d'une machine Asynchrone à double stator par régulateur glissant », Mémoire de MASTER, UNIVERSITE KASDI MERBAH OUARGLA. Algérie, **2019**.
- [Reg-17]** *H. REGHIOUI*, « Amélioration Des Performances De La Commande Directe De Couple (DTC) Appliquée à Une Machine Asynchrone Triphasée » Mémoire de Magister, Université Mohamed Khider -Biskra. Algérie, **2017**
- [Sad-17]** *R. SADOUNI*, « Commande directe du couple (DTC-SVM) d'une MASDE associée à Deux Onduleurs Multiniveaux en Cascade avec un Redresseur à MLI Piloté par DPC », Mémoire de Doctorat en Sciences NIVERSITE DJILLALI LIABES DE SIDI-BEL-ABBES. Algérie, **2017**.
- [Tam-21]** *M. TAMRABET, B. CHEBOUKI*, « Commande Vectorielle de la Machine Asynchrone à double stator par les techniques de l'intelligence artificielle », Mémoire de Master Université Larbi Ben M'Hidi - Oum El Bouaghi. Algérie, **2021**.

- [Zem-17]** *A.ZEMMIT*, "Contribution à la commande de la machine asynchrone à double alimentation (MADA) par les techniques intelligentes", Thèse de Doctorat **3ème Cycle LMD en Electrotechnique**, Université Mohamed Boudiaf -Msila, **2017**
- [ZOU-18]** *N.ZOUAOUID, M.MESSAI TEDJANI*, « Commande Vectorielle de la Machine Asynchrone à double stator », Mémoire de Master Université Larbi Ben M'Hidi - Oum El Bouaghi. Algérie, **2018**.

Annexes

Annexe

Paramètres de la machine Asynchrone Double Etoile (MASDE)

<i>Puissance nominale</i>	$P_n = 4,5 \text{ kW}$
<i>Tension nominale</i>	$V_n = 220/380 \text{ V}$
<i>Courant nominal</i>	$I_n = 6.5 \text{ A}$
<i>Résistance du premier enroulement statorique</i>	$R_{s1} = 3.72 \text{ } \Omega$
<i>Résistance du deuxième enroulement statorique</i>	$R_{s2} = 3.72 \text{ } \Omega$
<i>Résistance rotorique</i>	$R_r = 2.12 \text{ } \Omega$
<i>Inductance du premier enroulement statorique</i>	$L_{s1} = 0.022 \text{ H}$
<i>Inductance du deuxième enroulement statorique</i>	$L_{s2} = 0.022 \text{ H}$
<i>Inductance rotorique</i>	$L_r = 0.006 \text{ H}$
<i>Inductance mutuelle</i>	$L_m = 0.3672 \text{ H}$
<i>Moment d'inertie</i>	$J = 0.0625 \text{ kg.m}^2$
<i>Coefficient de frottement</i>	$K_f = 0.001 \text{ Nms/rd}$
<i>Fréquence nominale</i>	$f = 50 \text{ Hz}$
<i>Nombre de paires de pôles</i>	$p = 1$

ملخص

يتم استخدام الآلات متعددة المراحل بشكل متزايد في التطبيقات عالية الطاقة لأسباب تتعلق بالموثوقية وتجزئة الطاقة. كانت الآلة غير المتزامنة ذات النجمة المزدوجة واحدة من هذا النوع من الآلات. هذه آلة لها ملفان ثابتان متماثلان من ثلاث مراحل يتشاركان في نفس الجزء الثابت. الفكرة الرئيسية وراء هذا العمل البحثي هي التحكم المباشر في عزم الدوران للآلة غير المتزامنة ذات النجمة المزدوجة المدعوم بواسطة محولين من مستويين ، يتم تقديم هذا كبديل للتحكم عن طريق توجيه تدفق الدوار ، وهذا الأخير يضمن الفصل بين التدفق وعزم الدوران ، ولكن من عيوبه أن يكون حساسًا نسبيًا للتغيرات في معالم الماكينة والاضطرابات. التحكم المباشر في عزم الدوران ، المعروف بتعريفه الفعال لنواقل حالة تبديل التبديل ، قادر على ضمان فصل كبير بين التدفق وعزم الدوران بشكل مستقل عن الاختلافات البارامترية. أخيرًا ، تم إجراء سلسلة من عمليات المحاكاة للتحقق من صحة كل من الأوامر المقترحة.

الكلمات المفتاحية : الآلة غير المتزامنة ذات النجمة المزدوجة ، التحكم المباشر لعزم دوران ، محاولات الجهد ذي المستويين

Résumé

Les machines multiphasées sont de plus en plus utilisées dans les applications de puissances élevées pour des raisons de fiabilité et de segmentation de la puissance. La machine asynchrone double étoile (MASDE) faisait partie de ce type de machines. Il s'agit d'une machine qui possède deux enroulements statoriques triphasés identiques partageant le même stator. L'idée maîtresse derrière ce travail de recherche est la commande directe de couple (DTC) de la MASDE alimentée par deux onduleurs à deux niveaux, celle-ci est présentée comme étant une alternative à la commande par orientation du flux rotorique, cette dernière assure le découplage entre le flux et le couple, mais elle présente l'inconvénient d'être relativement sensible aux variations des paramètres de la machine et aux perturbations. La commande DTC, connue par son identification efficace des vecteurs d'états de commutation des interrupteurs, est capable d'assurer un découplage notable entre le flux et le couple indépendamment des variations paramétriques. Enfin, des simulations dans l'environnement Matlab/Simulink sont effectuées pour valider l'approche développée.

Mots Clés — Machine Asynchrone à double étoile (MASDE), Commande Direct de couple, Onduleur triphasé à deux niveaux.

Abstract

Multi-phase machines are increasingly used in high power applications for reasons of reliability and power segmentation. The dual star induction machine (DSIM) was one of this type of machines. This is a machine that has two identical three-phase stator windings sharing the same stator. The main idea behind this research work is the direct torque control (DTC) of the DSIM powered by two two-level inverters, this is presented as an alternative to the control by orientation of the rotor flux, the latter ensures decoupling between flux and torque, but it has the disadvantage of being relatively sensitive to variations in machine parameters and disturbances. DTC control, known for its efficient identification of switch switching state vectors, is capable of ensuring a significant decoupling between flux and torque independently of parametric variations. Finally, simulations in the Matlab/Simulink environment are performed to validate the developed approach.

Keywords: Dual Star Induction Machine (DSIM), direct torque control, two level Voltage invert,