

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
Université Abderrahmane Mira - BEJAIA



Faculté de Technologie
Département de Génie Electrique
Spécialité Electromécanique

Mémoire de fin d'étude

En vue de l'obtention du diplôme de Master en Electromécanique

Commande DTC d'une machine asynchrone double étoile.

Réalisé par :

- BOULHOUCHE Slimane

Encadré par :

Mr. OUARI Kamel
Mlle. KASRI Amel

Année universitaire 2021/2022

Dédicace

Je dédie ce modeste travail à,

Aux êtres qui me sont très chers,

A mes parents les plus chers au monde ma maman et mon père

Mes chers frères Nabil et Rahim

A Ouail et Toufik

A mon encadrant Mr OUARI Kamel

Et Mlle KASRI Amel

A toutes mes amies (Tchibalau, Youba, Hichem, Samy, zouzou, Amine, Fares, Djilali, Kiki,
Sisine, Amine)

A khalti Nounou et Imma Djadja

Hadj Dyouf et Boulayoun

SLIMANE

Introduction générale.....	1
----------------------------	---

Chapitre 1

Généralité des machines multiphasées

1.1. Introduction	3
1.2. Type de machines multiphasées	3
1.2.1 Machines multiphasées de type 1.....	3
1.2.2 Machines multiphasées de type 2.....	4
1.3 Avantages des machines multiphasées.....	5
1.3.1 Segmentation de puissance.....	5
1.3.2 Minimisation des ondulations du couple et des pertes rotorique.....	5
1.3.3 Amélioration de la fiabilité.....	6
1.3.4 Elimination d'harmoniques d'espace.....	7
1.3.5 Réduction d'amplitude des harmoniques de couple.....	8
1.4 Inconvénients des machines multiphasées	9
1.5 Applications des machines multiphasées	10
1.5.1 Principe de fonctionnement de la machine asynchrone double étoile.....	10
1.6 Conclusion.....	11

Chapitre 2

Modélisation de la machine asynchrone double étoile

2.1. Introduction	12
2.2 Présentation générale de la MASDE.....	12
2.2.1 Hypothèses simplificatrices.....	13
2.3 Modèle mathématique général de la MASDE.....	14
2.3.1 Equations électriques.....	14
2.3.2 Equations magnétiques	15
2.3.3 Expression du couple électromagnétique.....	17
2.3.4 Equations mécaniques.....	17
2.4 Modèle de la MASDE dans le repère $(d - q)$	18
2.4.1 Transformation de Park.....	18
2.4.2 Choix de référentiel.....	19
2.4.3 Modèle de la machine MASDE dans notre travail.....	19
2.4.4 Mise sous forme d'équation d'état.....	20
2.5 Choix d'orientation du flux	22

2.5.1 Alimentation de la MASDE.....	23
2.5.2 Simulation et Interprétation des résultats.....	24
2.5.2.1 Test vis-à-vis de la variation de couple de charge	24
2.6 Modélisation de l'ensemble système d'alimentation-MASDE.....	27
2.6.1 Modélisation du redresseur.....	28
2.6.2 Modélisation du filtre.....	28
2.6.3 Modélisation de l'onduleur de tension a commande MLI.....	29
2.6.3.1 Modélisation de l'onduleur.....	29
2.6.3.2 Stratégie de la commande MLI des onduleurs de tension.....	31
2.6.4 Alimentation de la MASDE par un onduleur MLI.....	33
2.6.5 Simulation et Interprétation des résultats.....	33
2.6.5.1 Test vis-à-vis de la variation de couple de charge	33
2.7 Conclusion	36

Chapitre 3

Commande par DTC de la machine asynchrone double étoile

3.1 Introduction	37
3.2 Avantages et inconvénients de la commande directe du couple DTC	38
3.2.1 Avantages.....	38
3.2.2 Inconvénients	38
3.3 Principe de la commande direct du couple DTC.....	39
3.3.1 Contrôle du vecteur flux statorique.....	40
3.3.2 Contrôle du couple électromagnétique.....	42
3.4 Description de la structure de contrôle	43
3.4.1 Sélection de vecteur de tension (V_G).....	43
3.4.2 Estimateurs.....	44
3.4.2.1 Estimation du flux statorique.....	44
3.4.2.2 Estimation de la position du vecteur flux.....	46
3.4.2.3 Estimation du couple électromagnétique.....	46
3.5 Elaboration des vecteurs de commande de flux et du couple	46
3.5.1 Elaboration du contrôleur de flux.....	46
3.5.2 Élaboration du contrôleur du couple.....	47
3.5.2.1 Correcteur à deux niveaux.....	48
3.5.2.1 Correcteur à trois niveaux.....	48

3.6	Elaboration des tables de commutation	50
3.6.1	Stratégie de commutation dans la DTC.....	50
3.6.2	Table de commutation.....	50
3.6.2.1	Table commutation du flux	51
3.6.2.2	Table commutation du couple	51
3.6.2.3	Table commutation du flux et du couple.....	51
3.7	Structure générale du contrôle direct du couple DTC pour la MASDE	52
3.8	Résultats de la simulation et interprétation	53
3.8.1	Démarrage et stabilisation avec application de vitesse, et charge variables.....	53
3.8.2	Interprétation de résultats.....	56
3.9	Conclusion	57
	Conclusion générale.....	58
	Bibliographie.....	59
	Annexe.....	63

Notations et Symboles

S	Indice du Stator
a1, b1, c1	Phases du Premier Stator
a2, b2, c2	Phases du Second Stator
(d, q)_{1,2}	Axes correspondants au Référentiel Fixe par Rapport au Champ Tournant
(α, β)_{1,2}	Axes Correspondants au Référentiel Fixe par Rapport au Stator
θ	Angle Electrique entre la Phase a1 et la Position du Rotor
α	Angle Electrique Entre les deux Etoiles
δ	Le coefficient de Blondel
[V_{s abc1}]	Vecteur de tension de l'étoile 1
[V_{s abc2}]	Vecteur de tension de l'étoile 2
[i_{s abc1}]	Vecteur de courant de l'étoile 1
[i_{s abc2}]	Vecteur de courant de l'étoile 2
[Φ_{s abc1}]	Vecteurs de flux total de l'étoile 1
[Φ_{s abc2}]	Vecteurs de flux total de l'étoile 2
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 de rotor
L_{s1}	L'inductance propre de stator 1
L_{s2}	L'inductance propre de stator 2
L_r	L'inductance propre d'une phase du rotor
L_{ms}	La valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle statorique
L_{mr}	La valeur maximale des coefficients d'inductance mutuelle rotorique
C_{em}	Couple Electromagnétique développé
P	Nombre de Paires de Pôles
Ω	La Vitesse de rotation Mécanique du Rotor
ω_{coor}	Vitesse de rotation du système d'axes biphasé par rapport au système d'axes triphasé
ω_r	Pulsation Electrique du Rotor
ω_s	Pulsation Electrique du Stator
ω_{gl}	Vitesse de glissement

J	Le moment d'Inertie de l'Ensemble Machine-Charge
C_r	Le Couple de Charge (Couple Résistant)
f_r	Coefficient des Frottement Visqueux
$V_{ds1,2}, V_{qs1,2}$	Composante des Tensions Statoriques Direct et Quadrature
$i_{ds1,2}, i_{qs1,2}$	Composante des Courants Statoriques Direct et Quadrature
$\Phi_{ds1,2}, \Phi_{qs1,2}$	Flux Totaux à Travers les Bobines Fictives d1, q1, d2 et q2
$V_{s\alpha1,2}, V_{s\beta1,2}$	Composantes (α, β) des Tensions Statoriques
$i_{s\alpha1,2}, i_{s\beta1,2}$	Composantes (α, β) des Courants Statoriques
Φ_{rd}, Φ_{rq}	Composantes directes et quadratiques des flux rotoriques
f_p	Fréquence de la Porteuse (Modulation)
f_{ref}	Fréquence de la Référence
V_{ref}	Amplitude de la Tension de Référence
V_p	Valeur Crête de la Porteuse (Onde de Modulation)
MASDE	Machine Asynchrone Double Etoile
DTC	Contrôle Directe de Couple (Direct Torque Control)
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsion
PI	Action Proportionnelle et Intégrale

LISTE DES FIGURES

Figure 1.1 Pertes de la machine asynchrone à six phases et triphasée.....	6
Figure 1.2 Représentation temporelle et fréquentielle des couples électromagnétiques d'une machine triphasée et double triphasée.....	8
Figure 1.3 Représentation des couples électromagnétiques développés par les machines 3, 5 et 7 phases.....	9
Figure 2.1 Représentation des enroulements de la machine asynchrone double étoile.....	13
Figure 2. 2: Représentation schématique de la machine asynchrone double étoile.....	23
La figure 2.3 représente le schéma bloc de simulation de la MASDE avec l'alimentation direct.....	23
Figure 2. 3: Représentation schématique de l'MASDE avec l'alimentation directe.....	24
Figure 2.4 : Allure de la vitesse du rotor (w_r).....	25
Figure 2.5 : Allure du couple résistant et électromagnétique.....	25
Figure 2.6 : Allure de courant d'une phase statorique i_{sa1}	26
Figure 2.7 : Allure de la tension V_{sa1}	26
Figure 2.8 : Alimentation de la machine asynchrone double étoile.....	27
Figure 2.9 : Modélisation du redresseur triphasé double alternance à diodes en pont de Graetz.....	28
Figure 2.10 : Modélisation du filtre.....	29
Figure 2.11 : Schéma de l'onduleur triphasé à deux niveaux.....	30
Figure 2.12 : Schéma de principe de la technique MLI Triangulo-Sinusoidale.....	32
Figure 2. 13: Représentation schématique de l'MASDE avec l'alimentation par deux onduleurs de tension à deux niveaux.....	33
Figure 2.14 : Allure de la vitesse du rotor (w_r).....	34
Figure 2.15 : Allures du couple résistant et électromagnétique.....	34
Figure 2.16 : Allure de courant d'une phase statorique i_{sa1}	35
Figure 2.17 : Allure de la tension V_{sa1}	35
Figure 3.1 Evolution de l'extrémité de vecteur de flux statorique Φ_{st} pour $R_S I_S$ négligeable.....	41
Figure 3.2 Choix du vecteur tension.....	43

Figure 3.3 (a) : Sélection des tensions correspondantes au contrôle du flux.....	46
Figure 3.4 Correcteur à hystérésis du couple.....	47
Figure 3.5 Schéma global de la commande directe du couple de la MASDE	51
Figure3.6 : Allure du couple électromagnétique	52
Figure 3.7 : Allures de la vitesse de rotor et celle de référence	52
Figure3.8 : Allure de courant (is-alpha) et (is-betha) de stator 1.....	53
Figure 3.9 : Allure de flux statorique 1.....	54
Figure 3.10 : Allure de module de flux statorique 1.....	54

LISTE DES TABLEAUX

Tableau 1.1 Machines multiphasées de type 1(multi-étoile).....	4
Tableau 1.2 Machines multiphasées de type 2.....	5
Tableau 1.3 Puissance et couple électromagnétique de la machine six phases sous plusieurs cas de phases défectueuses.....	7
Tableau 3.1 Différentes configurations des interrupteurs et tensions générés.....	39
Tableau 3.2 Table généralisée des vecteurs de tension.....	48
Tableau 3.3 Table de commutation du flux.....	49
Tableau 3.4 Table de commutation du couple.....	49
Tableau 3. 5 Stratégie de contrôle avec comparateur à hystérésis à trois niveaux avec les vecteurs de tension nuls.....	50
Tableau 3.6 Stratégie de contrôle avec comparateur à hystérésis à trois niveaux avec les vecteurs de tension non nuls.....	50

Introduction générale

Ces dernières années, les variateurs de vitesse constitués d'une machine à courant alternatif associés à un convertisseur statique, ont attirés beaucoup d'attention des groupes de recherche et de l'industrie. Ils sont de plus en plus présents dans les domaines d'applications industrielles de fortes puissances. Ces applications font appel en général à des machines asynchrones commandées par des convertisseurs statiques. Mais les contraintes que subissent les composants de puissance limitent la fréquence de commutation, et donc les performances. Pour permettre l'utilisation de composants à fréquence de commutation plus élevée, il faut segmenter la puissance. Pour ce faire, une des solutions consiste à utiliser des machines à grand nombre de phase (multi-phases ($n > 3$)- ou multi-étoile) [1][2].

Ces machines représentent depuis plusieurs années un intérêt grandissant dans le domaine des machines électriques, elles peuvent être utilisées pour des systèmes de traction électrique automobile, de propulsion électrique maritime, aérogénérateurs ou bien pour des applications électriques industrielles de haute puissance [3].

Pour cette raison, les machines multiphasées sont de plus en plus utilisées pour certaines applications industrielles de grande puissance telles que la traction ferroviaire, la propulsion des navires et les systèmes d'énergie éolienne. Parmi ces variateurs multiphasés, les machines asynchrones à double étoile MASDE avec deux ensembles d'enroulements statoriques triphasés, décalés spatialement de 30 degrés électriques et des points neutres isolés est l'une des topologies les plus discutées [4].

Des travaux de recherche récents sur Les entraînements multiphasés visent à exploiter leurs caractéristiques particulières et à les présenter à l'industrie comme une alternative aux machines à trois phases, où le nombre plus élevé de phases entraîne un contrôle plus important et concevoir des degrés de liberté qui peuvent améliorer la fiabilité et les performances globales des systèmes.

Par conséquent, des techniques de contrôle ont été proposées récemment pour les entraînements multiphasés, qui sont généralement un prolongement des structures de contrôle triphasées classiques, visant à des performances vitesse/couple élevées de l'entraînement. Les stratégies de contrôle les plus souvent utilisées pour l'industrie sont le contrôle par orientation de flux (Field oriented control FOC) et le contrôle direct du couple (direct torque control DTC). Elles ont été inventées respectivement dans les années 70 et 80 [5] [6].

Ses bases ont été élaborées par des scientifiques russes dans les années 1950 et 1960, elles reposent sur une commutation rapide, ce qui a rendu sa mise en œuvre difficile à cette époque en raison du manque d'ordinateurs numériques rapides et de convertisseurs de puissance à base de semi-conducteurs [1][7][8].

Ces stratégies de contrôle diffèrent sur les principes de fonctionnement mais les objectifs du contrôle sont les mêmes. Le but des deux est de contrôler efficacement le couple et le flux du moteur afin de forcer le moteur à suivre avec précision la commande des variables d'état prescrites. Indépendamment de la variation de la charge ou des perturbations externes, cela n'est pas vrai pour la commande par orientation de flux parce que cette méthode est pénalisée par la sensibilité contre les variations paramétriques internes de la machine, la DTC a été conçue comme une alternative à la FOC afin d'affranchir les problèmes liés à la commande par orientation de flux magnétique. L'approche DTC a d'abord été proposée par I. Takahashi [9]. Il permet de contrôler le flux statorique et le couple électromagnétique à partir des mesures des courants et tensions statoriques sans utiliser de capteurs mécaniques.

La stratégie proposée dans ce travail est l'étude du comportement dynamique de la machine asynchrone double étoile commandée par un DTC lors d'un réglage de vitesse par régulateur PI.

Chapitre 1

Généralité sur les machines multiphasées

1.1 Introduction

Récemment les chercheurs s'intéressent de plus en plus à l'analyse, modélisation et commande des machines multi-phasées, en particulier, les machines double étoiles grâce à leurs avantages qu'elles possèdent par rapport aux machines triphasées conventionnelles. Les progrès de l'informatique et du génie des logiciels permettent de réaliser des modélisations performantes et d'envisager l'optimisation des machines électriques. Pour les machines multi-phasées, plusieurs modèles ont été développés dans ce contexte, ces modèles ont pour objectif de réduire le modèle naturel en un modèle simple qui traduit le fonctionnement de la machine [2][3].

Ce chapitre présente l'état de l'art des machines multiphasées, décrivant les avantages et les inconvénients de ce type de machines par rapport aux machines conventionnelles.

1.2 Types de machines multiphasées

Une machine multiphasée est composée de N bobinages déphasés spatialement et alimentés par des tensions déphasés temporellement de $2\pi/N_{ph}$ (N_{ph} est le nombre de phases statoriques) [4][10].

Suite au nombre de phases supérieur à trois qu'on peut avoir dans le stator, on différencie habituellement deux types :

1.2.1 Machines multiphasées de type 1 :

Dans ce type de machines multiphasées (machines multi-étoile) le nombre de phases statoriques N_{ph} est un multiple de trois, de sorte que l'on puisse les grouper en η étoiles triphasées [1][2][3]:

$$N_{ph} = 3 \eta \quad (\eta = 1, 2, 3, 4, 5, \dots).$$

Pour un nombre donné de phases, on distingue plusieurs configurations possibles suivant le décalage angulaire α entre deux bobines des phases adjacentes (décalage entre étoiles).

En effet, une machine double étoile (nombre de phases $N_{ph} = 6$) dont les étoiles sont décalées de $\alpha = 0$ à des caractéristiques différentes de celles d'une machine double étoiles décalées de $\alpha = \pi/6$, celle-ci à des caractéristiques différentes de celle d'une machine à $\alpha = \pi/3$. Pour séparer les différentes configurations possibles, on peut introduire un nombre équivalent de phases (number of phase -belts per pole-), noté $N_{ph\gamma}$, il est défini comme suit :

$N_{ph\gamma} = \pi/\alpha$. Les neutres des machines multi-étoiles sont en général préférables, en fonctionnement normal, d'être isolés.

Le tableau 1.1 illustre quelques configurations possibles de ces machines, où on remarque qu'il y a des machines ayant le même nombre de phases mais avec deux noms différents, par exemple pour N_{ph} , on a la machine six-phase de $\alpha = 60^\circ$ et $N_{ph\gamma} = 3$ et la machine du nom semi 12-phases de $\alpha = 30^\circ$ et $N_{ph\gamma} = 6$.

Tableau 1.1 : Machines multiphasées de type 1 (multi-étoile) [1][2][5][6].

Nom correspondant	Nombre de phases (N_{ph})	Nombre équivalent de phases ($N_{ph\gamma}$)	Décalage angulaire (α) degré
Triphasée	3	1.5	120
Semi six-phasée	3	3	60
six-phasée	6	3	60
Semi-12 phase	6	6	30
12 phases	12	6	30
Neuf-phasée	9	4.5	40
Semi-18 phase	9	9	20
18 phases	18	9	20

1.2.2 Machines multiphasées de type 2 :

Le nombre de phases statoriques $N_{ph\gamma}$ 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 décalée de $2\pi/N_{ph} = 2\alpha$. On a donc le nombre de phases égal au nombre équivalent de phases : $N_{ph} = N_{ph\gamma} = \pi/\alpha$. Le tableau 1.2 donne quelques exemples de machines multiphasées de type 2 [1][2][3][4].

Tableau 1.2 : Machines multiphasées de type 2.

Nom correspondant	Nombre de phases (N_{ph})	Nombre équivalent de phases (N_{phy})	Décalage angulaire (α) degré
Biphasée	2	2	90
Titra-phasée	4	2	90
Semi-8phase	4	4	45
8-phases	8	4	45
5-phases	5	5	36
7-phases	7	7	25.71
Semi-10 phase	10	10	18
10 phases	11	11	16.36

1.3 Avantages des machines multiphasées

De nos jours, les machines multiphasées ont fait l'objet d'un intérêt grandissant, grâce à leurs avantages multiples qu'elles possèdent par rapport aux machines conventionnelles (triphases et à courant continu), cela est due à plusieurs facteurs : structure, stratégie de commande et applications. Parmi ces avantages, on peut citer [2][4] :

1.3.1 Segmentation de puissance :

La segmentation de puissance est un avantage fondamental des machines dont le nombre de phases est supérieur à trois. Comme la machine multiphasée contient plusieurs phases, pour une puissance donnée, les courants par phase sont diminués sans réduire les tensions d'alimentation et cette puissance est donc répartie sur le nombre des phases.

La puissance totale demandée par une machine est alors réduite dans chaque phase. Avec cette puissance, on peut alimenter la machine par des convertisseurs statiques de composants semi-conducteurs de calibre de puissance réduite. Ces derniers peuvent fonctionner à des fréquences de commutation plus élevées. Cela permet de minimiser les ondulations des courants et du couple [1][10].

1.3.2 Minimisation des ondulations du couple et des pertes rotoriques :

Les machines multiphasées permettent la réduction des ondulations de couple électromagnétique, dont la fréquence est six fois celle du fondamental (période et amplitude) par rapport aux machines conventionnelles, parce que les harmoniques cinq et sept de temps sont naturellement minimisés dans ces machines [1][2].

De façon générale, les couples harmoniques pouvant exister dans une machine multiphasée sont ceux de rang $h = 2N_{phy}i$ ($i=1,2,3\dots$).

Par conséquent, une machine multiphasée aura pratiquement toujours moins de pertes rotoriques qu'une machine triphasée. Un exemple de comparaison des différentes pertes dans deux machines, l'une triphasée et l'autre double triphasée est présenté sur la Figure 1.1 [2][11].

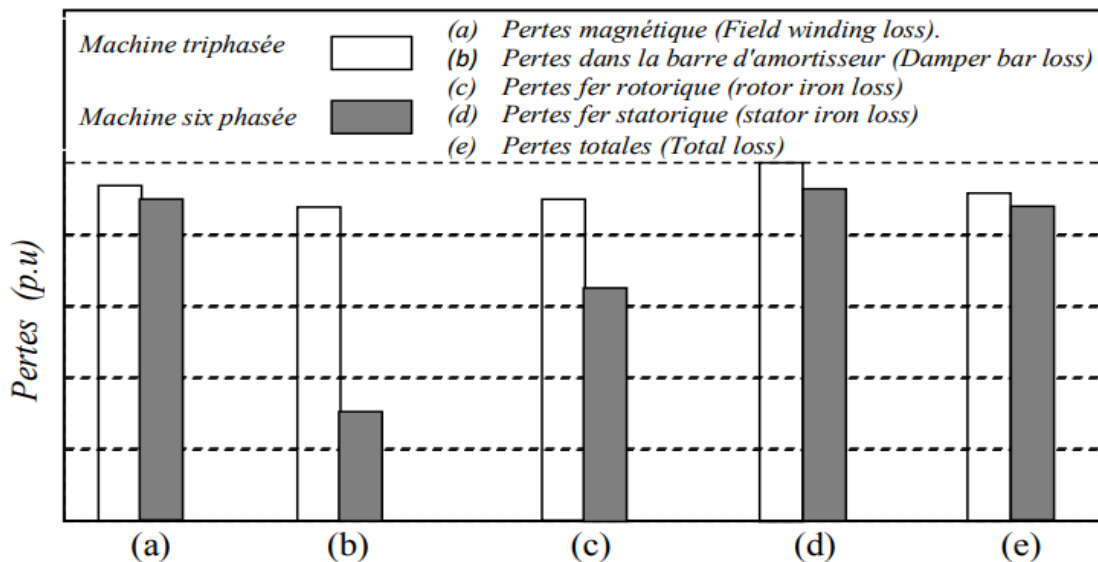


Figure 1.1 : Pertes de la machine asynchrone à six phases et triphasée.

➤ On constate d'après la figure ci-dessus les points suivants :

Les pertes dans la barre d'amortisseur (Damper bar loss) et les pertes fer statoriques et rotoriques (stator and rotor ironloss) sont faibles dans la MAS à six phases. Elles sont dues à la forme de F_{mm} du stator qui est plus lisse comparativement à celle de la machine triphasées ;

➤ Lorsque le nombre de phases est élevé, une réduction des pertes de cuivre du stator est remarquable ;

- Amélioration du rendement de la machine six phases par rapport à la machine triphasées (Les pertes totales de la machine à six phases sont faibles par rapport à celles de la machine triphasée).

1.3.3 Amélioration de la fiabilité :

Le concept de la fiabilité des machines électriques signifie que la défaillance de l'une ou de plusieurs phases/bras du convertisseur statique qui alimente la machine (régime dégradé) produit une perte de commande de la machine, ainsi que des ondulations du couple de fortes amplitudes.

Le tableau 1.3 présente l'estimation de la puissance absorbée et du couple électromagnétique développé d'un moteur double étoile à six phases sous plusieurs cas de phases défectueuses. On notera A, B et C les phases de la première étoile et D, E et F les phases de la deuxième étoile.

Tableau 1.3 : Puissance et couple électromagnétique de la machine six phases sous plusieurs cas de phases défectueuses [2][13].

Condition de fonctionnement	Puissance absorbée (W)	Couple developé (N.m)
Fonctionnement normal.	3728.5	30
Une phase défectueuse.	1716.05	14
Deux phases adjacentes défectueuses, Perte de phases A et B.	1422.64	11.65
Deux phases non adjacentes défectueuses, perte de phases A et D.	2565.5	21.02
Trois phases adjacentes défectueuses, perte de phases A, B et C.	541.6	4
Trois phases non adjacentes défectueuses, perte de phases A, B et D	990.28	8.11
Trois phases non adjacentes défectueuses, perte de phases A, C et E.	2328.09	19.08

Dans le cas des machines multiphasées (avec un nombre de phase $n > 3$), la contrainte d'avoir une ou plusieurs phases au moins déconnectée ne pose pas de problème, car elles sont

capables de continuer le fonctionnement dans ce régime tant qu'au moins trois phases restent actives, ce qui permet d'éviter la contrainte posée avec la machine triphasée conventionnelle, mais avec un couple électromagnétique moindre, par rapport à celui développé en régime normal.

Ainsi, une machine possédant un très grand nombre de phases offre plus de degré de liberté pour sa commande. Pour améliorer la fiabilité de l'ensemble machine multiphasées convertisseurs statiques, chaque étoile d'une machine de type 1 doit être alimentée par son propre convertisseur statique triphasée et chaque phase d'une machine de type 2 est alimentée par son propre convertisseur statique monophasée.

1.3.4 Elimination d'harmoniques d'espace :

Les rangs d'harmoniques d'espace pouvant exister sont ceux de rang $h = 2 N_{phy}i \pm 1$ ($i = 0, 1, 2, 3, \dots$). Donc plus le nombre équivalent de phase N_{phy} est grand, plus les rangs des premiers harmoniques d'espace sont éliminés.

Pour la machine à neuf phases par exemple, ces derniers sont ceux de rang dix-sept et dix-neuf. Ainsi, on peut réduire les harmoniques cinq et sept responsables d'un creux au voisinage du septième de la vitesse synchrone, dans la caractéristique couple / vitesse de certaines machines triphasées, pour réduire ces harmoniques, on n'a pas forcément besoin de bobiner ces machines, comme il est nécessaire de faire pour les machines triphasées. L'élimination des harmoniques d'espace est un réel avantage des machines multiphasées.

On remarque que plus le nombre des phases augmentent plus le nombre d'encoches par pôles et par phase diminue. Donc à courant donné, on augmente l'amplitude du fondamental de la F_{mm} , comparée au cas de la machine triphasée ordinaire [1][2][10].

1.3.5 Réduction d'amplitude des harmoniques de couple :

Pour pouvoir comparer les harmoniques du couple électromagnétique, on suppose que les machines (3, 5, 6 et 7 phases) ont une répartition sinusoïdale de leurs forces électromotrices F_{em} à vide, et que tout effet de réluctance variable et de non linéarité magnétique est négligé. Leurs alimentations sont faites par des créneaux de courant dont le fondamental à 50Hz. On suppose que la vitesse de rotation du rotor soit constante [2][14].

Les Figures 1.2 et 1.3 présentent les formes temporelles et fréquentielles des couples instantanés pour un même couple moyen d'une machine triphasée et double triphasée [12].

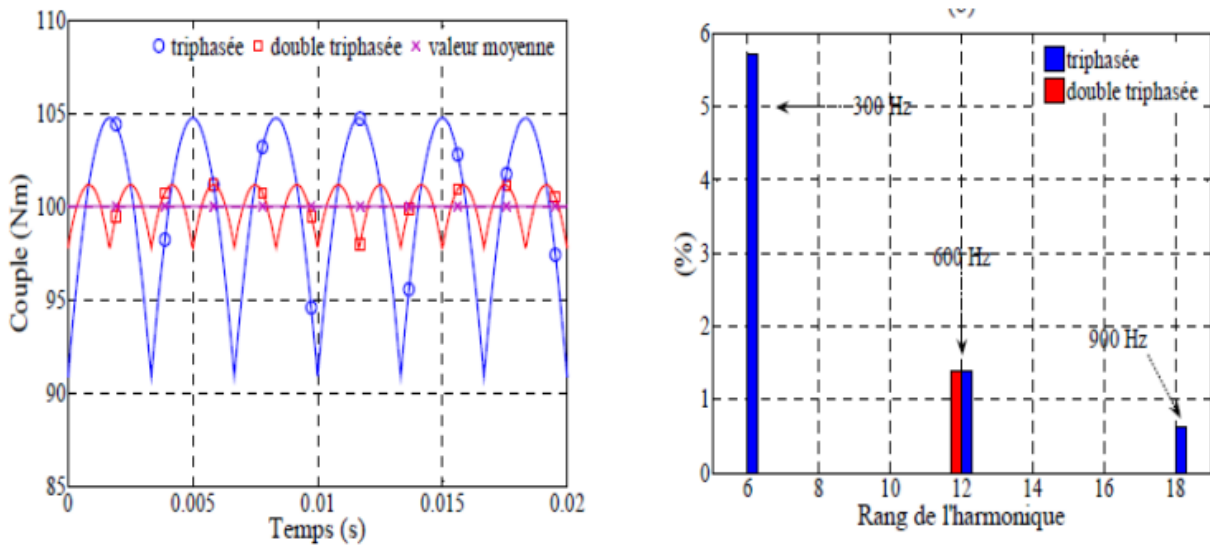


Figure 1.2 : Représentation temporelle et fréquentielle des couples électromagnétiques d'une machine triphasée et double triphasée.

De par la représentation temporelle, il apparaît que la machine double triphasée présente moins d'ondulations de couple.

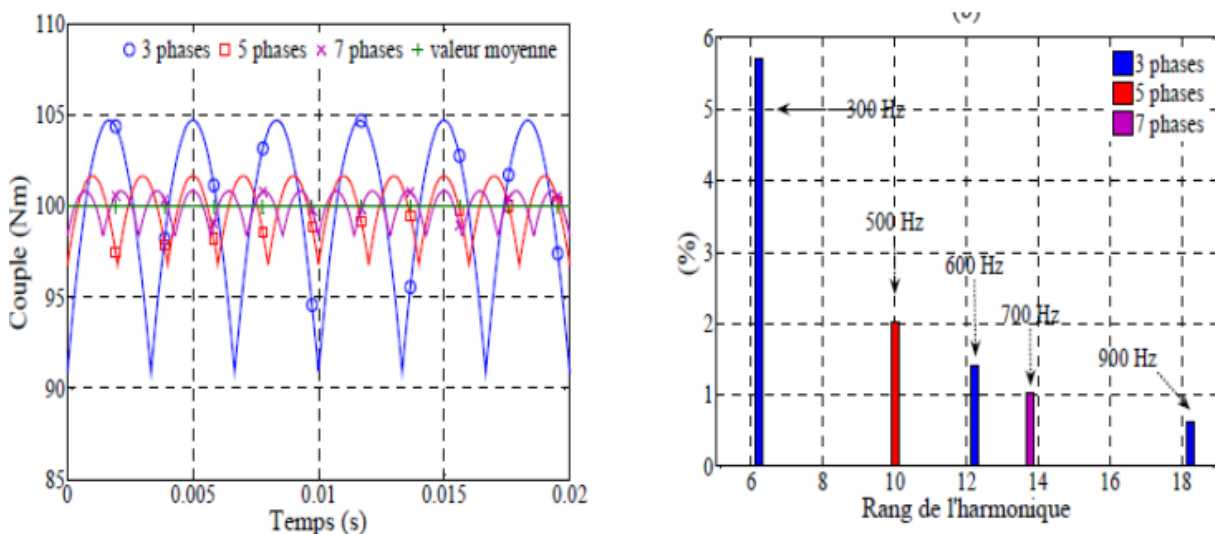


Figure 1.3 : Représentation des couples électromagnétiques développés par les machines 3, 5 et 7 Phases.

On remarque sur les figures 1.2 et 1.3 que plus le nombre de phases est grand :

- Plus les amplitudes d'ondulation sont faibles ;
- Plus les fréquences de ces ondulations sont élevées ;
- Réduction des amplitudes d'ondulations de couple et d'augmenter leur fréquence, ce qui provoque une amélioration des caractéristiques Bruit – Vibration ;

- L'élimination de quelques rangs d'harmoniques selon le nombre de phases.

1.4 Inconvénients des machines multiphasées

Ces machines multiphasées présentent aussi des inconvénients suivants [1][2][3] :

- Le coût et le nombre des semi-conducteurs constituant les convertisseurs qui alimentent ces machines augmentent avec le nombre de phases. Ce qui augmente le coût de l'ensemble convertisseur-machine et complique évidemment le système de commande.
- Pour les machines à nombre de phases impaires (type 2) tel que (5, 7, 11 phases,...), il est nécessaire de développer des techniques de commande rapprochée pour les convertisseurs statiques spécifiés et adapté, puisque les méthodes élaborées pour les machines triphasées ne peuvent pas directement être appliquées à ces machines.
- Certains harmoniques de temps (harmoniques des courants statoriques) ne contribuent pas à la création d'onde de F_{mm} . Ces harmoniques de courants ne circulent donc qu'au stator.
- L'impédance vue par Les harmoniques de rang $h \neq 2N_{ph\alpha} i \pm 1$ (harmoniques cinq et sept pour une machine double étoile par exemple) dans le cas d'une alimentation par onduleur de tension, peut donc être faible, ce qui provoque des harmoniques de courants d'amplitude importante. Cette apparition de courants harmoniques de circulation, constitue l'inconvénient majeur des machines polyphasées.

1.5 Applications des machines multiphasées

Les machines multiphasées sont utilisées beaucoup plus dans les applications de forte puissance où elles assurent un fonctionnement en mode dégradé.

Après la première guerre mondiale, dans le but d'augmenter la puissance des alternateurs, dans les applications nécessitant une grande fiabilité, cette machine à grand nombre de phases avait remplacé les alternateurs conventionnels [1][2][4].

Parmi ces applications on cite les pompes, les ventilateurs, les compresseurs, les moulins du ciment, traction ferroviaire et automobile, la marine, l'avionique et l'aérospatial, la propulsion navale, véhicules électriques/hybrides, système d'énergie éolienne etc. Ces machines, offrant ainsi une sécurité supplémentaire du point de vue fonctionnement, couple, vibration et bruit.

I.5.1 Principe de fonctionnement de la machine asynchrone double étoile :

Les courants statoriques de la machine asynchrone double Etoile créent un champ magnétique tournant dans les deux stators (l'étoile 1 alimenté par des courants triphasés et l'étoile 2 alimenté par les mêmes courants triphasés mais décalé d'un angle $\alpha=30^\circ$. La fréquence de rotation de ce champ est imposée par la fréquence des courants statoriques « f_s » c'est-à-dire que sa vitesse de rotation est proportionnelle à la fréquence de l'alimentation électrique, la vitesse de ce champ tournant est appelée vitesse de synchronisme « ω_s ». Elle définit comme suite [1][12].

$$\omega_s = \frac{f_s}{p} [\text{rad /s}] \quad (1.1)$$

Ces deux Champs tournants produits par les deux enroulements statoriques vont induire des courants dans les barres du rotor. Ainsi générant des forces électromotrices qui feront tourner le rotor à une vitesse inférieure à celui du synchronisme ($\omega_r < \omega_s$), ainsi les effets de l'induction statoriques sur les courants induits rotoriques se manifestent par l'élaboration d'un couple de force électromagnétique sur le rotor tel que l'écart des vitesses soit réduit. La différence de vitesse entre le rotor et le champ statorique est dite vitesse de glissement : ($\omega_{gl} = \omega_s - \omega_r$) [4][16].

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

$$g = \frac{\omega_{gl}}{\omega_s} = \frac{\omega_s - \omega_r}{\omega_s} \quad (1.2)$$

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

1.6 Conclusion

Dans ce chapitre, un état de l'art a été présenté, où nous avons décrit brièvement les machines multiphasées, leurs classements (type de machine selon le nombre de phases), leurs différentes caractéristiques, leurs avantages et inconvénients, ainsi que leurs utilisations, et leurs principes de fonctionnement.

Le second chapitre, sera consacré à la modélisation de la machine asynchrone double étoile.

Chapitre 2

Modélisation de la machine asynchrone double étoile

2.1 Introduction

La modélisation et la simulation d'une machine électrique est une phase primordiale de son développement ou la synthèse des lois de commande sont intimement liées au modèle mathématique décrivant le comportement statique et dynamique de la machine. Les progrès de l'informatique et du génie des logiciels permettent de réaliser des modélisations performantes et d'envisager l'optimisation de machines électriques. Pour les machines multiphasées, plusieurs modèles ont été développés dans ce contexte. Ces modèles ont pour objectif de réduire le modèle naturel en un modèle simple qui traduit le fonctionnement de la machine [1][14][18].

Les progrès de l'informatique et du génie des logiciels permettent de réaliser des modélisations performantes et d'envisager l'optimisation de machines électriques. Pour les machines multiphasées, plusieurs modèles ont été développés dans ce contexte, ces modèles ont pour objectif de réduire le modèle naturel en un modèle simple qui traduit le fonctionnement de la machine [2][3].

Dans ce chapitre, on développe dans un premier temps le modèle mathématique de la machine asynchrone double étoile avec son alimentation constituée d'un redresseur triphasé à diodes, d'un filtre et deux onduleurs de tension à deux niveaux basés sur la théorie unifiée des machines électriques tout en adoptant certaines hypothèses simplificatrices.

2.2 Présentation générale de la MASDE

La machine asynchrone double étoile se compose d'un stator portant deux enroulements triphasés identiques et décalés entre eux d'un angle électrique $\alpha = 30$ et d'un rotor à cage d'écureuil [15][16].

La figure 2.1 représente schématiquement les enroulements de la MASDE. Les angles θ_r et $(\theta_r - \alpha)$ représentent respectivement la position du rotor (phase A_r) par rapport à l'étoile 1 (phase A_{s1}) et à l'étoile 2 (phase A_{s2}). Les grandeurs relatives aux deux étoiles (1 et 2) seront notées respectivement par les indices 1 et 2.

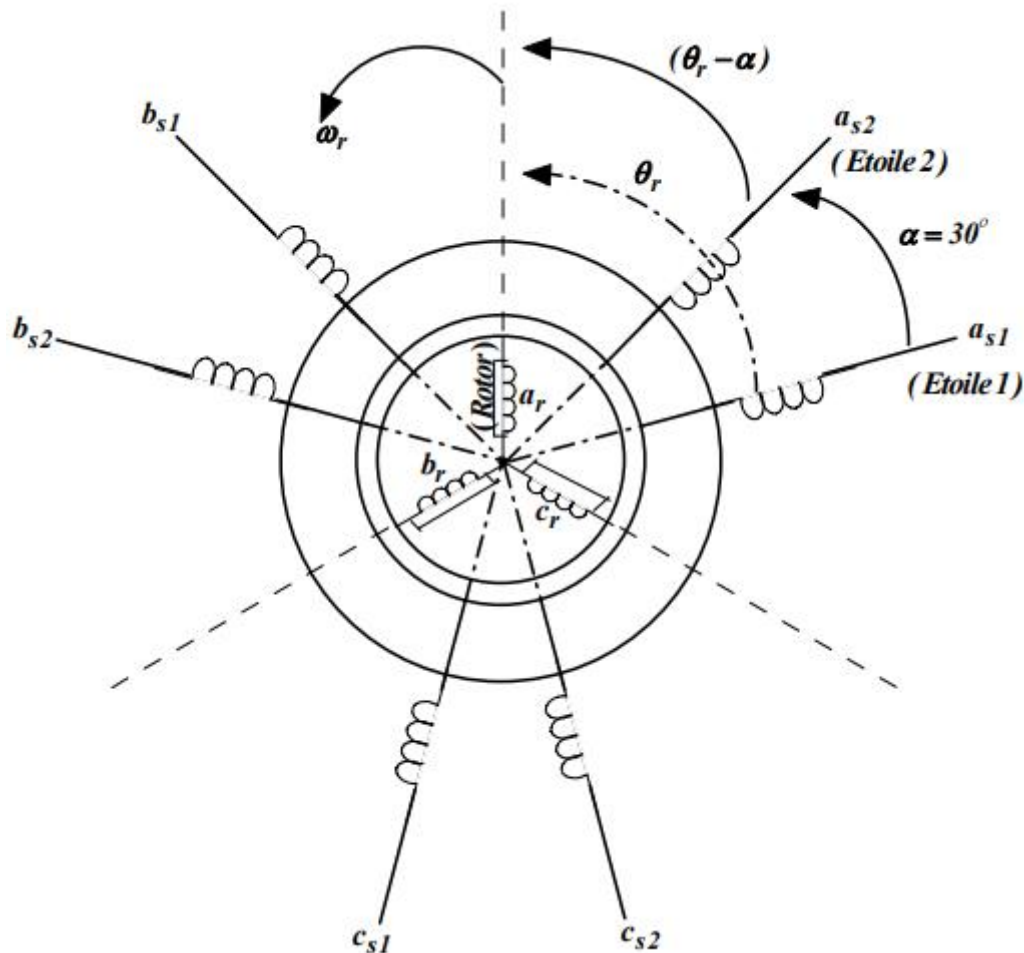


Figure 2.1 Représentation des enroulements de la machine asynchrone double étoile.

Avant d'établir le modèle de la MASDE, nous rappelons brièvement les hypothèses, désormais classiques, retenues l'étude de cette machine traduit les lois de l'électromagnétisme dans le contexte habituel des hypothèses simplificatrices [15][16].

2.2.1 Hypothèses simplificatrices :

Dans une machine plusieurs phénomènes complexes interviennent lors de son fonctionnement. Pour réduire et négliger cette complexité, il est important de poser les hypothèses simplificatrices suivantes [17][18][19]:

- Le circuit magnétique n'est pas saturé, ce qui permet d'exprimer les flux comme fonction linéaire du courant.
- Les pertes (par hystérésis et courant de Foucault) sont négligées.
- Les forces magnétomotrices créées par chacune des phases des deux armatures sont à répartition sinusoïdale d'où résulte du fait que l'entrefer est constant, que les

inductances propres sont des constantes et que les inductances mutuelles entre deux enroulements sont fonction sinusoïdale de l'angle entre leurs axes magnétique.

- Les résistances ne varient pas avec la température.
- Effet de peau négligé.
- La machine est de constitution symétrique.

2.3 Modèle mathématique général de la MASDE

Le modèle des machines multiphasées est un système de plusieurs équations différentielles dont les coefficients sont des fonctions périodiques du temps. La résolution d'un tel système est difficile même avec l'utilisation de l'outil informatique. L'utilisation des changements convenables des variables, permet de détourner cette difficulté et d'obtenir un modèle facilement exploitable [3] [19][21].

2.3.1 Equations électriques :

En tenant compte des hypothèses simplificatrices, l'équation électrique d'une phase d'une machine électrique à courant alternatif s'exprime en fonction des différents courants dans ces enroulements et de la dérivée de leur flux, par l'équation en tension suivante[18][20] :

$$[V] = R \cdot [i] + \frac{d}{dt}[\Phi] \quad (2.1)$$

Tel que :

Les équations de la machine sont exprimées sous la forme :

$$\begin{cases} [v_{s1}] = [R_{s1}][i_{s1}] + \frac{d}{dt}[\Phi_{s1}] \\ [v_{s2}] = [R_{s2}][i_{s2}] + \frac{d}{dt}[\Phi_{s2}] \\ [v_r] = [R_r][i_r] + \frac{d}{dt}[\Phi_r] \end{cases} \quad (2.2)$$

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

➤ **Pour la première étoile**

$$[i_{s1}] = \begin{bmatrix} i_{sa1} \\ i_{sb1} \\ i_{sc1} \end{bmatrix}, [v_{s1}] = \begin{bmatrix} v_{sa1} \\ v_{sb1} \\ v_{sc1} \end{bmatrix}, [\Phi_{s1}] = \begin{bmatrix} \Phi_{sa1} \\ \Phi_{sb1} \\ \Phi_{sc1} \end{bmatrix}$$

$$\begin{cases} v_{sa1} = R_{sa1}i_{sa1} + \frac{d\Phi_{sa1}}{dt} \\ v_{sb1} = R_{sb1}i_{sb1} + \frac{d\Phi_{sb1}}{dt} \\ v_{sc1} = R_{sc1}i_{sc1} + \frac{d\Phi_{sc1}}{dt} \end{cases} \quad (2.3)$$

➤ **Pour la seconde étoile**

$$[\mathbf{i}_{s2}] = \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{sa2} \\ \mathbf{i}_{sb2} \\ \mathbf{i}_{sc2} \end{bmatrix}, [\mathbf{v}_{s2}] = \begin{bmatrix} \mathbf{v}_{sa2} \\ \mathbf{v}_{sb2} \\ \mathbf{v}_{sc2} \end{bmatrix}, [\Phi_{s2}] = \begin{bmatrix} \Phi_{sa2} \\ \Phi_{sb2} \\ \Phi_{sc2} \end{bmatrix}$$

$$\begin{cases} v_{sa2} = R_{sa2}i_{sa2} + \frac{d\Phi_{sa2}}{dt} \\ v_{sb2} = R_{sb2}i_{sb2} + \frac{d\Phi_{sb2}}{dt} \\ v_{sc2} = R_{sc2}i_{sc2} + \frac{d\Phi_{sc2}}{dt} \end{cases} \quad (2.4)$$

Vecteurs de tensions, courants et flux totaux rotorique

$$[\mathbf{i}_{r\ abc}] = \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{ra} \\ \mathbf{i}_{rb} \\ \mathbf{i}_{rc} \end{bmatrix}, [\mathbf{v}_{r\ abc}] = \begin{bmatrix} \mathbf{v}_{ra} \\ \mathbf{v}_{rb} \\ \mathbf{v}_{rc} \end{bmatrix}, [\Phi_{r\ abc}] = \begin{bmatrix} \Phi_{ra} \\ \Phi_{rb} \\ \Phi_{rc} \end{bmatrix}$$

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

$$\begin{bmatrix} V_{s,abc1} \\ V_{s,abc2} \\ V_{r,abc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{R}_s & 0 & 0 \\ 0 & \mathbf{R}_s & 0 \\ 0 & 0 & \mathbf{R}_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{s,abc1} \\ \mathbf{i}_{s,abc2} \\ \mathbf{i}_{r,abc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{s,abc1} \\ \Phi_{s,abc2} \\ \Phi_{r,abc} \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

Avec la matrice résistance $[\mathbf{R}_{s1}, \mathbf{R}_{s2}]$ et $[\mathbf{R}_r]$ est diagonale et les termes la constituant sont les valeurs des résistances des différents enroulements :

$$[\mathbf{R}_{s1}] = \begin{bmatrix} \mathbf{R}_{sa1} & 0 & 0 \\ 0 & \mathbf{R}_{sb1} & 0 \\ 0 & 0 & \mathbf{R}_{sc1} \end{bmatrix} = [\mathbf{R}_{s2}] = \begin{bmatrix} \mathbf{R}_{sa2} & 0 & 0 \\ 0 & \mathbf{R}_{sb2} & 0 \\ 0 & 0 & \mathbf{R}_{sc2} \end{bmatrix}, [\mathbf{R}_r] = \begin{bmatrix} \mathbf{R}_{ra} & 0 & 0 \\ 0 & \mathbf{R}_{rb} & 0 \\ 0 & 0 & \mathbf{R}_{rc} \end{bmatrix}$$

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

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

Φ_{s1}, Φ_{s2} : Flux statoriques.

R_s : Résistance d'une phase de chaque étoile

R_r : Résistance d'une phase de rotor

2.3.2 Equations magnétiques (équations des flux) :

Les expressions des flux stator (étoiles 1 et 2) en fonction des courants, des inductances propres et mutuelles, sont donnés par les équations suivantes [17][18][21]:

$$\begin{bmatrix} \Phi_{s,abc1} \\ \Phi_{s,abc2} \\ \Phi_{r,abc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{s1.s1} & L_{s1.s2} & L_{s1.r} \\ L_{s2.s1} & L_{s2.s2} & L_{s2.r} \\ L_{r.s1} & L_{r.s2} & L_{r.r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{s,abc1} \\ \mathbf{i}_{s,abc2} \\ \mathbf{i}_{r,abc} \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

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

La sous Matrice des inductances propres de la 1^{er} étoile - 1^{er} étoile :

$$[L_{s1s1}] = \begin{bmatrix} L_{s1} + L_{ms} & L_{ms} \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) & L_{ms} \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) \\ L_{ms} \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) & L_{s1} + L_{ms} & L_{ms} \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) \\ L_{ms} \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) & L_{ms} \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) & L_{s1} + L_{ms} \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

La sous Matrice des inductances propres de la 2^{em} étoile - 2^{em} étoile :

$$[L_{s2s2}] = \begin{bmatrix} L_{s2} + L_{ms} & L_{ms} \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) & L_{ms} \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) \\ L_{ms} \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) & L_{s2} + L_{ms} & L_{ms} \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) \\ L_{ms} \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) & L_{ms} \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) & L_{s2} + L_{ms} \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

La sous Matrice des inductances propres rotor -rotor :

$$[L_{r.r}] = \begin{bmatrix} L_r + L_{mr} & L_{mr} \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) & L_{mr} \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) \\ L_{mr} \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) & L_r + L_{mr} & L_{mr} \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) \\ L_{mr} \cos\left(\frac{2\pi}{3}\right) & L_{mr} \cos\left(\frac{4\pi}{3}\right) & L_r + L_{mr} \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

La sous Matrice des inductances mutuelles de la 1^{er} étoile-2^{em} étoile :

$$[L_{s1s2}] = [L_{s2s1}^T] = L_{ms} \begin{bmatrix} \cos(\alpha) & \cos\left(\alpha + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\alpha + \frac{4\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\alpha + \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(\alpha) & \cos\left(\alpha + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\alpha + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\alpha + \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(\alpha) \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

La sous Matrice des inductances mutuelles de la 1^{er} étoile - rotor :

$$[L_{s1.r}] = [L_{r.s1}^T] = L_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_r - \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(\theta_r) & \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r - \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

La sous Matrice des inductances mutuelles de la 2^{em} étoile -rotor :

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

Avec : $L_{ms} = L_{sr} = L_{mr}$

L_{s1} : L'inductance propre de la stator1.

L_{s2} : L'inductance propre de la stator2.

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

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

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

2.3.3 Expression du couple électromagnétique :

En utilisant la dérivée de la coénergie, l'expression du couple est donnée par [20][21]:

$$C_{em} = \frac{P}{2} [i] \left(\frac{\partial}{\partial \theta} [L] \right) [i] \quad (2.13)$$

Donc, l'expression du couple se réécrit comme suit:

$$C_{em} = \frac{P}{2} \left([i_{s,abc1}]^T \frac{d}{dt} [L_{s1,r}] [i_{r,abc}] + [i_{s,abc2}]^T \frac{d}{dt} [L_{s2,r}] [i_{r,abc}] \right) \quad (2.14)$$

2.3.4 Equations mécaniques :

Quelle que soit la nature de la MAS, triphasée ou double-étoile, l'équation mécanique s'écrit :

$$\frac{d}{dt} \Omega_m = \frac{1}{J} (C_{em} - C_r - f_r \Omega_m) \quad (2.15)$$

$$\frac{d}{dt} \theta_m = \Omega_m \quad (2.16)$$

Où :

J : Le moment d'inertie de l'ensemble machine charge.

C_r : Le couple de charge (couple résistant).

f_r : Coefficient de frottement.

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

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

$$P_{abc} = [V_{s1}]^T [L_{s1}] + [V_{s2}]^T [L_{s2}] \quad (2.17)$$

Ce qui donne :

$$P_{abc} = V_{as1} i_{as1} + V_{bs1} i_{bs1} + V_{cs1} i_{cs1} + V_{as2} i_{as2} + V_{bs2} i_{bs2} + V_{cs2} i_{cs2} \quad (2.18)$$

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

$$P_{abc} = V_{ds1} i_{ds1} + V_{qs1} i_{qs1} + V_{ds2} i_{ds2} + V_{qs2} i_{qs2} \quad (2.19)$$

On a dans l'expression de la puissance absorbée (2.19) le deuxième terme qui représente la puissance électromagnétique :

$$P_{em} = \omega_{coor} (\Phi_{ds1} i_{qs1} - \Phi_{qs1} i_{ds1} + \Phi_{ds2} i_{qs2} - \Phi_{qs2} i_{ds2}) \quad (2.20)$$

D'après l'équation (2.20) il est clair que le couple électromagnétique est de la forme suivante:

$$C_{em} = P(\Phi_{ds1}i_{qs1} - \Phi_{qs1}i_{ds1} + \Phi_{ds2}i_{qs2} - \Phi_{qs2}i_{ds2}) \quad (2.21)$$

Avec :

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

2.4 Modèle de la MASDE dans le repère (d, q)

2.4.1 Transformation de PARK :

Pour simplifier l'étude de la MASDE nous nous utiliserons la transformation de PARK, qui permet de transformer le modèle de la machine à enroulement statoriques triphasés (a, b, c) en un modèle biphasé d'axes (d, q) en quadrature. [21]

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

➤ Pour le stator 1

$$\begin{bmatrix} X_{d1} \\ X_{q1} \\ 0 \end{bmatrix} = [P(\theta)] \cdot \begin{bmatrix} X_{a1} \\ X_{b1} \\ X_{c1} \end{bmatrix} \quad (2.22)$$

➤ Pour le stator 2

$$\begin{bmatrix} X_{d2} \\ X_{q2} \\ 0 \end{bmatrix} = [P(\theta - \alpha)] \cdot \begin{bmatrix} X_{a2} \\ X_{b2} \\ X_{c2} \end{bmatrix} \quad (2.23)$$

Les équations des tensions statoriques de deux étoiles dans le repère de PARK (d, q) s'écrivent sous la forme :

➤ La matrice de PARK pour stator 1

$$[P_1(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{pmatrix} \quad (2.24)$$

➤ La matrice de PARK pour stator 2

$$[P_2(\theta - \alpha)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \cos(\theta - \alpha) & \cos(\theta - \alpha - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \alpha + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta - \alpha) & -\sin(\theta - \alpha - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \alpha + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{pmatrix} \quad (2.25)$$

2.4.2 Choix du référentiel :

Pour étudier la théorie des régimes transitoires de la machine asynchrone double étoile, on peut utiliser trois systèmes d'axes de coordonnées du plan d'axes (d, q) [16][17][21].

➤ **Référentiel lié au stator :**

Dans ce référentiel les axes (d, q) sont immobiles par rapport au stator ($\omega_{coor} = 0$). Dans ce cas, la phase A_{s1} et d coïncident. Ce référentiel est le mieux adapté pour travailler avec les grandeurs instantanées et dont l'avantage ne nécessite pas une transformation vers le système réel. L'utilisation de ce système permet d'étudier les régimes de démarrage et de freinage des machines à courant alternatif.

➤ **Référentiel lié au rotor :**

Dans ce référentiel, les axes (d, q) sont immobiles par rapport au rotor tournant à une Vitesse ω_r . Donc ($\omega_{coor} = \omega_r$). L'utilisation de ce référentiel, permet d'étudier les régimes transitoires dans les machines alternatives synchrones et asynchrones avec une connexion non symétrique des circuits du rotor.

➤ **Référentiel lié au champ tournant :**

Dans ce référentiel les axes (d, q) sont immobile par rapport au champ électromagnétique créé par les deux étoiles du stator ($\omega_{coor} = \omega_s$).

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

2.4.3 Modèle de la machine MASDE dans notre travail :

On utilise le référentiel lié au champ tournant pour la modélisation et la commande de la MASDE. Dans ce cas, le modèle de la MASDE devient :

➤ **Partie électrique :** Les équations des tensions statoriques et rotorique dans le repère de PARK (d, q) s'écrivent comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{sd1} = R_s i_{sd1} + \frac{d}{dt} \Phi_{sd1} - \omega_s \cdot \Phi_{sq1} \\ V_{sd2} = R_s i_{sd2} + \frac{d}{dt} \Phi_{sd2} - \omega_s \cdot \Phi_{sq2} \\ V_{sq1} = R_s i_{sq1} + \frac{d}{dt} \Phi_{sq1} + \omega_s \cdot \Phi_{sd1} \\ V_{sq2} = R_s i_{sq2} + \frac{d}{dt} \Phi_{sq2} + \omega_s \cdot \Phi_{sd2} \\ 0 = R_r i_{rd} + \frac{d}{dt} \Phi_{rd} - (\omega_s - \omega_r) \cdot \Phi_{rq} \\ 0 = R_r i_{rq} + \frac{d}{dt} \Phi_{rq} - (\omega_s - \omega_r) \cdot \Phi_{rd} \end{array} \right. \quad (2.26)$$

Avec :

V_{sd}, V_{sq} : Composantes (d, q) des tensions statoriques.

i_{sd}, i_{sq} : Composantes (d, q) des courants statoriques.

i_{rd}, i_{rq} : Composantes (d, q) des courants rotoriques.

De la même manière, on appliquera la transformation de PARK sur les relations de flux, on obtient les équations suivantes :

➤ **Partie magnétique** : Les équations du flux s'écrivent comme suit :

$$\begin{cases} \Phi_{sd1} = L_{s1} \cdot i_{sd1} + L_m(i_{sd1} + i_{sd2} + i_{rd}) \\ \Phi_{sd2} = L_{s2} \cdot i_{sd2} + L_m(i_{sd1} + i_{sd2} + i_{rd}) \\ \Phi_{sq1} = L_{s1} \cdot i_{sq1} + L_m(i_{sq1} + i_{sq2} + i_{rq}) \\ \Phi_{sq2} = L_{s2} \cdot i_{sq2} + L_m(i_{sq1} + i_{sq2} + i_{rq}) \\ \Phi_{rd} = L_r \cdot i_{rd} + L_m(i_{sd1} + i_{sd2} + i_{rd}) \\ \Phi_{rq} = L_r \cdot i_{rq} + L_m(i_{sq1} + i_{sq2} + i_{rq}) \end{cases} \quad (2.27)$$

$\Phi_{sd1}, \Phi_{sd2}, \Phi_{sq1}, \Phi_{sq2}$: représentent les flux totaux à travers les bobines fictives d1, q1, d2 et q2.

2.4.4 Mise sous forme d'équation d'état :

Le flux magnétisant Φ_m est la somme des deux flux magnétisants direct Φ_{md} et quadratique Φ_{mq} , d'où [18]:

$$\Phi_m = \sqrt{\Phi_{md}^2 + \Phi_{mq}^2} \quad (2.28)$$

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

$$\begin{cases} \Phi_{md} = L_m(i_{sd1} + i_{sd2} + i_{rd}) \\ \Phi_{mq} = L_m(i_{sq1} + i_{sq2} + i_{rq}) \end{cases} \quad (2.29)$$

En introduisant les expressions des flux magnétisants (2.29) dans le système d'équations (2.27), on obtient :

$$\begin{cases} \Phi_{sd1} = L_{s1} \cdot i_{sd1} + \Phi_{md} \\ \Phi_{sd2} = L_{s2} \cdot i_{sd2} + \Phi_{md} \\ \Phi_{sq1} = L_{s1} \cdot i_{sq1} + \Phi_{mq} \\ \Phi_{sq2} = L_{s2} \cdot i_{sq2} + \Phi_{mq} \\ \Phi_{rd} = L_r \cdot i_{rd} + \Phi_{md} \\ \Phi_{rq} = L_r \cdot i_{rq} + \Phi_{mq} \end{cases} \quad (2.30)$$

A partir de l'équation (2.30) on tire :

$$\begin{cases} i_{sd1} = (\Phi_{sd1} - \Phi_{md})/L_{s1} \\ i_{sd2} = (\Phi_{sd2} - \Phi_{md})/L_{s2} \\ i_{sq1} = (\Phi_{sq1} - \Phi_{mq})/L_{s1} \\ i_{sq2} = (\Phi_{sq2} - \Phi_{mq})/L_{s2} \\ i_{rd} = (\Phi_{rd} - \Phi_{md})/L_r \\ i_{rq} = (\Phi_{rq} - \Phi_{mq})/L_r \end{cases} \quad (2.31)$$

En remplaçant les courants du système d'équations (2.31) par leur expression dans le système d'équations (2.26), on aura :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \Phi_{sd1} = V_{sd1} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} (\Phi_{sd1} - \Phi_{md}) + \omega_s \Phi_{sq1} \\ \frac{d}{dt} \Phi_{sd2} = V_{sd2} - \frac{R_{s2}}{L_{s2}} (\Phi_{sd2} - \Phi_{md}) + \omega_s \Phi_{sq2} \\ \frac{d}{dt} \Phi_{sq1} = V_{sq1} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} (\Phi_{sq1} - \Phi_{mq}) - \omega_s \Phi_{sd1} \\ \frac{d}{dt} \Phi_{sq2} = V_{sq2} - \frac{R_{s2}}{L_{s2}} (\Phi_{sq2} - \Phi_{mq}) - \omega_s \Phi_{sd2} \\ \frac{d}{dt} \Phi_{rd} = -\frac{R_r}{L_r} (\Phi_{rd} - \Phi_{md}) + \omega_{gl} \Phi_{rq} \\ \frac{d}{dt} \Phi_{rq} = -\frac{R_r}{L_r} (\Phi_{rq} - \Phi_{mq}) + \omega_{gl} \Phi_{rd} \end{cases} \quad (2.32)$$

Avec :

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

A partir de l'équation (2.30), les expressions des flux magnétisants auront les expressions suivantes : Φ_{md}

$$\begin{cases} \Phi_{md} = L_a \left(\frac{\Phi_{sd1}}{L_{s1}} + \frac{\Phi_{sd2}}{L_{s2}} + \frac{\Phi_{rd}}{L_r} \right) \\ \Phi_{mq} = L_a \left(\frac{\Phi_{sq1}}{L_{s1}} + \frac{\Phi_{sq2}}{L_{s2}} + \frac{\Phi_{rq}}{L_r} \right) \end{cases} \quad (2.33)$$

Où :

$$L_a = \frac{1}{\left(\frac{1}{L_{s1}}\right) + \left(\frac{1}{L_{s2}}\right) + \left(\frac{1}{L_r}\right) + \left(\frac{1}{L_m}\right)} \quad (2.34)$$

Il est possible d'obtenir d'autres expressions du couple instantané en utilisant les expressions des flux statoriques et en remplaçant (2.27) dans (2.21), on obtient :

$$C_{em} = PL_m [(i_{qs1} + i_{qs2})i_{rd} - (i_{ds1} + i_{ds2})i_{rq}] \quad (2.35)$$

Une autre expression du couple peut être déduite à partir du flux rotorique dans le système d'équations (2.31). On considère les flux rotoriques suivants :

$$\begin{cases} \Phi_{rd} = L_r \cdot i_{rd} + L_m (i_{sd1} + i_{sd2} + i_{rd}) \\ \Phi_{rq} = L_r \cdot i_{rq} + L_m (i_{sq1} + i_{sq2} + i_{rq}) \end{cases} \quad (2.36)$$

Les courants rotoriques sont :

$$\begin{cases} i_{rd} = \frac{1}{L_m + L_r} [\Phi_{rd} - L_m (i_{sd1} + i_{sd2})] \\ i_{rq} = \frac{1}{L_m + L_r} [\Phi_{rq} - L_m (i_{sq1} + i_{sq2})] \end{cases} \quad (2.37)$$

En introduisant i_{rd} et i_{rq} dans l'expression (2.35), on aura :

$$C_{em} = P \frac{L_m}{L_m + L_r} [(i_{sq1} + i_{sq2})\Phi_{rd} - (i_{sd1} + i_{sd2})\Phi_{rq}] \quad (2.38)$$

D'après le remplacement des expressions des flux magnétisants (Φ_{md}, Φ_{mq}) dans (2.33) et après la simplification, on trouve le nouveau système d'équations :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \Phi_{ds1} = V_{ds1} - \left(\frac{R_{s1}}{L_{s1}} - \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}^2} \right) \Phi_{ds1} + \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}L_{s2}} \Phi_{ds2} + \omega_s \Phi_{qs1} + \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}L_r} \Phi_{dr} \\ \frac{d}{dt} \Phi_{ds2} = V_{ds2} - \left(\frac{R_{s2}}{L_{s2}} - \frac{R_{s2}L_a}{L_{s2}^2} \right) \Phi_{ds2} + \frac{R_{s2}L_a}{L_{s1}L_{s2}} \Phi_{ds1} + \omega_s \Phi_{qs2} + \frac{R_{s2}L_a}{L_{s2}L_r} \Phi_{dr} \\ \frac{d}{dt} \Phi_{qs1} = V_{qs1} - \left(\frac{R_{s1}}{L_{s1}} - \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}^2} \right) \Phi_{qs1} + \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}L_{s2}} \Phi_{qs2} - \omega_s \Phi_{ds1} + \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}L_r} \Phi_{qr} \\ \frac{d}{dt} \Phi_{qs2} = V_{qs2} - \left(\frac{R_{s2}}{L_{s2}} - \frac{R_{s2}L_a}{L_{s2}^2} \right) \Phi_{qs2} + \frac{R_{s2}L_a}{L_{s1}L_{s2}} \Phi_{qs1} - \omega_s \Phi_{ds2} + \frac{R_{s2}L_a}{L_{s2}L_r} \Phi_{qr} \\ \frac{d}{dt} \Phi_{dr} = - \left(\frac{R_r}{L_r} - \frac{R_rL_a}{L_r^2} \right) \Phi_{dr} + \frac{R_rL_a}{L_{s1}L_r} \Phi_{ds1} - (\omega_s - \omega_r) \Phi_{qr} + \frac{R_rL_a}{L_{s2}L_r} \Phi_{ds2} \\ \frac{d}{dt} \Phi_{qr} = - \left(\frac{R_r}{L_r} - \frac{R_rL_a}{L_r^2} \right) \Phi_{qr} + \frac{R_rL_a}{L_{s1}L_r} \Phi_{qs1} - (\omega_s - \omega_r) \Phi_{dr} + \frac{R_rL_a}{L_{s2}L_r} \Phi_{qs2} \end{cases} \quad (2.39)$$

En mettant le système d'équations (2.39) sous forme d'équations d'état.

$$\frac{dx}{dt} = AX + BU \quad (2.40)$$

$X = [\Phi_{ds1}, \Phi_{ds2}, \Phi_{qs1}, \Phi_{qs2}, \Phi_{dr}, \Phi_{qr}]^T$: Vecteur d'état :

$B = [V_{ds1}, V_{ds2}, V_{qs1}, V_{qs2}]^T$: Vecteur de commande (Vecteur d'entrée).

$$B = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (2.41)$$

$$A = \begin{bmatrix} \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}^2} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} & \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}L_{s2}} & \omega_s & 0 & \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}L_r} & 0 \\ \frac{R_{s2}L_a}{L_{s1}L_{s2}} & \frac{R_{s2}L_a}{L_{s2}^2} - \frac{R_{s2}}{L_{s2}} & 0 & \omega_s & \frac{R_{s2}L_a}{L_{s2}L_r} & 0 \\ -\omega_s & 0 & \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}^2} - \frac{R_{s1}}{L_{s1}} & \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}L_{s2}} & 0 & \frac{R_{s1}L_a}{L_{s1}L_r} \\ 0 & -\omega_s & \frac{R_{s2}L_a}{L_{s1}L_{s2}} & \frac{R_{s2}L_a}{L_{s2}^2} - \frac{R_{s2}}{L_{s2}} & 0 & \frac{R_{s2}L_a}{L_{s2}L_r} \\ \frac{R_rL_a}{L_{s1}L_r} & \frac{R_rL_a}{L_{s2}L_r} & 0 & 0 & \frac{R_rL_a}{L_r^2} - \frac{R_r}{L_r} & \omega_{gl} \\ 0 & 0 & \frac{R_rL_a}{L_{s1}L_r} & \frac{R_rL_a}{L_{s2}L_r} & \omega_{gl} & \frac{R_rL_a}{L_r^2} - \frac{R_r}{L_r} \end{bmatrix} \quad (2.42)$$

➤ $T_{s1} = \frac{R_{s1}}{L_{s1}}$: Constante du temps statorique de la première étoile.

➤ $T_{s2} = \frac{R_{s2}}{L_{s2}}$: Constante du temps statorique de la deuxième étoile.

➤ $T_r = \frac{R_r}{L_r}$: Constante du temps rotorique.

2.5 Choix d'orientation du flux

La modélisation de la MASDE est basée sur l'alimentation en tension et le repère choisi est lié au champ tournant (d, q), de ce fait les choix concernant l'alimentation et le repère ont

été accompli. Alors, l'étape suivante du raisonnement consiste à fixer l'orientation du flux. Pour cela, trois choix sont possibles [15][19].

- Flux rotorique :

$$\Phi_{dr} = \Phi_r \text{ et } \Phi_{qr} = 0 \quad (2.43)$$

- Flux statorique :

$$\Phi_{ds} = \Phi_r \text{ et } \Phi_{qs} = 0 \quad (2.44)$$

- Flux de l'entrefer :

$$\Phi_{dg} = \Phi_r \text{ et } \Phi_{qg} = 0 \quad (2.45)$$

Pour la MASDE, nous optons pour le choix de l'orientation du flux rotorique. Car cela permet d'aboutir à un variateur de vitesse où le flux et le couple électromagnétique sont indépendamment commandés à travers les courants statoriques.

2.5.1 Alimentation de la MASDE :

L'alimentation de la MASDE est assurée par deux systèmes de tensions triphasées décalées entre eux de $\pi/6$.

La figure 2.2 représente le schéma bloc de simulation de la MASDE modèle biphasé

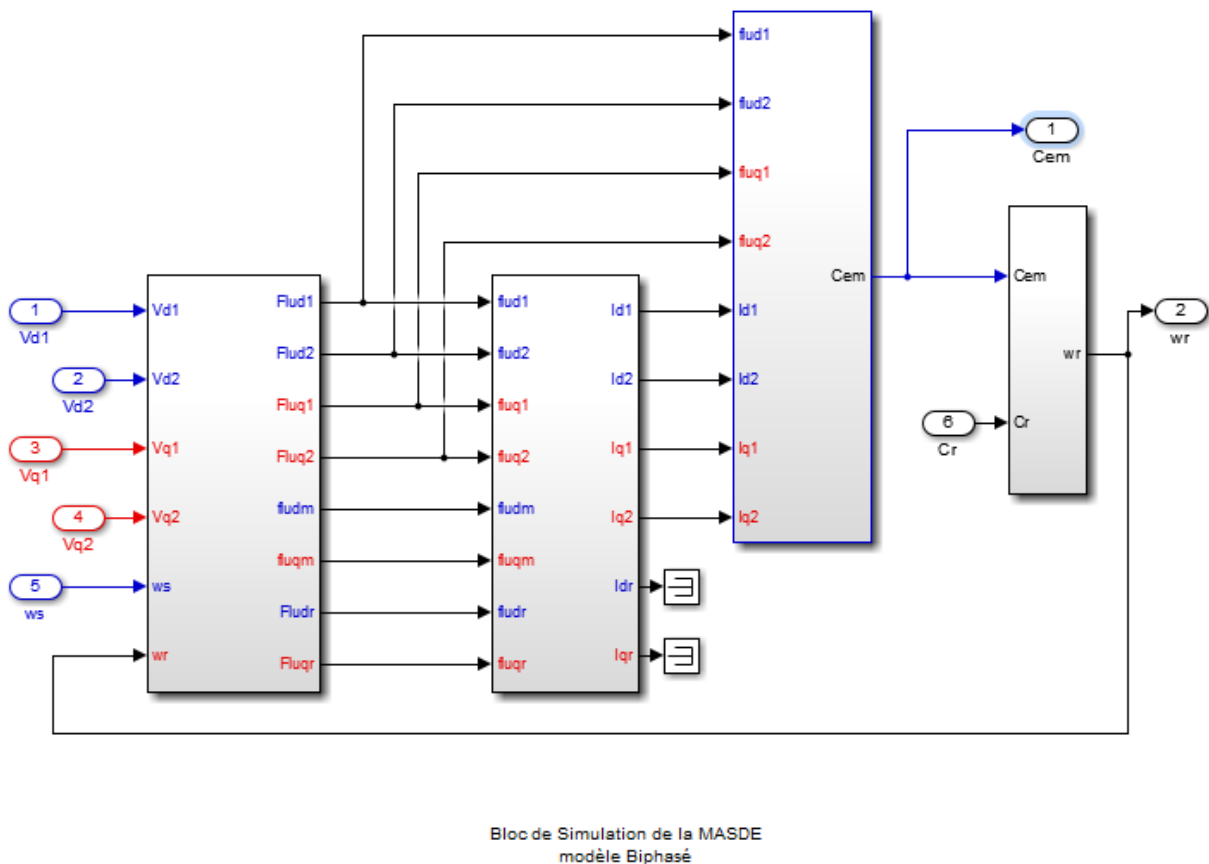


Figure 2. 2: Représentation schématique de la machine asynchrone double étoile.

La figure 2.3 représente le schéma bloc de simulation de la MASDE avec l'alimentation direct.

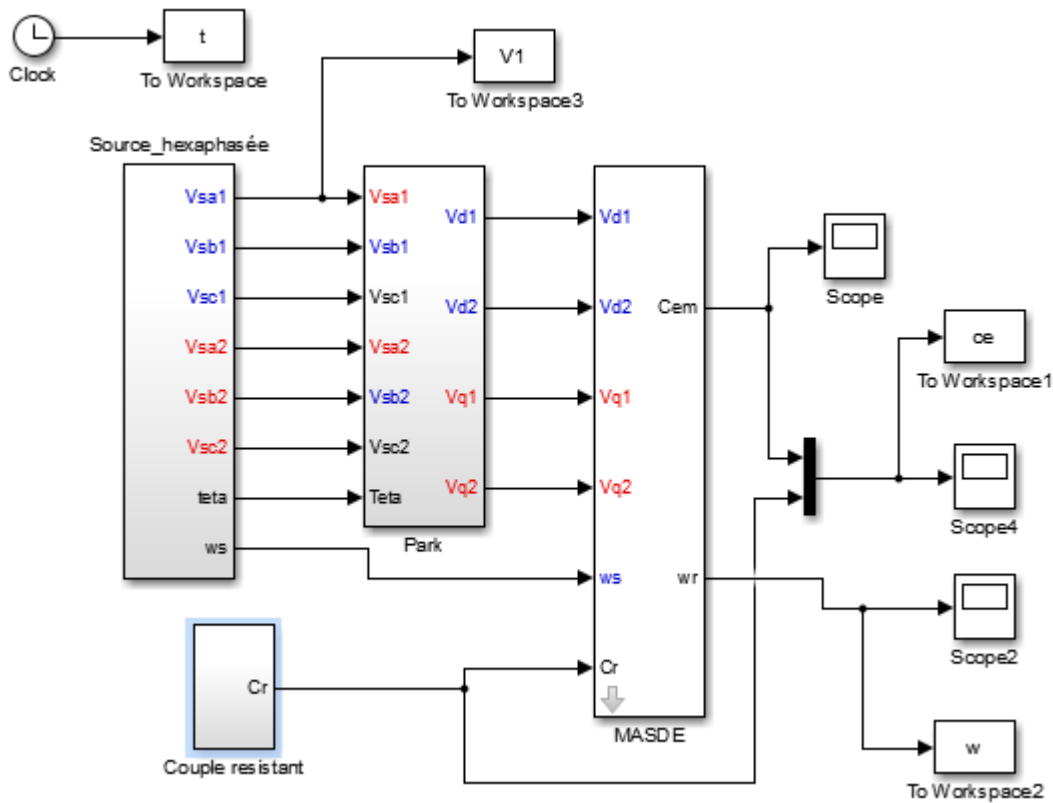


Figure 2. 3: Représentation schématique de l’MASDE avec l’alimentation directe.

2.5.2 Simulation et interprétation des résultats :

Pour la simulation, il suffit d’implanter le modèle de la MASDE sous l’environnement Matlab/Simulink.

Les figures (2.4)(2.5)(2.6)(2.7) représentent les allures de la vitesse, du couple, du courant et de la tension avec une alimentation directe de la machine MASDE.

2.5.2.1 Test vis-à-vis de la variation de couple de charge

Les figures (2.4)(2.5)(2.6)(2.7) représentent l’évolution du comportement du MASDE dans des conditions de charge variable. Après un démarrage à vide, nous avons introduit un couple de charge variable (10Nm à $t = 2$ s, 15 Nm à $t = 4$ s). Nous avons obtenu des réponses satisfaisantes pour les différentes grandeurs électriques et mécaniques.

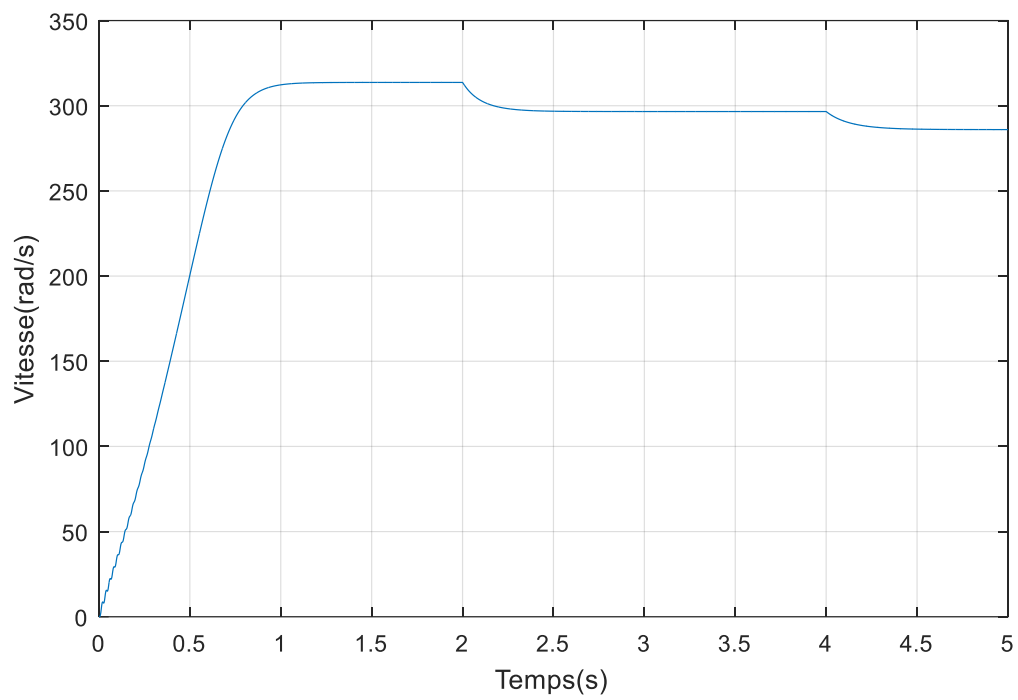


Figure 2.4 : Allure de la vitesse du rotor (w_r)

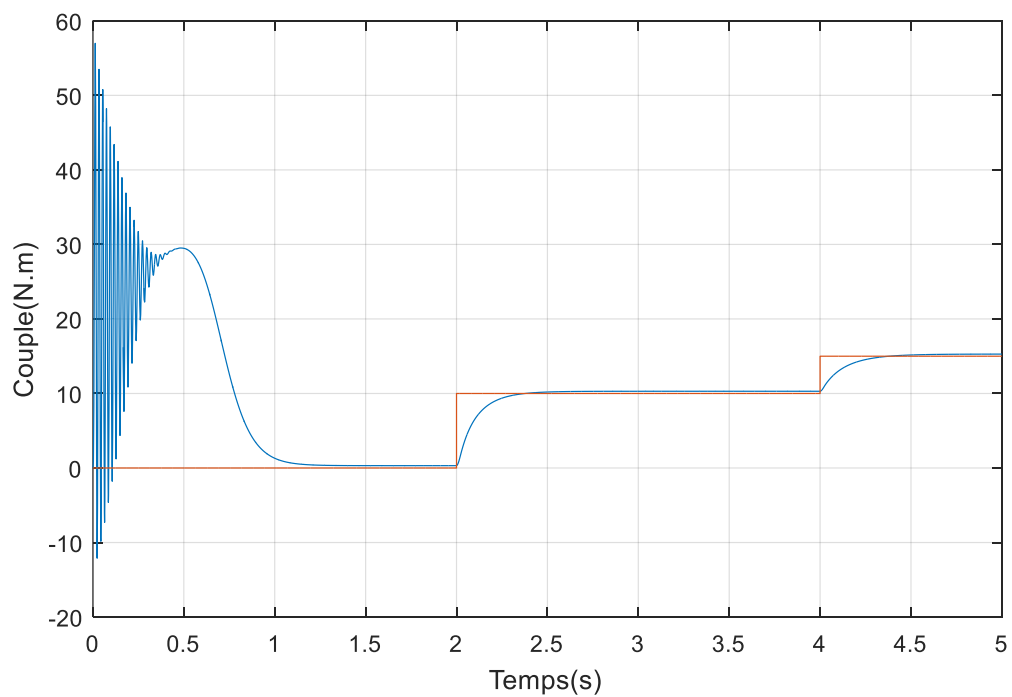


Figure 2.5 : Allure du couple résistant et électromagnétique.

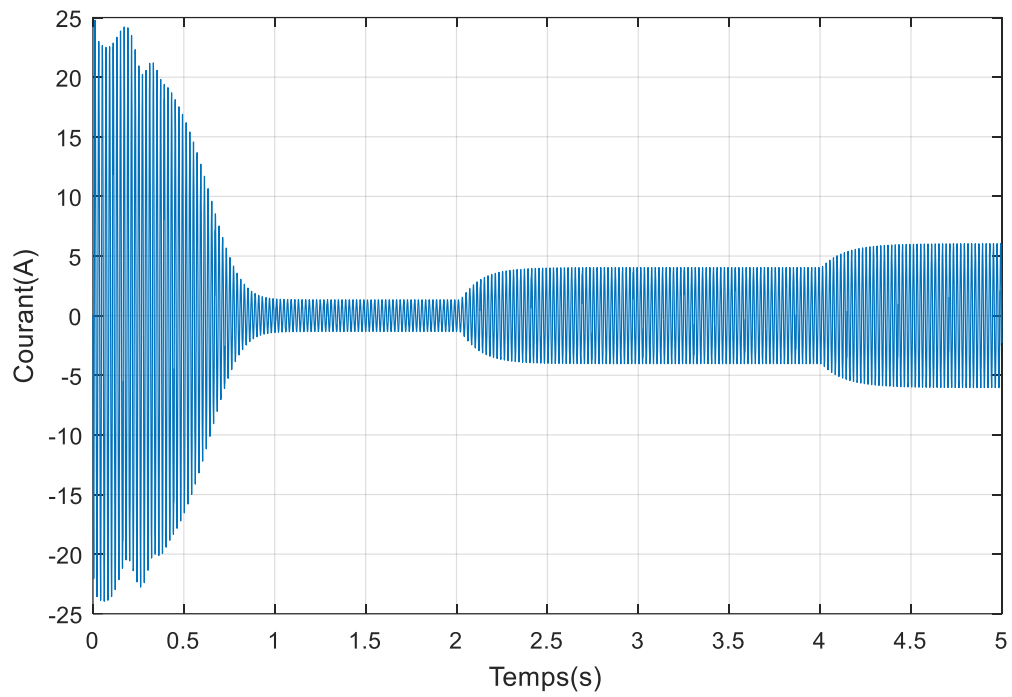


Figure 2.6 : Allure de courant d'une phase statorique (i_{sa1})

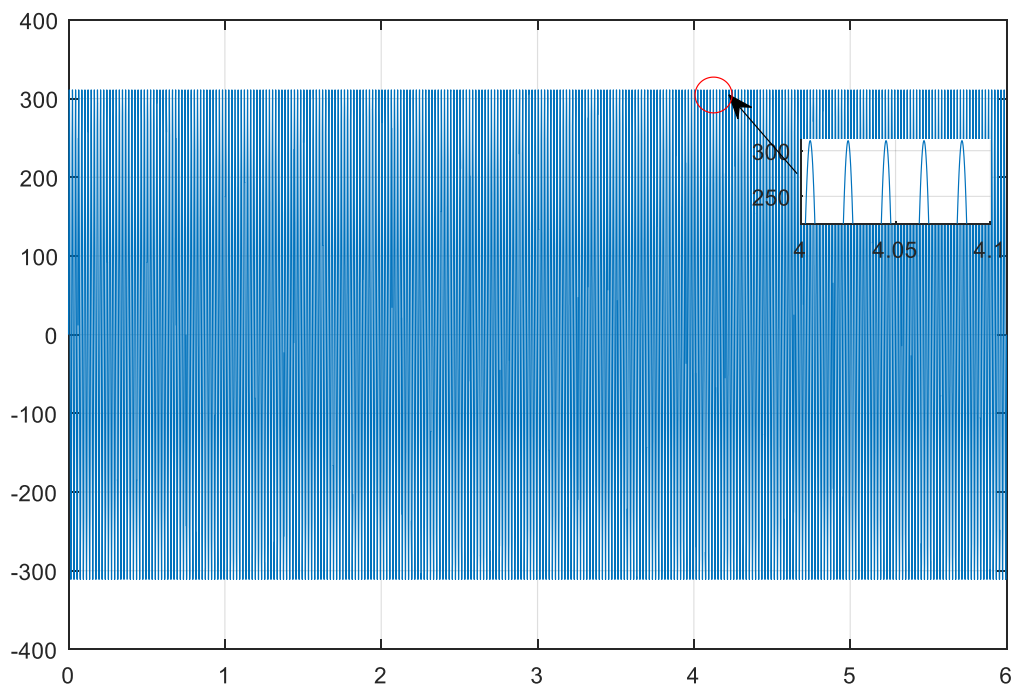


Figure 2.7 : Allure de la tension (V_{sa1})

Les figures (2.4)(2.5)(2.6)(2.7) représentent l'évolution des caractéristiques de la MASDE alimentée directement par deux sources sinusoïdales et équilibrées, suivi de l'application des charges $C_r = 10 \text{ N.m}$ à l'instant $t = 2\text{s}$, $C_r = 15\text{N.m}$ à $t = 4\text{s}$.

Cette dernière montre que :

- ✓ Au démarrage et pendant le régime transitoire, la vitesse augmente et évolue d'une manière presque linéaire et elle atteint 305 rad/s à $t \approx 1.2\text{s}$ (début du régime permanent). Le couple électromagnétique, au début atteint sa valeur maximale de 60 N.m et présente des oscillations qui disparaissent au bout de 0.7s où il rejoint 30 N.m , puis il diminue à $t \approx 1.2 \text{ s}$ d'une façon presque linéaire et se stabilise à sa valeur minimale de 0.15 N.m , qui est due aux frottements. Les courants statoriques (étoiles 1 et 2) présentent des dépassements excessifs induisant de fort appel de courant. Cependant, le glissement de la machine devient un peu plus important qu'à vide, la tension d'alimentation $V_{sa1}(\text{v})$ et le courant statorique $i_{sa1}(\text{A})$ sont presque en phase et de même signe.
- ✓ L'application de la charge $C_r = 10 \text{ N.m}$ et $C_r = 15 \text{ N.m}$ à l'instant $t = 2\text{s}$ et $t = 4\text{s}$ engendre des augmentations aux niveaux des courants statoriques, et une diminution de la vitesse.

2.6 Modélisation de l'ensemble système d'alimentation-MASDE

Dans cette partie de ce chapitre, on présentera la modélisation du système d'alimentation complet de la MASDE [2][10].

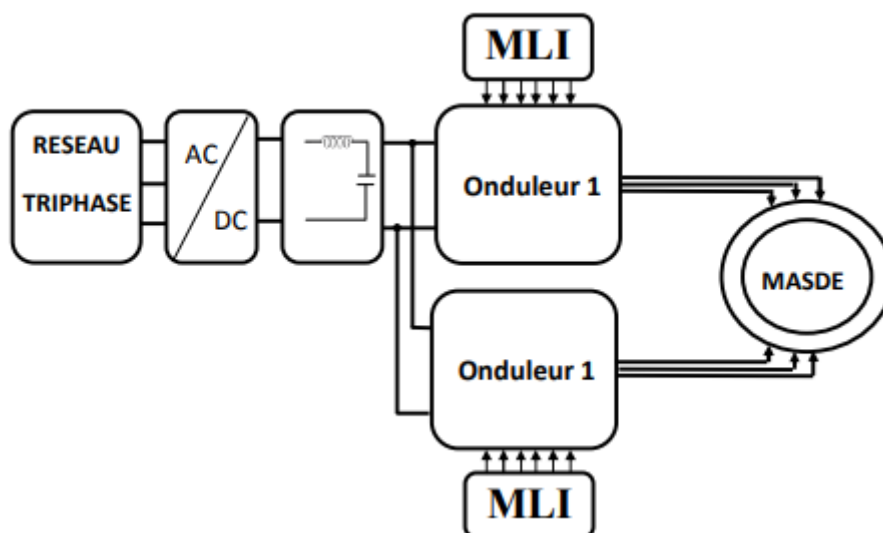


Figure 2.8 : Alimentation de la machine asynchrone double étoile

Ce système est constitué de trois étages, un redresseur triphasé symétrique à diodes et un filtre qui permet de réduire les ondulations du courant et de la tension coté réseau, et du coté

machine, deux onduleurs de tensions triphasés en parallèle. La figure 2.8 illustre le schéma block de cette association.

2.6.1 Modélisation du redresseur :

Le schéma de principe d'un redresseur triphasé double alternance à diodes en pont de GRAETZ est illustré sur la figure 2.9.

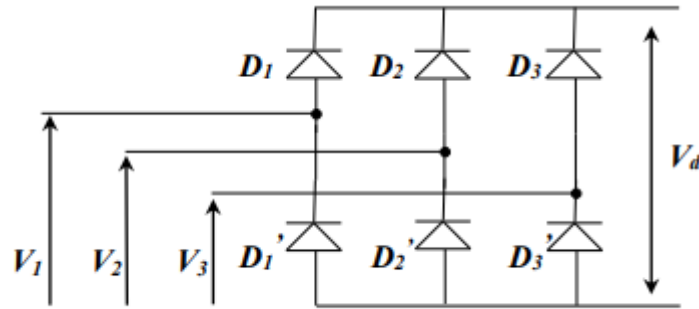


Figure 2.9 : Modélisation du redresseur triphasé double alternance à diodes en pont de Graetz.

La tension redressée répond aux équations suivantes pendant une période [20][21]:

- D_i = passante si $V_i = V_{i \text{ Max}}(t)$
- D'_i = passante si $V_i = V_{i \text{ min}}(t)$

Avec : $i=1, 2, 3$

Où V_d est définie comme suit :

$$V_d = \text{Max}(V_{1,2,3}) - \text{min}(V_{1,2,3}) \quad (2.46)$$

On a:

$$\begin{cases} V_1(t) = V_{\text{max}} \sin(\omega_{\text{res}} t) \\ V_2(t) = V_{\text{max}} \sin(\omega_{\text{res}} t - 2\pi/3) \\ V_3(t) = V_{\text{max}} \sin(\omega_{\text{res}} t + 2\pi/3) \end{cases} \quad (2.47)$$

La valeur moyenne de la tension redressée est donnée par :

$$V_{\text{redMoy}} = (3\sqrt{3}/\pi) V_{\text{Max}} \quad (2.48)$$

2.6.2 Modélisation du filtre :

La tension de sortie du redresseur (tension redressée) présente des oscillations (ondulations) importantes, pour les minimiser, il est nécessaire d'insérer un filtre entre le pont redresseur et les deux onduleurs de tension. Le filtre est constitué d'une inductance montée en parallèle avec un condensateur ($L_f - C_f$), figure 2.10 [17][18].

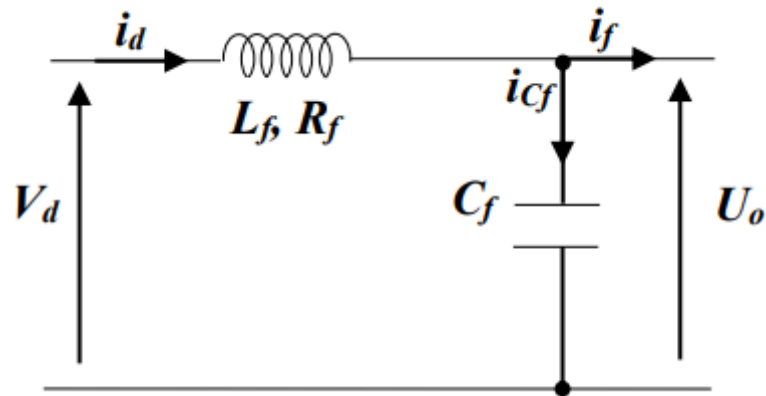


Figure 2.10 : Modélisation du filtre.

Ce filtre est modélisé par les équations suivantes [19][20]:

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = \frac{1}{L_f} (V_d - U_o - R_f i_d) \\ \frac{dU_o}{dt} = \frac{1}{C_f} (i_{cf}) = \frac{1}{C_f} (i_d - i_f) \end{cases} \quad (2.49)$$

Où : R_f résistance interne de l'inductance L_f .

En combinant les deux équations précédentes, La fonction de transfert du filtre est donnée par la relation suivante qui a la forme d'un système du deuxième ordre :

$$F(s) = \frac{V_o(s)}{V_d(s)} = \frac{1}{(L_f C_f s^2 + R_f C_f s + 1)} \quad (2.50)$$

Et sa pulsation définie par la relation suivante :

$$\omega(s) = \sqrt{\frac{2}{L_f C_f} - \left(\frac{R_f}{L_f}\right)^2} \quad (2.51)$$

2.6.3 Modélisation de l'onduleur de tension à commande MLI :

2.6.3 1 Modélisation de l'onduleur

L'onduleur de tension est la partie essentielle du système d'alimentation, il assure la transformation de l'énergie d'une source continue en une énergie alternative, qui peut être à fréquence fixe ou variable. Chaque étoile de la MASDE est connectée à un onduleur triphasé. Ce dernier est constitué de trois bras, de deux interrupteurs pour chacun. Chaque interrupteur est monté en parallèle inverse avec une diode de récupération [19][20][21].

Pour assurer la continuité des courants alternatifs et éviter le court-circuit de la source, les interrupteurs T_i et T_i' (supposés être des interrupteurs idéaux), doivent être contrôlés de manière complémentaire. Pour modéliser l'onduleur de tension, figure 2.11, on considère son alimentation comme une source parfaite, supposée être constituée de deux générateurs de f. é. m égale à $U_0/2$ connectés entre eux par un point noté n_0 .

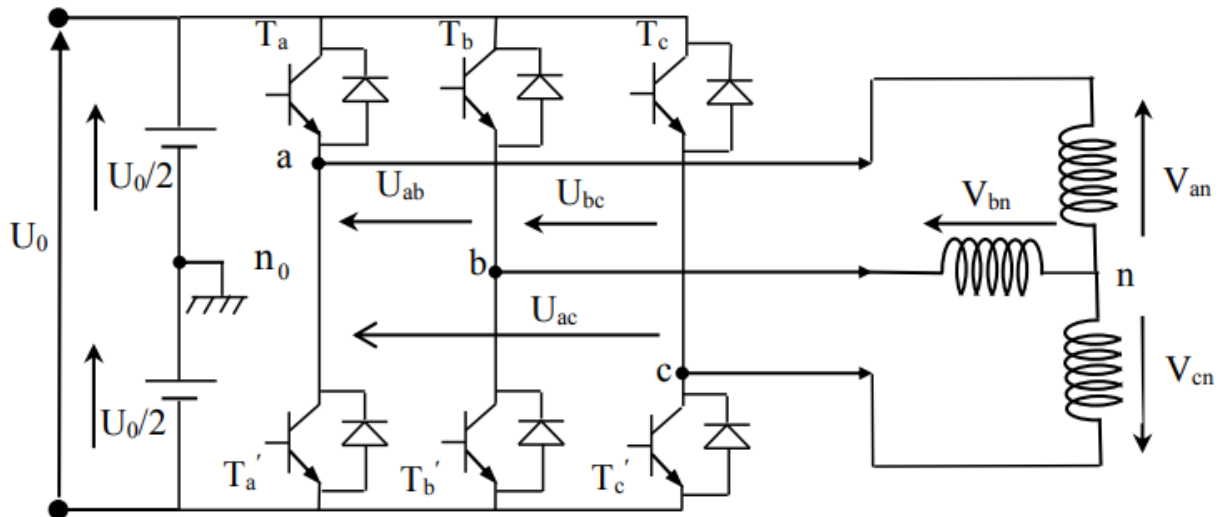


Figure 2.11 : Schéma de l'onduleur triphasé à deux niveaux.

Pour simplifier l'étude et la complexité de la structure de l'onduleur à deux niveaux, on supposera que [21]:

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

Les diodes ($D = 1, 2, \dots$) sont des diodes de protection des transistors assurant la roue libre ou la récupération. D'où on présente chaque paire (transistor-diode) par un seul interrupteur bidirectionnel. La machine a été modélisée à partir des tensions simples que nous notons V_{an} , V_{bn} et V_{cn} et l'onduleur est commandé à partir des grandeurs logiques S_i , On a :

- si $S_i = 1$, alors T_i est passant et T'_i est ouvert.
- si $S_i = 0$, alors T_i est ouvert et T'_i est passant.

Avec : $S_i + S'_i = 1$ et $i = a, b, c$.

Les tensions composées sont obtenues à partir des sorties de l'onduleur [19][20]:

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{an0} - V_{bn0} \\ U_{bc} = V_{bn0} - V_{cn0} \\ U_{ca} = V_{cn0} - V_{an0} \end{cases} \quad (2.52)$$

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

$$\begin{cases} V_{an} = \left(\frac{1}{3}\right)[U_{ab} - U_{ca}] \\ V_{bn} = \left(\frac{1}{3}\right)[U_{bc} - U_{ab}] \\ V_{cn} = \left(\frac{1}{3}\right)[U_{ca} - U_{bc}] \end{cases} \quad (2.53)$$

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

$$\begin{cases} V_{an0} = V_{an} + V_{nn0} \\ V_{bn0} = V_{bn} + V_{nn0} \\ V_{cn0} = V_{cn} + V_{nn0} \end{cases} \quad (2.54)$$

Donc, on peut déduire que :

$$V_{nn0} = \frac{1}{3} [V_{an0} + V_{bn0} + V_{cn0}] \quad (2.55)$$

L'état des interrupteurs supposés parfaits :

➤ S_{ij} ($i = a, b, c$ et $j = 1, 2$) on a :

$$V_{ijn0} = S_{ij} U_0 - \frac{U_0}{2} \quad (2.56)$$

D'où on a :

$$\begin{cases} V_{ajn0} = (S_{aj} - 0.5)U_0 \\ V_{bjn0} = (S_{bj} - 0.5)U_0 \\ V_{cjn0} = (S_{cj} - 0.5)U_0 \end{cases} \quad (2.57)$$

En remplaçant (2.57) dans (2.55), on obtient :

$$\begin{cases} V_{ajn} = \frac{2}{3}V_{ajn0} - \frac{1}{3}V_{bjn0} - \frac{1}{3}V_{cjn0} \\ V_{bjn} = -\frac{1}{3}V_{ajn0} + \frac{2}{3}V_{bjn0} - \frac{1}{3}V_{cjn0} \\ V_{cjn} = -\frac{1}{3}V_{ajn0} - \frac{1}{3}V_{bjn0} + \frac{2}{3}V_{cjn0} \end{cases} \quad (2.58)$$

En remplaçant (2.57) dans (2.58), on obtient :

$$\begin{bmatrix} V_{ajn} \\ V_{bjn} \\ V_{cjn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} U_0 \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{aj} \\ S_{bj} \\ S_{cj} \end{bmatrix} \quad (2.59)$$

2.6.3.2 Stratégie de la commande MLI des onduleurs de tension

Dans cette étude on utilise la technique MLI (modulation de largeur d'impulsion) triangulo-sinusoïdale qui consiste à calculer les intersections d'un signal de référence sinusoïdale basse fréquence appelé modulateur et d'un signal de modulation triangulaire de haute fréquence appelé onde porteuse pour déterminer les instants de fermeture et d'ouverture des interrupteurs de l'onduleur de tension, d'où l'appellation triangulo-sinusoïdale [18][19][20].

Le résultat de la comparaison de ces deux signaux sert à commander l'ouverture et la fermeture des interrupteurs de l'onduleur. Le schéma synoptique correspondant à la génération des impulsions par MLI est donné par la figure 2.12.

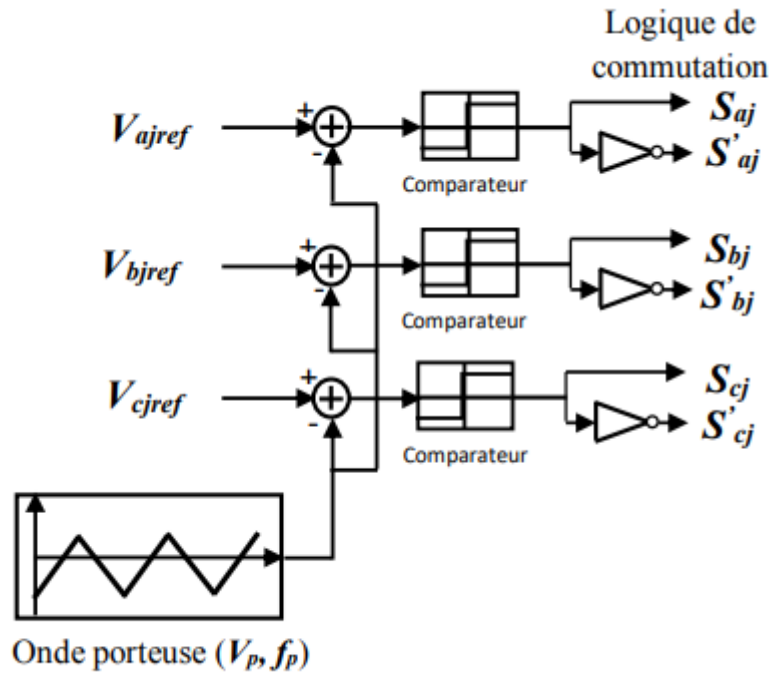


Figure 2.12 : Schéma de principe de la technique MLI triangulo-sinusoidale

Cette technique de commande de l'onduleur est caractérisée par les deux paramètres principaux suivant :

- L'indice de modulation m qui définit le rapport entre la fréquence f_p de la porteuse (modulation) et la fréquence f_{ref} de la référence : $m = f_p/f_{ref}$.
- Le coefficient de réglage en tension G (taux de modulation ou rapport cyclique) qui donne le rapport de l'amplitude de la modulante V_{ref} (amplitude de la tension de référence) à la valeur crête V_p de la porteuse (onde de modulation): $G = V_{ref}/V_p$

Les six signaux des tensions de références pour les deux onduleurs sont donnés par les équations suivantes [21]:

$$V_{ijref} = V_m \sin(\omega t - 2(K-1) \cdot \frac{\pi}{3}) \quad , \text{ avec } k=1 \dots 3.$$

L'équation de la porteuse triangulaire dans sa période $[0, T_p]$ est exprimée par :

$$V_p(t) = \begin{cases} V_{pm} \left(4 \frac{t}{T_p} - 1 \right) & \text{si } 0 \leq t \leq \frac{T_p}{2} \\ V_{pm} \left(-4 \frac{t}{T_p} + 3 \right) & \text{si } \frac{T_p}{2} \leq t \leq T_p \end{cases} \quad (2.60)$$

Les états S_a , S_b et S_c des interrupteurs de l'onduleur sont donnés par l'équation suivante :

$$S_{abc} = \begin{cases} 1 & \text{si } (V_{abcs1,2ref} - V_p(t)) \geq 0 \\ 0 & \text{si } (V_{abcs1,2ref} - V_p(t)) \leq 0 \end{cases} \quad (2.61)$$

2.6.4 Alimentation de la MASDE par un onduleur MLI :

L'alimentation de la MASDE est assurée par deux onduleurs de tension à deux niveaux alimentés par le même redresseur délivrant deux systèmes de tension triphasée décalée entre eux de $\pi/6$.

La figure 2.13 représente le schéma bloc de simulation de la MASDE avec l'alimentation par deux onduleurs de tension à deux niveaux.

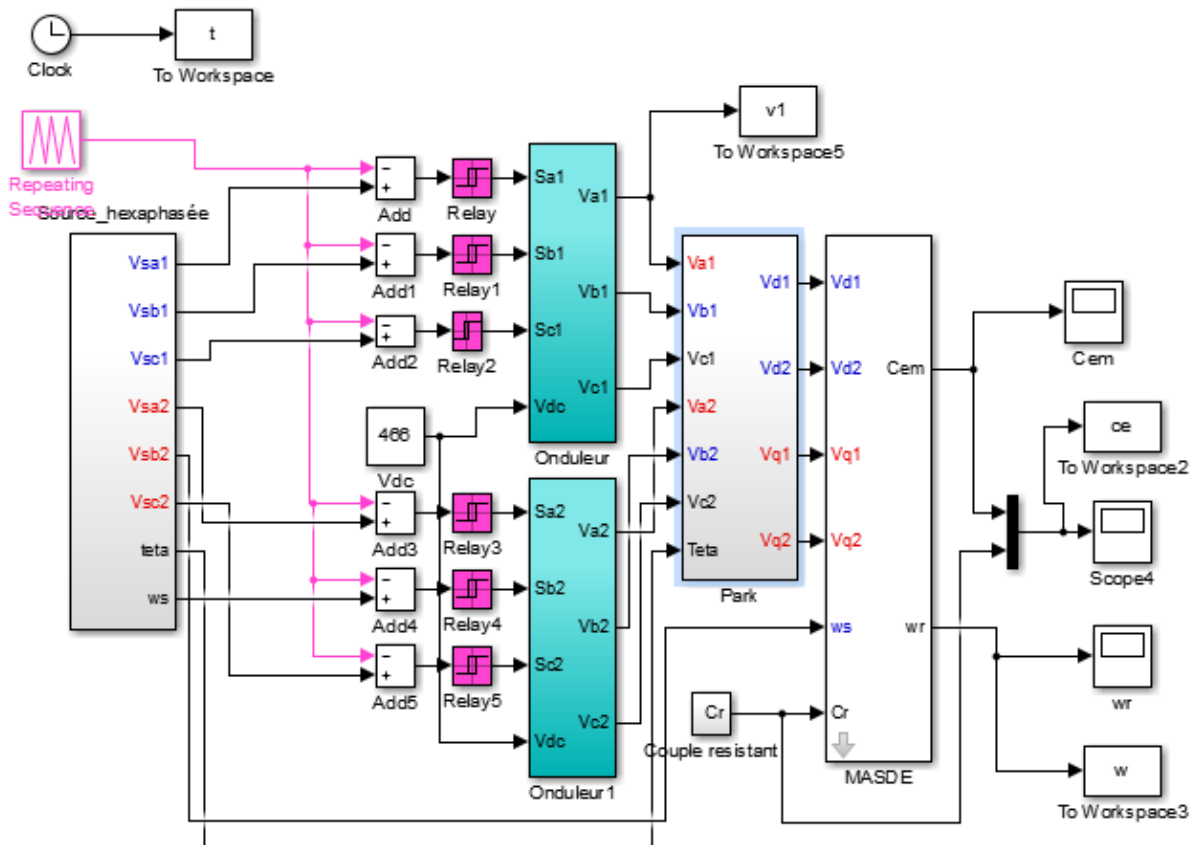


Figure 2. 13: Représentation schématique de l'MASDE avec l'alimentation par deux onduleurs de tension à deux niveaux.

2.6.5 Simulation et interprétation des résultats :

Pour la simulation, il suffit d'implanter le modèle de la MASDE sous l'environnement Matlab/Simulink.

2.6.5.1 Test vis-à-vis de la variation de couple de charge

Les figures (2.14)(2.15)(2.16)(2.17) représentent l'évolution du comportement du MASDE dans des conditions de charge variable. Après un démarrage à vide, nous avons introduit un couple de charge variable (10Nm à $t = 2$ s, 15 Nm à $t = 4$ s). Nous avons obtenu des réponses satisfaisantes pour les différentes grandeurs électriques et mécaniques.

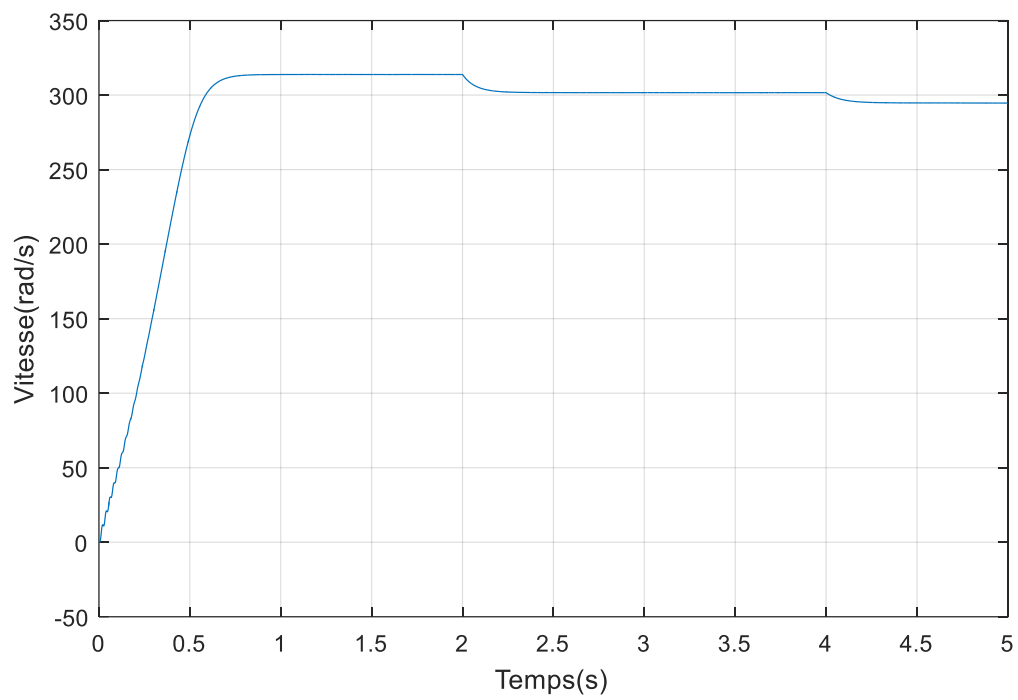


Figure 2.14 : Allure de la vitesse du rotor (w_r)

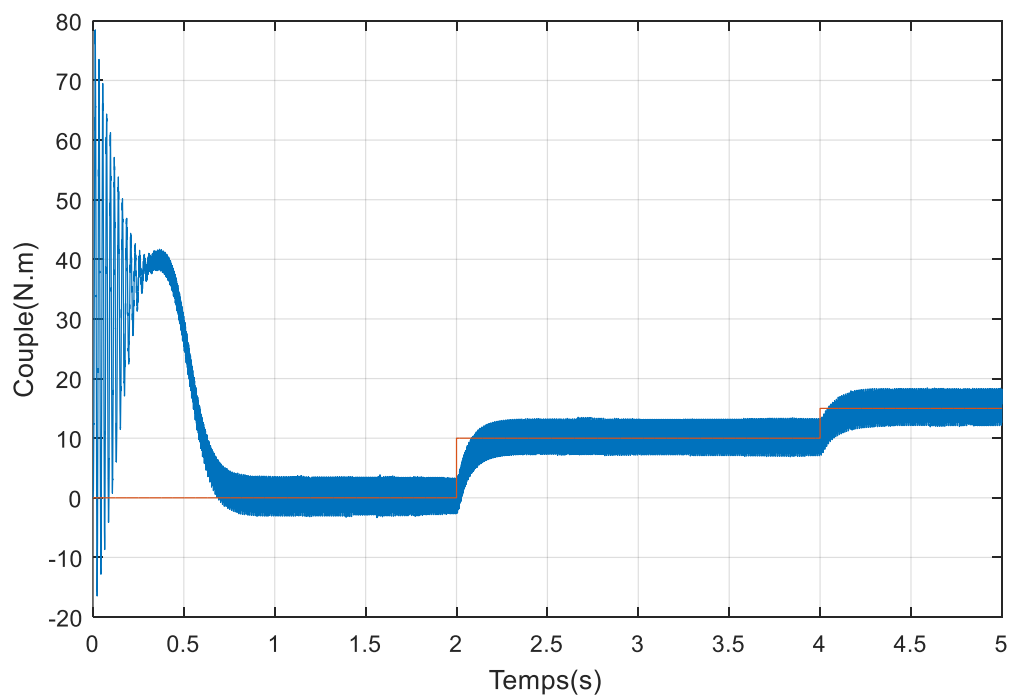


Figure 2.15 : Allures du couple résistant et électromagnétique

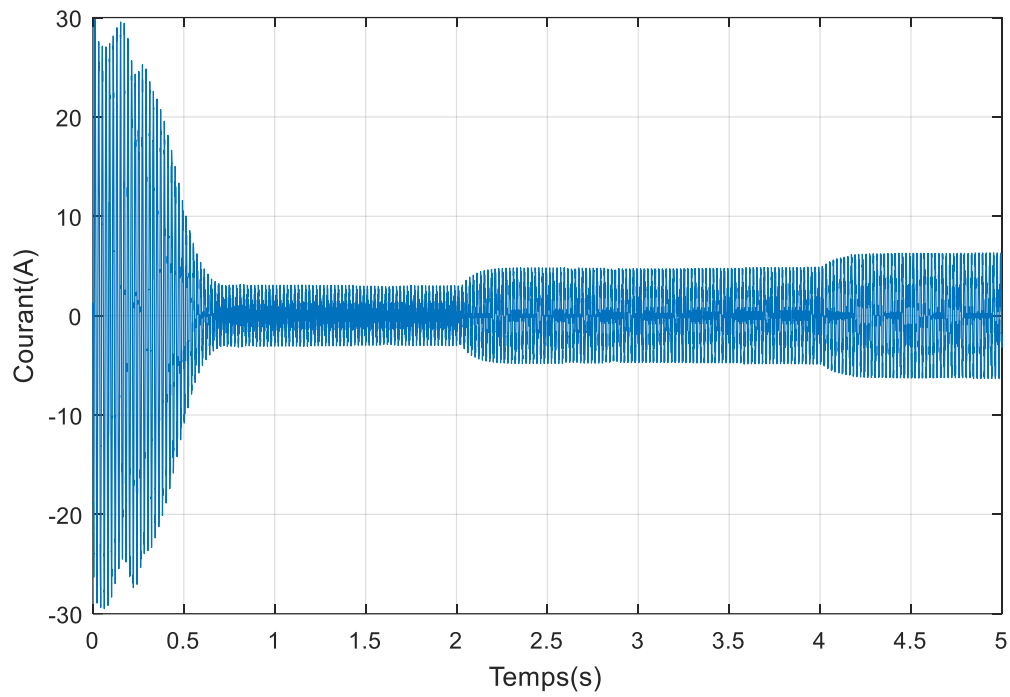


Figure2.16 : Allure de courant d'une phase statorique (isa1)

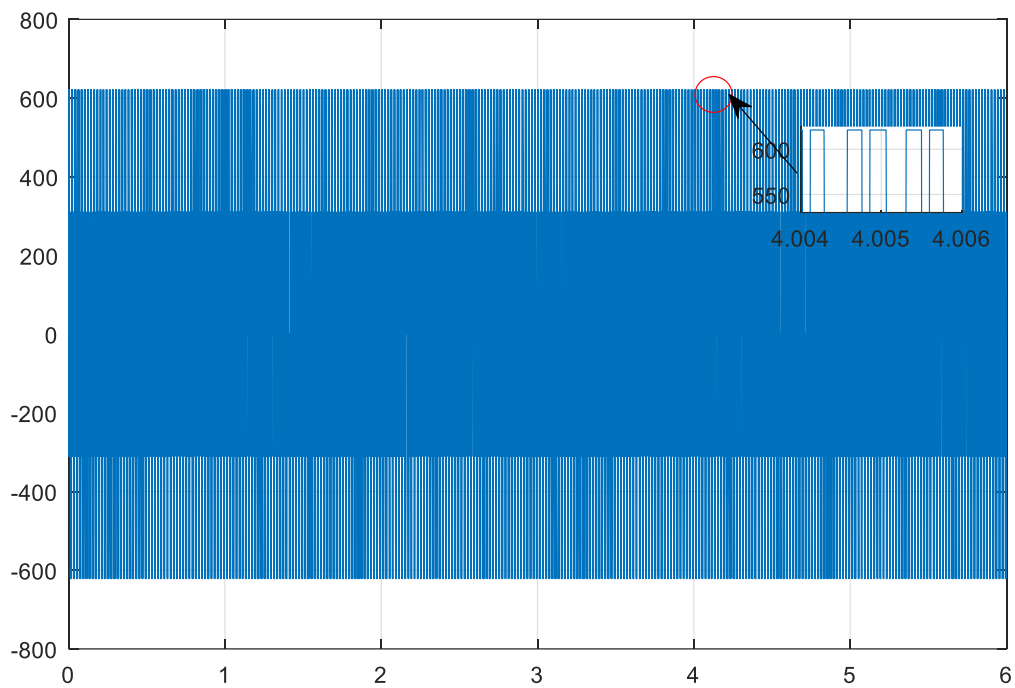


Figure 2.17 : Allure de la tension (Vsa1)

Les figures (2.14)(2.15)(2.16)(2.17) représentent l'évolution des caractéristiques de la MASDE alimentée directement par deux onduleurs de tension à deux niveaux, suivi de l'application des charges $C_r = 10 \text{ N.m}$ à l'instant $t = 2\text{s}$, $C_r = 15 \text{ N.m}$ à $t = 4\text{s}$.

Cette dernière montre que :

- ✓ Au démarrage et pendant le régime transitoire, la vitesse augmente et évolue d'une manière presque linéaire, et elle atteint 305 rad/s à $t \approx 0.7 \text{ s}$ (début du régime permanent). Le couple électromagnétique, au début atteint sa valeur maximale de 70 N.m et présente des oscillations qui disparaissent au bout de 0.4s où il rejoint 40 N.m , puis il diminue à $t \approx 0.7 \text{ s}$ d'une façon presque linéaire et se stabilise à sa valeur minimale de 0.15 N.m , qui est due aux frottements. Les courants statoriques (étoiles 1 et 2) présentent des dépassements excessifs induisant de fort appel de courant. Cependant, le glissement de la machine devient un peu plus important qu'à vide, la tension d'alimentation $V_{sa1}(\text{v})$ et le courant statorique $i_{sa1}(\text{A})$ sont presque en phase et de même signe.
- ✓ L'application de la charge $C_r = 10 \text{ N.m}$ et $C_r = 15 \text{ N.m}$ à l'instant $t = 2\text{s}$ et $t = 4\text{s}$ engendre des augmentations aux niveaux des courants statoriques, et une diminution de la vitesse.

2.7 Conclusion

Le deuxième chapitre a été consacré à la modélisation mathématique de la machine asynchrone double étoile MASDE dans différentes bases. L'utilisation d'un certain nombre d'hypothèses nous a permis de réduire la complexité du modèle de cette machine. Nous avons présenté le repère de référence, ainsi que la transformation PARK.

Ensuite, nous avons présenté, la structure du système d'alimentation (Redresseur-filtre-onduleur de tension à deux niveaux commandés par la stratégie MLI triangle-sinusoidale), pour contrôler la MASDE.

Le troisième chapitre, sera consacré à la commande directe du couple de la machine asynchrone double étoile.

Chapitre 3

Commande par DTC de la machine asynchrone double étoile

3.1 Introduction :

Pour contourner les problèmes de sensibilité aux variations paramétriques, des méthodes de contrôle ont été développées comme concurrentielles des méthodes classiques, l'une des plus récentes démarches dans cette direction est le contrôle direct du couple, dans laquelle le flux statorique et le couple électromagnétique sont estimés à partir des seules grandeurs électriques accessibles au stator et ceci sans recours à des capteurs mécaniques [22-24].

Le contrôle direct du couple DTC ou contrôle direct du flux et de couple (Direct Torque and flux Control –DTFC-) basé sur l'orientation du flux statorique, est l'une des méthodes introduites par TAKAHASHI et DEPENBROCK durant les années quatre-vingt qui utilise une approche attrayante de par son efficacité et sa simplicité de mise en œuvre [25][26].

Cette technique permet de calculer les grandeurs de contrôle qui sont le flux statorique et le couple électromagnétique à partir des mesures de courants statoriques sans utilisation de capteurs mécaniques. Cette loi de contrôle présente des performances dynamiques remarquables, elle a été reconnue comme une solution fiable et robuste pour répondre à ces exigences.

Ce type de commande a été présenté comme une alternative à la commande vectorielle par orientation du flux rotorique (Field Oriented Control ou "FOC") qui présente l'inconvénient majeur d'être relativement sensible aux variations des paramètres de la machine.

Ce type de commande requiert des éléments non linéaires de type hystérésis qui nécessitent dans un contexte numérique, une évaluation temporelle satisfaisante, cette contrainte nécessite une fréquence de calcul importante (typiquement de quelques dizaines de kHz) qui conduit à des architectures numériques contraignantes (multiprocesseur DSP). En outre, l'aspect asynchrone de la commande DTC classique conduit à des oscillations de couple et des bruits acoustiques indésirables [27].

Le travail envisagé dans ce chapitre, porte sur le principe du contrôle direct du couple et de flux appliqué à une MASDE alimentée par deux onduleurs de tension à deux niveaux, ainsi, des résultats de simulations (performances statiques et dynamiques) seront présentés et discutés.

3.2 Avantages et inconvénients de la commande directe du couple DTC

3.2.1 Avantages :

Cette technique possède généralement d'excellentes caractéristiques dynamiques qui s'étendent à des larges plages de fonctionnement couple/vitesse et une plage de fonctionnement sans capteur mécanique avec une fréquence minimale de fonctionnement, ceci avec une bande passante en couple [27-30] :

Plusieurs avantages de cette loi de commande, dont on peut citer :

- L'absence de bloc qui calcule la modulation de la tension MLI.
- Bon contrôle de moteur même sans capteur de vitesse.
- Excellente réponse dynamique de la machine.
- Robustesse vis-à-vis des variations paramétriques.
- Insensible aux variations des paramètres du rotor de la machine.
- L'estimation de flux statorique ne dépend que de la résistance 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.

3.2.2 Inconvénients :

Malgré les avantages cités précédemment, la commande directe du couple possède des inconvénients suivants [26][28][30] :

- La nécessité de disposer des estimations de flux statorique et du couple
- L'existence des oscillations de couple qui dépend de la largeur des bandes des régulateurs à hystérésis
- La fréquence de commutation n'est pas constante (utilisation des régulateurs à hystérésis)
- L'existence de problèmes à basse vitesse (influence du terme résistif), cela peut conduire à une forte teneur en harmoniques.
- Perte de commutation et fréquence d'échantillonnage élevée.

3.3 Principe de la commande directe du couple DTC

Le contrôle direct du couple DTC est basé sur la détermination directe de la séquence de commande (S_a, S_b, S_c) , appliquée aux interrupteurs d'un onduleur de tension à chaque instant de commutation. Ce choix est basé généralement sur la régulation directe du couple électromagnétique et de flux statorique de la machine. Les deux variables sont commandées par des régulateurs à hystérésis. Il s'agit donc de maintenir les grandeurs du flux et du couple électromagnétique à l'intérieur de ces bandes d'hystérésis, la sortie de ces régulateurs détermine le vecteur de tension optimal pour le contrôle de l'amplitude du flux et de couple et les maintenir dans leurs bandes d'hystérésis à chaque instant de commutation [22][24][28].

Les vecteurs d'état de tension de l'onduleur triphasé sont présentés par l'équation suivante :

$$V_s = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot U_0 \cdot (S_a + S_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + S_c e^{j\frac{4\pi}{3}}) \quad (3.1)$$

Comme nous avons 3 commutateurs, huit combinaisons (2^3) possibles des différents commutateurs en pont de l'onduleur dans leurs deux états sont représentées par 8 vecteurs de tension, dont 6 non-nuls (vecteurs actifs) et deux nuls : $(S_a, S_b, S_c) = (0,0,0)$ et $(S_a, S_b, S_c) = (1,1,1)$. Ces vecteurs sont illustrés dans le tableau 2.1 qui indique également les tensions, en se référant au système de référence $\alpha - \beta$ [25][27].

La DTC utilise directement ces 8 vecteurs de tension pour contrôler l'état de commutation de l'onduleur, Le vecteur le plus approprié choisi par la table de vérité (vecteur optimal) doit être appliqué pendant une période complète de commutation.

L'objectif est de maintenir la valeur du flux statorique et du couple électromagnétique dans leurs bandes de tolérance respectives (bandes d'hystérésis).

Chaque fois qu'une de ces variables atteint la limite supérieure ou inférieure de ses bandes d'hystérésis, un vecteur de tension approprié sera de nouveau choisi pour agir sur la valeur de la variable qui a atteint la limite, et la ramener dans les limites établies par l'hystérésis.

Tableau 3.1 : Différentes configurations des interrupteurs et tensions générés [30][32].

S_a	S_b	S_c	T_1		T_2		T_3		Vecteur (Vs)	Tensions Vs (α - β) généré
			T_a	T'_a	T_b	T'_b	T_c	T'_c		
0	0	0	Off	On	Off	On	Off	On	$V_0(0,0,0)$	$V_s=[0,0]$
0	0	1	On	Off	Off	On	Off	On	$V_1(0,0,1)$	$V_s=[\sqrt{\frac{3}{2}}, 0]U_0$
0	1	0	Off	On	On	Off	Off	On	$V_2(0,1,0)$	$V_s=[\frac{1}{\sqrt{6}}, \frac{1}{\sqrt{2}}]U_0$
0	1	1	On	Off	On	Off	Off	On	$V_3(0,1,1)$	$V_s=[-\frac{1}{\sqrt{6}}, \frac{1}{\sqrt{2}}]U_0$
1	0	0	Off	On	Off	On	On	Off	$V_4(1,0,0)$	$V_s=[-\sqrt{\frac{3}{2}}, 0]U_0$
1	0	1	On	Off	Off	On	On	Off	$V_5(1,0,1)$	$V_s=[-\frac{1}{\sqrt{6}}, -\frac{1}{\sqrt{2}}]U_0$
1	1	0	Off	On	On	Off	On	Off	$V_6(1,1,0)$	$V_s=[\frac{1}{\sqrt{6}}, -\frac{1}{\sqrt{2}}]U_0$
1	1	1	On	Off	On	Off	On	Off	$V_7(1,1,1)$	$V_s=[0,0]$

3.3.1 Contrôle du vecteur flux statorique :

Le contrôle direct du couple est basé sur l'orientation du flux statorique, leur expression dans le référentiel (α, β) lié au stator est obtenue à partir de l'équation différentielle suivante :

$$V_{si} = R_s i_s + \frac{d\Phi_{si}}{dt}, i = 1, 2 \quad (3.2)$$

Par intégration, on peut établir l'équation suivante qui régit le comportement du vecteur de flux statoriques en fonction du temps [22][23][26][28]:

$$\Phi_{si}(t) = \int_0^t (V_{si} - R_s I_{si}) dt + \Phi_{si}(0) \quad (3.3)$$

Pour les moyennes et grandes vitesses, le flux statorique dépendra seulement du vecteur de tension de sortie de l'onduleur V_S (la chute de la tension due à la résistance du stator est négligée), l'expression du vecteur de flux statorique issu de l'application d'un vecteur de tension V_S non nul durant une période d'échantillonnage $[0, T_s]$ court, deviendra [24][27]:

$$\begin{cases} \Phi_{si}(t) \approx \int_0^t (V_{si}) dt + \Phi_{si}(0) \\ \Phi_{si}(t) \approx \Phi_{si}(0) + V_{si} T_s \end{cases} \quad (3.4)$$

Donc :

$$\Delta\Phi_{si}(t) \approx \Phi_{si}(t) - \Phi_{si}(0) \approx V_{si} T_s \quad (3.5)$$

$\Delta\Phi_{si}$: La variation du vecteur de flux statorique de l'étoile i.

T_s : La période d'échantillonnage.

Dans le cas d'une machine asynchrone, le flux statorique Φ_{si} devrait être toujours en mouvement par rapport au flux rotorique. De l'équation 3.5 on constate que l'extrémité du vecteur de flux statorique $\Phi_{si}(t)$ se déplace le long d'une droite dont la direction est donnée par le vecteur de tension appliquée V_S comme il est illustré par la figure 3.1 [22][26].

C'est-à-dire, si V_S reste constant pendant une période d'échantillonnage T_s , la variation du vecteur de flux statorique $\Delta\Phi_{si}$ est proportionnelle au vecteur de tension appliqué. Lors de l'application d'un vecteur de tension, l'apposition du vecteur $\Phi_{si}(t)$ se déplacera avec une trajectoire parallèle à ce vecteur, et avec une vitesse égale à son amplitude.

Lorsque le vecteur de tension V_S sélectionné est non nul, la direction du déplacement de l'extrémité de Φ_{si} est donnée par sa dérivée Si $\frac{d}{dt}\Phi_{si}$. Ainsi la "vitesse" de déplacement de l'extrémité de Φ_{si} lorsqu'on néglige le terme $R_S I_S$ est donné par $V_S = \frac{d}{dt}\Phi_{si}$.

Donc pour augmenter le flux statorique, il suffit d'appliquer un vecteur de tension qui lui est colinéaire et dans sa direction, et vice versa.

La "composante du flux" du vecteur de tension (composante radiale) fait varier l'amplitude de Φ_{si} et sa "composante du couple" (composante tangentielle) fait varier la position de Φ_{si} .

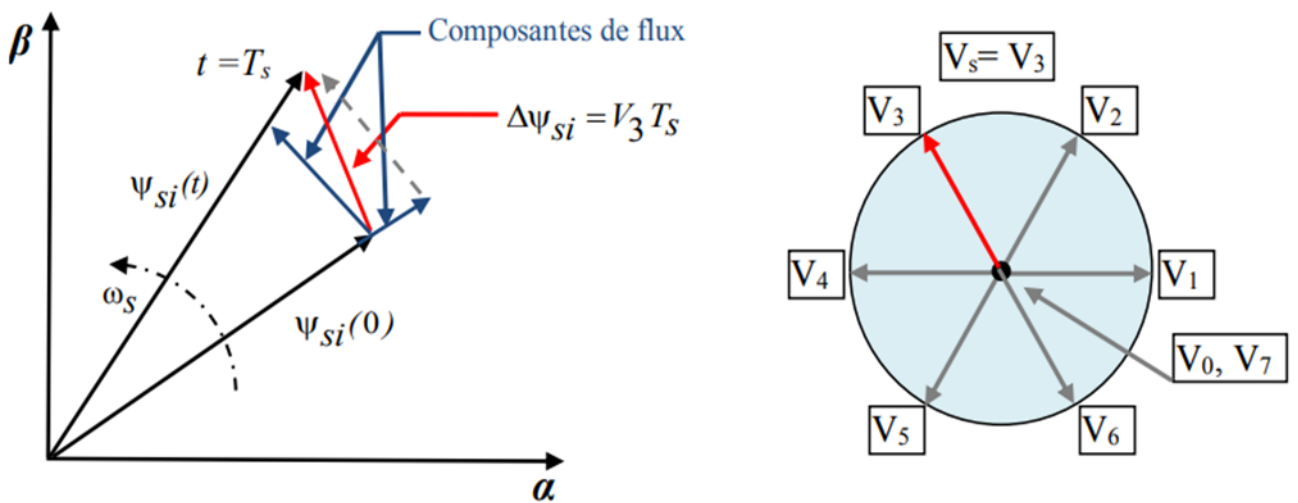


Figure 3.1 : Evolution de l'extrémité de vecteur de flux statorique Φ_{si} pour $R_S I_S$ Négligeable.

En choisissant une séquence adéquate des vecteurs V_S , sur les périodes de commande T_S , il est donc, possible de fonctionner avec un module de flux Φ_{Si} pratiquement constant, en faisant suivre à l'extrémité de Φ_{Si} une trajectoire presque circulaire, si la période T_S est très faible devant la période de rotation du flux statorique [9][22].

La vitesse de rotation de Φ_{Si} dépend fortement du choix de V_S , elle est maximale pour un vecteur V_S perpendiculaire à la direction de Φ_{Si} et nulle si on applique un vecteur nul, elle peut aussi être négative.

3.3.2 Contrôle du couple électromagnétique :

Le couple électromagnétique peut être estimé à partir des grandeurs estimées du flux ($\Phi_{\alpha s}, \Phi_{\beta s}$) et des grandeurs calculées du courant ($i_{\alpha s}, i_{\beta s}$). Pour ce type de machine, $L_{sd} = L_{sq} = L_s$. Dans ce cas, le couple électromagnétique peut être exprimé en fonction du flux statorique et du flux rotorique de la façon suivant [8][23][26]:

$$C_{em} = \frac{P}{L_s} (\overline{\Phi_s} \times \overline{\Phi_r}) = K \|\overline{\Phi_s}\| \|\overline{\Phi_r}\| \sin(\varphi) \quad (3.6)$$

Avec :

Φ_s : Module du vecteur de flux statoriques.

Φ_r : Module du vecteur de flux rotorique.

φ : Angle entre les vecteurs de flux statorique et rotorique.

On peut observer que le couple électromagnétique est proportionnel au produit des modules de deux vecteurs Φ_s et Φ_r et de leur position relative φ . Si l'on parvient à contrôler parfaitement le flux Φ_s (à partir de V_S) en module et en position, on peut donc contrôler le couple électromagnétique de façon découplée.

La dérivée du couple par rapport au temps est positive, si φ se situe entre $(-\pi/2, \pi/2)$, donc pour obtenir une variation positive du couple, l'angle φ doit être augmenté dans ces limites. Il convient de tenir compte de la limite de stabilité permanente de la machine asynchrone correspondant à $\varphi = 90^\circ$, pour laquelle la puissance maximale est obtenue. Au-dessus de cette valeur de l'angle le couple est réduit [27].

3.4 Description de la structure de contrôle

3.4.1 Sélection de vecteur de tension V_s :

Pour fixer l'amplitude du vecteur de flux statorique, l'extrémité du vecteur flux doit dessiner une trajectoire circulaire. Pour cela, le vecteur de tension appliqué doit rester toujours perpendiculaire au vecteur flux. Ainsi en sélectionnant un vecteur approprié, l'extrémité du flux peut être contrôlée et déplacée de manière à maintenir l'amplitude du vecteur flux à l'intérieur d'une certaine fourchette [22][23][26].

Le choix du vecteur de tension V_s dépend de la variation souhaitée pour le module du flux, mais également de l'évolution souhaitée pour sa vitesse de rotation et par conséquent pour le couple. On délimite généralement l'espace d'évolution de Φ_s dans le référentiel fixe (la position de Φ_s dans le référentiel statorique) en le décomposant en six zones symétriques par rapport aux directions des tensions non nulles.

Les six zones (où secteurs) possibles de fonctionnement sont représentées à la figure 3.2 ci-dessous. La sélection du vecteur de tension à la sortie de convertisseur statique (onduleur) est déduite à partir des écarts de couple et de flux estimés par rapport à leurs références, ainsi que la zone ou la position où se trouvait le vecteur de flux Φ_s , alors un estimateur de Φ_s en module et en position ainsi qu'un estimateur de couple électromagnétique sont donc indispensables pour une commande [30][32][33].

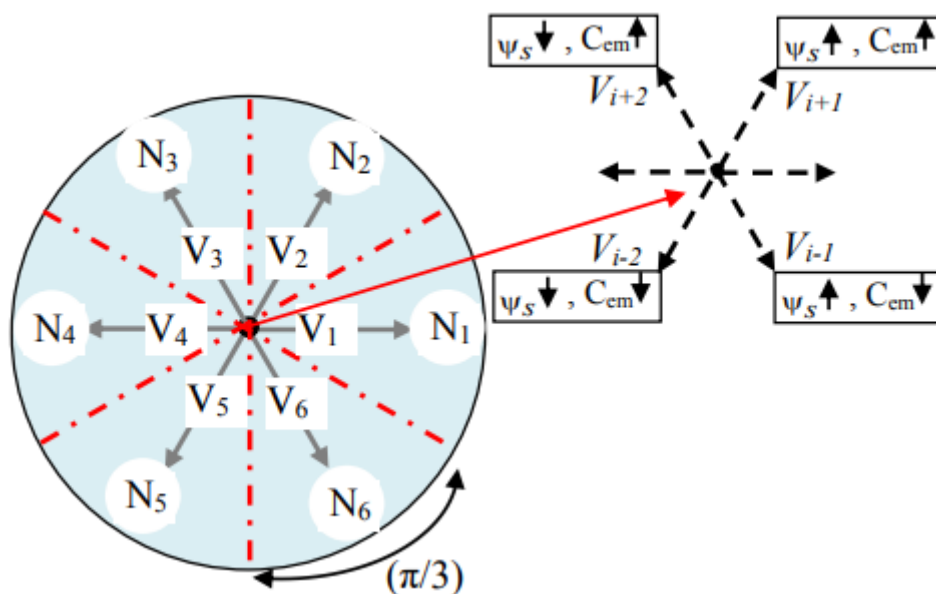


Figure 3.2 : Choix du vecteur de tension

La position du vecteur de flux dans ces zones est déterminée à partir de ses composantes, lorsque le vecteur de flux se trouve dans la zone numéroté N_i ($i= 1,2, \dots ,6$), le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnant l'un des huit vecteurs de tension suivants :

- Si V_{i+1} est sélectionné alors Φ_s croît et C_{em} croît.
- Si V_{i-1} est sélectionné alors Φ_s croît et C_{em} décroît.
- Si V_{i+2} est sélectionné alors Φ_s décroît et C_{em} croît.
- Si V_{i-2} est sélectionné alors Φ_s décroît et C_{em} décroît.
- Si V_0 ou Si V_7 sont sélectionnées, la rotation du flux statorique s'arrête et celle du couple décroît alors que le module de flux reste inchangé [27][33].

Le niveau d'efficacité de chaque vecteur dépend de la position du vecteur de flux dans la zone N_i . Au début de la zone, les vecteurs V_{i+1} et V_{i+2} sont perpendiculaires à Φ_s , d'où une évolution rapide de l'amplitude du couple mais une évolution lente de l'amplitude du flux, à la fin de la zone, l'évolution est inversée. Pour les vecteurs V_{i-1} et V_{i-2} , il s'agit d'une évolution lente du couple et rapide de l'amplitude de Φ_s au début de la zone N_i alors qu'à la fin de la zone c'est le contraire. Quel que soit le sens d'évolution du couple ou de flux, dans la zone N_i , les deux vecteurs V_i et V_{i+3} ne sont jamais utilisés.

En effet, ceux-ci génèrent la plus forte variation de flux mais leurs effets sur le couple dépend de la position de Φ_s dans la zone N_i , avec un effet nul au milieu de la zone [29][31].

Le vecteur de tension statorique V_S à la sortie de l'onduleur à appliquer au moteur, est déduit des écarts de couple et de flux estimés par rapport à leurs références, ainsi que de la position du vecteur Φ_s .

Un estimateur de module de Φ_s et de sa position ainsi qu'un estimateur de couple sont donc nécessaires pour une commande DTC [30].

3.4.2 Estimateurs :

3.4.2.1 Estimation du flux statorique

La construction du contrôle direct du couple DTC exige l'estimation du flux et du couple. L'estimation du flux statorique se fait à partir des vecteurs de tension et de courant statorique, leur expression s'écrit [22][30][33] :

$$\Phi_{si} = \int_0^t (V_{si} - R_s i_{si}) dt \quad (3.7)$$

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

$$\Phi_{si} = \Phi_{s\alpha i} + j\Phi_{s\beta i} \quad (3.8)$$

Avec :

$$\begin{cases} \Phi_{s\alpha i} = \int_0^t (V_{s\alpha i} - R_s i_{s\alpha i}) dt \\ \Phi_{s\beta i} = \int_0^t (V_{s\beta i} - R_s i_{s\beta i}) dt \end{cases} \quad (3.9)$$

Le courant statorique est mesuré tandis que la tension statorique dépend de l'état des interrupteurs (S_a, S_b, S_c) , et de la tension du lien à courant continu U_0 , en projetant sur les deux axes (α, β) [32].

Pour calculer les composantes $i_{s\alpha i}, i_{s\beta i}$ du vecteur de courant statorique, nous utilisons la transformation de Concordia à partir des courants $(i_{sai}, i_{sbi}, i_{sci})$ mesurés, soit [22]:

$$i_{si} = i_{s\alpha i} + j i_{s\beta i} \quad (3.10)$$

$$\begin{cases} i_{s\alpha i} = \sqrt{\frac{2}{3}} i_{sai} \\ i_{s\beta i} = \frac{1}{\sqrt{2}} (i_{sbi} - i_{sci}) \end{cases} \quad (3.11)$$

On obtient ainsi après la transformation de Concordia, les tensions $V_{s\alpha}$ et $V_{s\beta}$ composées de V_s , à partir de la tension à l'entrée de l'onduleur U_0 , et des états de commande (S_a, S_b, S_c) .

$$\begin{cases} V_{si} = V_{s\alpha i} + j V_{s\beta i} \\ V_{s\alpha i} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot U_0 \left(S_a - \frac{1}{2} (S_b + S_c) \right) \\ V_{s\beta i} = \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot U_0 (S_b - S_c) \end{cases} \quad (3.12)$$

Le module de l'amplitude du flux statorique estimé est déterminé à partir des deux composantes du flux du repère (α, β) par :

$$|\Phi_{si}| = \sqrt{\Phi_{s\alpha i}^2 + \Phi_{s\beta i}^2} \quad (3.13)$$

3.4.2.2 Estimation de la position du vecteur flux

Pour choisir le vecteur de tension convenable à appliquer à la machine, nous devons connaître la position du vecteur de flux statorique dans l'un de six secteurs du plan (α, β) [22].

La zone N_i dans laquelle se situe le vecteur Φ_s est déterminé à partir de l'équation suivante:

$$\theta_{si} = \tan^{-1} \frac{\Phi_{s\beta i}}{\Phi_{s\alpha i}} \quad (3.14)$$

Ces équations représentent les étapes de calcul nécessaires à l'estimation de l'amplitude et la position du vecteur de flux statorique [25].

Cet estimateur exige seulement la connaissance de la résistance statorique, où l'effet de l'erreur sur ce dernier est négligeable.

3.4.2.3 Estimation du couple électromagnétique

Une fois les deux composantes de flux et de courant sont obtenues, on peut estimer le couple électromagnétique C_{em} uniquement en fonction des composantes (α, β) , le couple peut se mettre sous la forme :

$$C_{em} = p \cdot [(\Phi_{\alpha s1} \cdot i_{\beta s1} - \Phi_{\beta s1} \cdot i_{\alpha s1}) + (\Phi_{\alpha s2} \cdot i_{\beta s2} - \Phi_{\beta s2} \cdot i_{\alpha s2})] \quad (3.15)$$

De cette équation, on peut remarquer que la précision du module du couple électromagnétique estimé dépend de la qualité et de la précision de l'estimateur du flux statorique et de la mesure des courants statoriques [23][32].

3.5. Élaboration des vecteurs de commande de flux et du couple

3.5.1 Elaboration du contrôleur de flux :

Avec ce type de contrôleur, on peut facilement contrôler et piéger l'extrémité du vecteur de flux dans une couronne circulaire, comme le montre la figure 3.3. La sortie du correcteur représentée par une variable booléenne $Cflx$, indique directement si l'amplitude du flux doit être augmentée ($Cflx = 1$) ou diminuée ($Cflx = 0$) de façon à maintenir [22][23][32][33]:

$$|\Phi_{sref} - \Phi_s| \leq \Delta\Phi_s \quad (3.16)$$

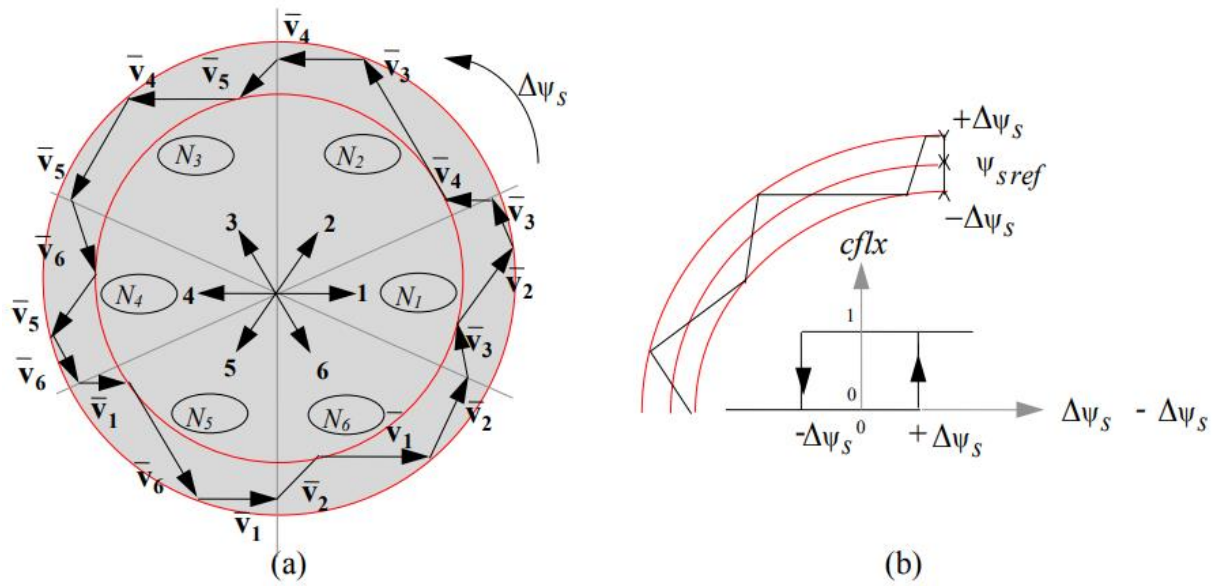


Figure 3.3 : (a) : Sélection des tensions correspondantes au contrôle du flux.

(b) : Contrôleur à hystérésis à deux niveaux.

Avec :

Φ_{sref} : Flux de référence. Φ_s : Flux estimé

$\Delta\Phi_s$: Largeur d'hystérésis du correcteur.

- $Cflx = 0$ le module de flux statorique doit être diminué.
- $Cflx = 1$ le module de flux statorique doit être augmenté.

3.5.2 Élaboration du contrôleur du couple :

Le correcteur de couple a pour but de maintenir le couple électromagnétique dans les limites admissibles dans une bande d'hystérésis autour de sa valeur de référence définie comme suit [9][34][36]:

$$|C_{emref} - C_{em}| \leq \Delta C_{em} \quad (3.17)$$

Avec :

C_{emref} : Couple de référence.

ΔC_{em} : Bande d'hystérésis du correcteur.

C_{em} : Couple électromagnétique estimé.

Deux types de contrôleurs à hystérésis peuvent être envisagés pour la régulation du couple électromagnétique :

- Un correcteur à hystérésis à deux niveaux.
- Un correcteur à hystérésis à trois niveaux.

3.5.2.1 Correcteur à deux niveaux

Ce type de correcteur est simple à implémenter, il est utilisé dans le cas du contrôle du couple dans un seul sens de rotation. Ainsi, seuls les vecteurs (V_{i+1} et V_{i+2}) et les vecteurs nuls peuvent être sélectionnés pour faire évoluer le vecteur de flux. Le vecteur nul est sélectionné pour diminuer le couple. On peut choisir le vecteur de tension nul de manière à ce qu'un bras d'onduleur ne commute jamais quand le flux est situé dans une zone donnée [9][31][34].

3.5.2.2 Comparateur à trois niveaux

Ce correcteur à hystérésis à trois niveaux (-1, 0, 1) permet de contrôler le moteur dans les deux sens de rotation, soit pour un couple positif ou négatif. La sortie du correcteur présentée par la variable booléenne $Ccpl$. La figure 2.4 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 ($Ccpl=0$). En effet pour diminuer la valeur du couple, on applique les vecteurs (V_{i-1} et V_{i-2}) ce qui permet une décroissance du couple électromagnétique.

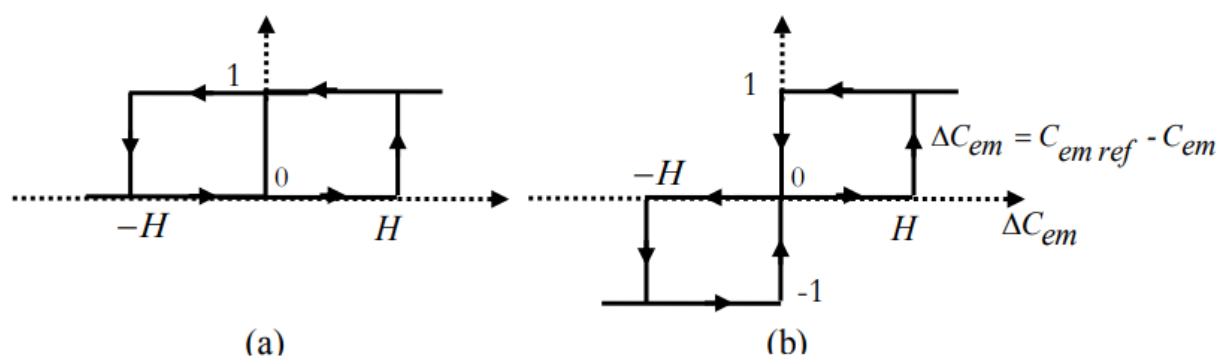


Figure 3.4 : Correcteur à hystérésis du couple :

(a) à deux niveaux (b) à trois niveaux

Les sorties logiques de la commande de couple sont définies comme suit :

- $C_{cp1} = 1$ si $\Delta C_{em} > H$
- $C_{cp1} = 0$ si $-H < \Delta C_{em} < H$
- $C_{cp1} = -1$ si $\Delta C_{em} < -H$

H : est la bande de couple de l'hystérésis.

Les erreurs de couple sont définies par la différence entre les valeurs de référence du couple et les valeurs réelles estimées [32][33][36].

La commande DTC proposée par Takahashi est basée sur l'algorithme suivant :

- Diviser le domaine temporel en périodes de durée T_s réduites (de l'ordre de dizaines de μs).
- Pour chaque coup d'horloge, mesurer les courants de ligne et les tensions par phase du moteur à induction.
- Reconstituer les composantes du vecteur de flux statorique.
- Estimer le couple électromagnétique à travers l'estimation du vecteur de flux statorique et la mesure des courants de lignes.
- Introduire l'écart ΔC_{em} , entre le couple de référence $\Delta C_{em ref}$ et le couple estimé C_{em} dans un comparateur à hystérésis à trois niveaux qui génère à sa sortie la valeur (+1) pour augmenter le couple, (0) pour le maintenir constant dans une bande. Ce choix d'augmentation du nombre de niveaux est proposé afin de minimiser la fréquence de commutation, car la dynamique du couple est généralement plus rapide que celle du flux.
- Choisir l'état des interrupteurs permettant de déterminer les séquences de fonctionnement de l'onduleur en utilisant le tableau de localisation généralisé Tableau 3.2, en se basant sur les erreurs du flux et du couple et selon la position du vecteur de flux. Le partage du plan complexe en six secteurs angulaires permet de déterminer pour chaque secteur donné, la séquence de commande des interrupteurs de l'onduleur qui correspond aux différents états des grandeurs de contrôle ΔC_{em} et $\Delta \Phi_s$ suivant la logique du comportement du flux et du couple vis-à-vis de l'application d'un vecteur de tension statorique.

Tableau 3.2 : Table généralisée des vecteurs de tension [9][32].

	Augmentation	Diminution
Φ_s	V_i, V_{i-1} et V_{i+1}	V_{i+2}, V_{i-2} et V_{i+3}
C_{em}	V_{i+1} et V_{i+2}	V_{i-1} et V_{i-2}

En se basant sur ce tableau généralisé, on peut établir le tableau des séquences pour contrôler le flux statorique et le couple électromagnétique.

3.6. Élaboration des tables de commutation

3.6.1 Stratégie de commutation dans la DTC :

L'objectif est de réaliser un contrôle performant aussi bien en régime permanent qu'en régime transitoire et ceci par la combinaison des différentes stratégies de commutation.

La sélection adéquate du vecteur de tension à chaque période d'échantillonnage est faite pour maintenir le couple et le flux dans les limites des deux bandes à hystérésis. En particulier, la sélection est faite sur la base de l'erreur instantanée du flux Φ_s et du couple électromagnétique ΔC_{em} . Plusieurs vecteurs de tensions peuvent être sélectionnés pour une combinaison donnée du flux et du couple [22][25].

Le choix se fait sur la base d'une stratégie prédéfinie et chacune d'elles affecte le couple et l'ondulation du courant, les performances dynamiques et le fonctionnement à deux ou quatre quadrants [32][37].

3.6.2 Table de commutation :

On élabore la table de vérité en se basant sur les erreurs du flux $\Delta\Phi_s$ et du couple ΔC_{em} et selon la position du vecteur de flux statorique N_i (1,..., 6). Le partage du plan complexe en six secteurs angulaires permet de déterminer pour chaque secteur donné, la séquence de commande des interrupteurs de l'onduleur qui correspond aux différents états des grandeurs de contrôle $\Delta\Phi_s$ et ΔC_{em} suivant la logique de comportement du flux et couple vis-à-vis de l'application d'un vecteur de tension statorique [35][36].

En se basant sur le tableau généralisé des vecteurs de tension d'une commande par DTC (Tableau.3.2), on peut établir les tableaux classiques des séquences ci-dessous proposées par TAKAHASHI pour contrôler le flux statorique et le couple électromagnétique du MASDE.

3.6.2.1 Table de commutation du flux

Le tableau 2.3 résume de façon générale les séquences de tension à appliquer pour augmenter ou diminuer le module du flux statorique en fonction du secteur N_i [9][22][32].

Tableau 3.3 : Table de commutation du flux

	N=1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6
$\Phi_s \uparrow$	V_6, V_1, V_2	V_1, V_2, V_3	V_2, V_3, V_4	V_3, V_4, V_5	V_4, V_5, V_6	V_5, V_6, V_1
$\Phi_s \downarrow$	V_3, V_4, V_5	V_4, V_5, V_6	V_5, V_6, V_1	V_6, V_1, V_2	V_1, V_2, V_3	V_2, V_3, V_4

3.6.2.2 Table de commutation du couple

La table de commande du couple tableau 3.4 montre les séquences de tensions à appliquer selon le secteur, pour augmenter ou diminuer la valeur du couple. Les séquences de tension nulle contribuent à augmenter ou diminuer le couple selon le point de fonctionnement [36].

Tableau 3.4 : Table de commutation du couple.

	N=1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6
$C_{em} \uparrow$	V_6, V_1, V_2	V_1, V_2, V_3	V_2, V_3, V_4	V_3, V_4, V_5	V_4, V_5, V_6	V_5, V_6, V_1
$C_{em} \downarrow$	V_3, V_4, V_5	V_4, V_5, V_6	V_5, V_6, V_1	V_6, V_1, V_2	V_1, V_2, V_3	V_2, V_3, V_4

3.6.2.3 Table de commutation du flux et du couple

La comparaison des tables de commande du module du flux statorique et du couple électromagnétique permet la synthèse finale d'une seule table de commande, construite en fonction de l'état des variables (C_{flx}) et (C_{cpl}), et de la zone N_i de la position de flux Φ_s , mais on peut la décomposer en deux autres tables, la première avec les vecteurs de tension active et non nul et la deuxième avec les vecteurs de tension nuls, (Tableaux 3.5 et 3.6) [28][27][33]:

Tableau 3.5 : Stratégie de contrôle avec comparateur à hystérésis à trois niveaux avec les vecteurs de tension nuls[36][37].

Flux	Couple	N=1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6	Correcteur	
$C_{flux}=0$	$C_{cpl}=1$	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2	Deux niveaux	Trois
	$C_{cpl}=0$	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3		
	$C_{cpl}=-1$	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	niveaux	
$C_{flux}=1$	$C_{cpl}=1$	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	Deux niveaux	Trois
	$C_{cpl}=0$	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6		
	$C_{cpl}=-1$	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5	niveaux	

Tableau 3.6 : Stratégie de contrôle avec comparateur à hystérésis à trois niveaux avec les vecteurs de tension non nuls.

Flux	Couple	N=1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6	Correcteur	
$C_{flux}=0$	$C_{cpl}=1$	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2	Deux niveaux	Trois
	$C_{cpl}=0$	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7		
	$C_{cpl}=-1$	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	niveaux	
$C_{flux}=1$	$C_{cpl}=1$	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	Deux niveaux	Trois
	$C_{cpl}=0$	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0		
	$C_{cpl}=-1$	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5	niveaux	

3.7 Structure générale du contrôle direct du couple DTC pour la MASDE

La figure 3.5 représente le schéma global de la commande directe du couple de la MASDE. Il y a deux boucles de correction l'une pour le couple et l'autre pour le flux. Les valeurs de références du couple et du flux sont comparées aux valeurs réelles correspondantes.

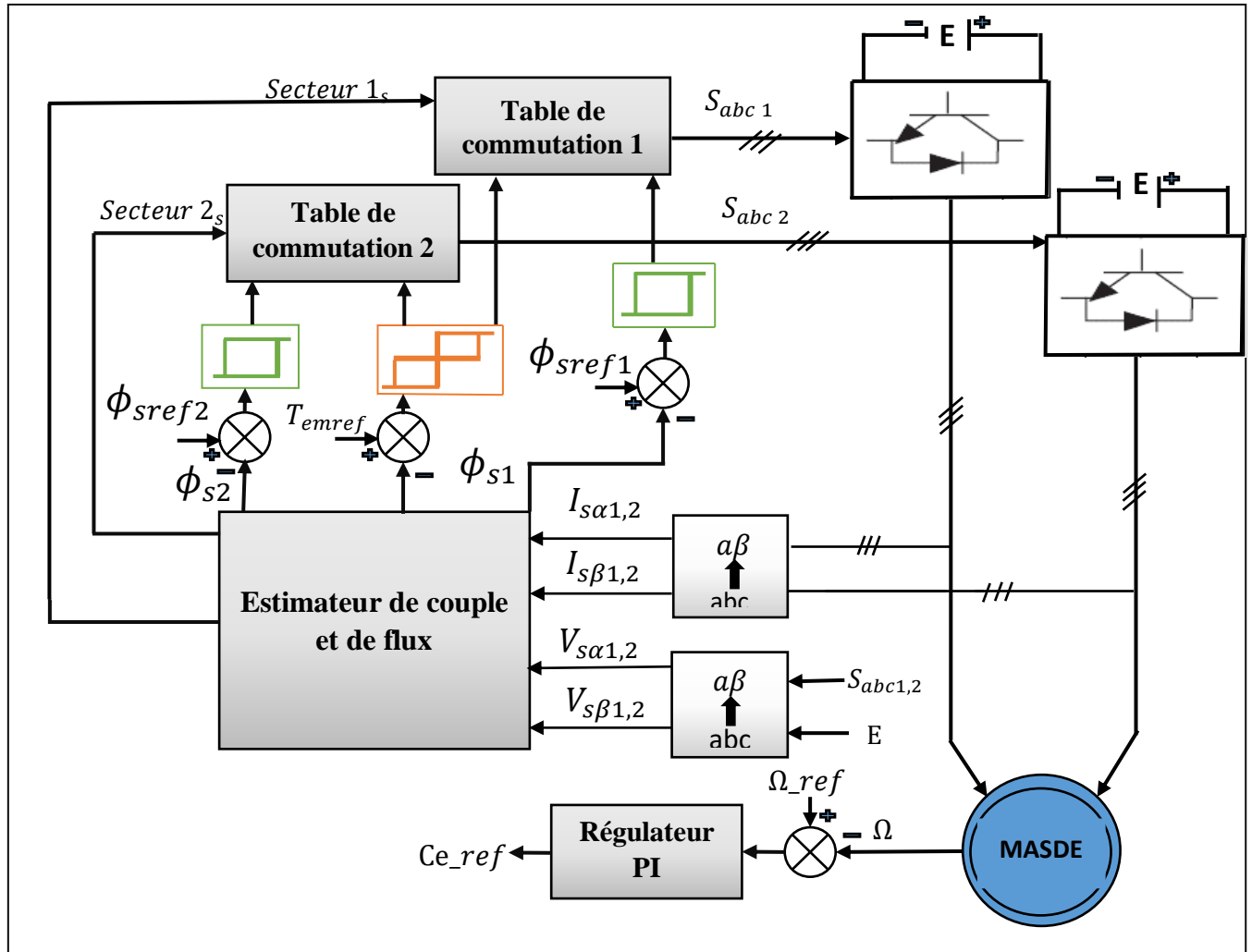


Figure 3.5 : Schéma global de la commande directe du couple de la MASDE.

3.8 Résultats de la simulation et interprétation

Dans le but d'évaluer les performances et de tester la robustesse de la commande directe du couple de la MASDE par simulation numérique sous l'environnement Matlab/Simulink nous avons simulées et introduit les différentes tests de robustesses suivantes :

3.8.1 Démarrage et stabilisation avec application de vitesse et charge variables :

La vitesse de référence est fixée sur 160 rad/s à $t = [0,3]$ s et 210rad/s à $t = 3$ s. Les figures (3.6-3.10) résument les résultats obtenus lorsqu'un changement du couple de charge $C_r = 10$ N.m est appliqué à $t = 5$ s.

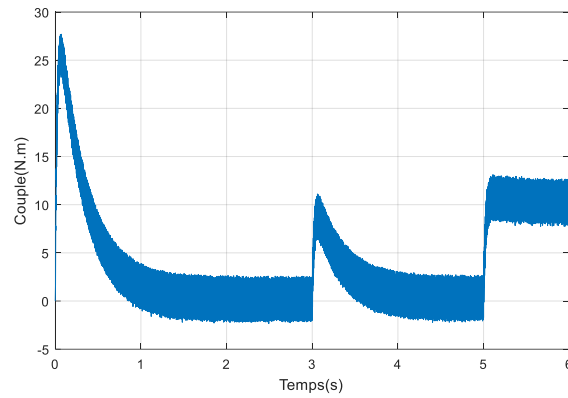


Figure3.6 : Allure du couple électromagnétique

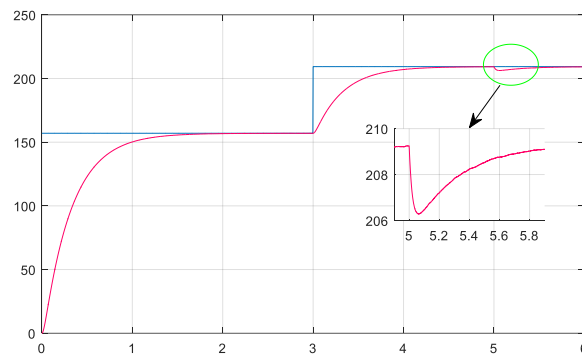


Figure 3.7 : Allures de la vitesse de rotor et celle de référence

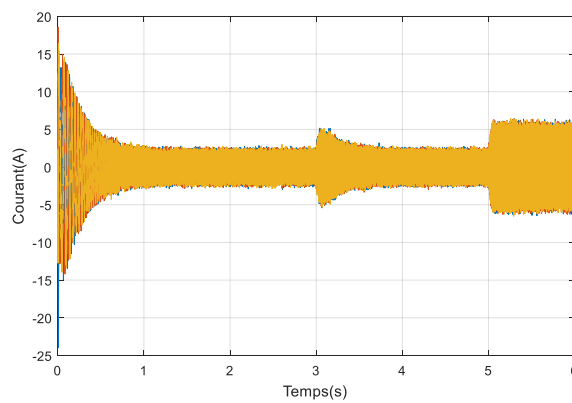


Figure3.8 : Allure de courant ($i_{s\text{-alpha}}$) et ($i_{s\text{-beta}}$) de stator 1

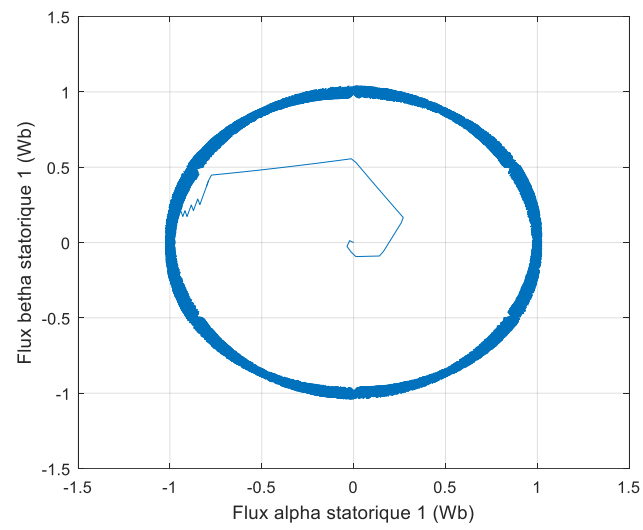


Figure 3.9 : Allure de flux statorique 1

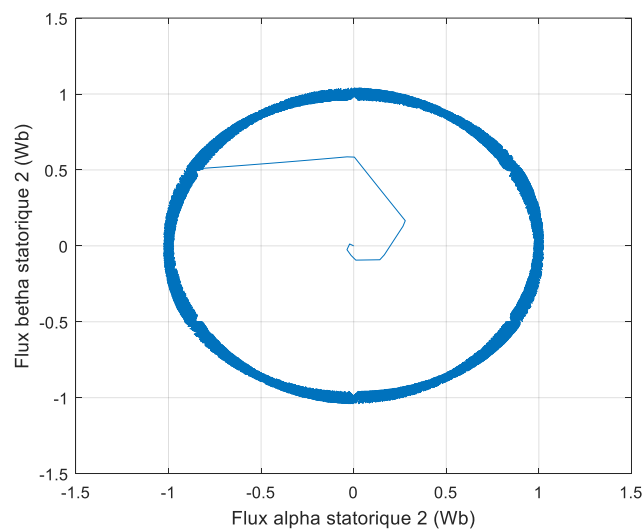


Figure 3.9 : Allure de flux statorique 2

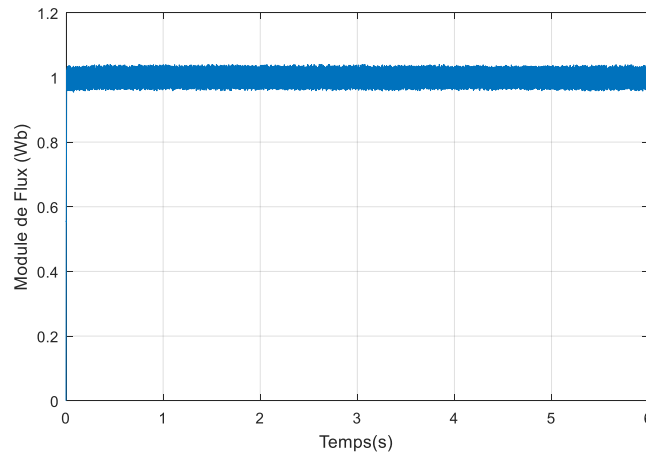


Figure 3.10 : Allure de module de flux statorique 1

3.8.2 Interprétation de résultats :

Les performances du contrôleur DTC sont évaluées. La vitesse de référence est fixée à 160 rad/s puis à 210 rad/s à $t=3s$. Les figures (3.6-3.10) représentent les résultats obtenus lorsqu'un changement du couple de charge $C_r = 10N.m$ est appliqué à $t = 5s$.

Les figures montrent les réponses de la vitesse et de couple, où l'on peut observer que l'allure de vitesse suite parfaitement et sans dépassement sa référence tout on observe une légère baisse de vitesse, bien que le contrôleur gère avec succès la perturbation, tandis que les flux statoriques 1 et 2 dans le plan $\alpha - \beta$ produisent une trajectoire circulaire en régime permanent avec un module de flux égale au flux de référence. La dynamique des composantes de flux statorique n'est pas affectée par l'application de ces consignes de charges, comme illustré dans les graphiques des figures (3.6-3.10), respectivement.

On peut remarquer des oscillations au niveau du couple et du flux. Ces oscillations sont dues à l'effet des correcteurs d'hystérésis. Quand le flux est hors de la bande d'hystérésis, la fréquence de l'onduleur change et le flux prend un chemin optimal vers la valeur désirée. Ces oscillations se traduisent par des bruits acoustiques accrus, en outre, la fréquence de commutation risque de dépasser les limites des organes utilisés, c'est l'inconvénient major de la DTC.

3.9 Conclusion

Ce chapitre consacré à une étude générale de la commande directe du couple d'un moteur asynchrone double étoile. Le modèle utilisé pour le contrôle et les principaux concepts de la stratégie DTC ont d'abord été introduits. La DTC utilise des contrôleurs d'hystérésis séparés pour le contrôle du flux statorique et du couple électromagnétique, et d'une table de commutation pour la sélection des vecteurs de tension. La régulation de la vitesse dans la boucle de contrôle externe a été effectuée à l'aide d'un contrôleur PI.

Les exigences de régulateur PI, de flux, et de couple sont éliminées, ce qui a permis d'améliorer les performances du système. En outre, la simplicité et la robustesse de la commande. L'algorithme de calcul ne dépend que de la variation de la résistance statorique, et par conséquent elle apporte une solution concrète aux problèmes de robustesse. Les résultats de simulation ont montré que la DTC_MASDE présente de très bonnes performances, que ce soit au niveau des grandeurs mécaniques ou électriques.

Conclusion générale

Le travail effectué propose une commande directe du couple d'une machine asynchrone double étoile, alimentée par deux onduleurs de tension par la conception des régulateurs modernes robuste et plus performant que les régulateurs classiques de type PI utilisé souvent pour la régulation de la vitesse. Pour parvenir à ces objectifs, une étude comparative a été réalisée à partir d'un régulateur conventionnel PI. Ce contrôleur est le cœur de notre travail, qui consiste à réguler la vitesse d'une machine asynchrone à double étoile MASDE, dont le but est d'améliorer les performances et la robustesse du DTC et de garantir l'indépendance et l'insensibilité du contrôle aux variations internes et externes.

On a donc commencé dans le premier chapitre par la présentation d'un état de l'art des machines multiphasées dans le but d'étudier la littérature concernant ces machines.

Le deuxième chapitre est commencé par l'élaboration d'un modèle mathématique de la machine asynchrone double étoile en vue de sa commande.

Pour d'obtenir un comportement d'entraînement plus robuste et plus performant évitant les inconvénients de la DFOC, le chapitre 03 est consacré à la commande directe du couple, cette stratégie est connue dans la littérature comme une alternative à la commande vectorielle, Elle est basée sur l'orientation du flux statorique, dont le flux et le couple sont estimés pour mettre en œuvre un contrôle direct des deux variables.

Contrairement au contrôle vectoriel, il n'y a pas de boucles de contrôle du courant, ce qui offre l'avantage d'avoir une structure de contrôle beaucoup plus simple. Dans la DTC le réglage de la vitesse est assuré généralement par un régulateur classique de type PI, dans notre travail est afin d'améliorer la dynamique et la robustesse de la commande, les résultats de simulation montrent une amélioration de la robustesse de la DTC vis-à-vis les variations paramétriques de la machine mais le problème reste au niveau des basses vitesses.

Bibliographie

- [1] D. Hadiouche « Contribution à l'Etude de la Machine Asynchrone Double Etoile: Modélisation, Alimentation et Structure ». Thèse de doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy-1. 2001
- [2] E. Merabet «Amélioration des Performances de Régulation d'une Machine Asynchrone Double Etoile par les Techniques de l'Intelligence Artificielle». Thèse de doctorat, Université de Batna. 2012
- [3] F. Berrabah «Commande Sans Capteur De La Machine Asynchrone». Thèse de doctorat, Université de Badji Mokhtar ANNABA. 2016
- [4] E. Levi, "Multiphase electric machines for variable-speed applications", IEEE Trans. on Industrial Electronics, vol. 55, May 2008, pp. 1893-1909.
- [5] N. Moubayed « Alimentation par Onduleur de Tension des Machines Multi-Etoiles». Thèse de Doctorat de l'INP de Lorraine. 1999
- [6] K. S. Khan «Comparative Analysis of Multiphase Machines». Chalmers University of Technology, Goteborg, Sweden. 2008
- [7] V. Pant, G. K. Singh and S. N. Singh «Modeling of a Multi-Phase Induction Machine Under Fault Condition». IEEE 1999 International Conference on Power Electronics and Drive Systems, PEDS'99. PP. 92-97, Hong Kong. 1999
- [8] A. A. Kadaba « Design and Modeling of a Reversible 3-Phase to 6-Phase Induction Motor for Improved Survivability Under Faulty Conditions ». Thesis Of Marquette University, Milwaukee, Wisconsin. 2008
- [9] Takahashi and T. Noguchi «A New Quick-Response and High Efficiency Control Strategy of an Induction Machine». IEEE Trans. Industry Application, Vol (22), PP. 820- 827. 1986
- [10] H. Amimeur «Contribution Au Contrôle De La Machine Asynchrone Double Etoile». Thèse de doctorat, Université de Batna. 2012
- [11] K. Idjdarene «Contribution à l'Etude et la Commande de Génératrices Asynchrones à Cage Dédiées à des Centrales Electriques Eoliennes Autonomes», Thèse de Doctorat, Université de Lille1. 2010

-
- [12] L. Benalia « Commande en Tension des Moteurs à Induction Double Alimentés ». Thèse de doctorat, Université de Batna. 2010
- [13] T.F. Barton «The Doubly Winding Generator». General Electric Review, PP.302-308. 1929
- [14] E. A. Klingshirn «High Phase Order Induction Motors (Part I) Description and Theoretical Consideration». IEEE Transaction On Power Apparatus and Systems, Vol. PAS-102, Iss.1, PP. 47-53. 1983
- [15] G. K. Singh «Multi-Phase Induction Machine Drive Research-a Survey». Electric Power System Research. Vol (61), PP. 139-147. 2002
- [16] Kercha Safia et Goubi Wissam « Etude et modélisation des machines électriques double étoile» Thème Master académique. Université kasdi merbah ouargla 27/06/2013.
- [17] Sofiane Benrabiam, et Azzedine Bendib. « Simulation numérique d'un moteur asynchrone double étoile commande par onduleur multiniveaux». Thème d'ingénieur. Université mohamed boudiaf de Msila. 28/juin/2005.
- [18] F. Barrero, M.R. Arahal, R. Gregor, S. Toral and M.J. Duran, «One-Step Modulation Predictive Current Control Method for the Asymmetrical Dual Three-Phase Induction Machine,» IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 56, no. 6, pp. 1974-1983, June 2009.
- [19] X. Kestelyn, «Modélisation vectorielle multimachines pour la commande des ensembles convertisseurs-machines polyphasés,» PhD Thesis, Université Lille 1 - Sciences et Technologies, December 2003
- [20] S.N. Vukosavic a, M. Jones a, E. Levia,*, J. Vargab, « Rotor flux oriented control of a symmetrical six-phase induction machine », Electric Power Systems Research, pp 142-152, 2005.
- [21] R.Abdessamed, M.kadjoudj, «Modélisation des machines électriques»,Presses de l'Université de Batna, Algérie, 1997.
- [22] S. Belkacem «Contribution a La Commande Directe du Couple de la Machine a Induction». Thèse De Doctorat. Université De Batna. 2011

-
- [23] C. Carloss de Wit « Modélisation, Contrôle Vectoriel et DTC ». Edition Hermes Sciences Europe. 2000
- [24] F. Berrabah «Commande Sans Capteur de la Machine Asynchrone». Thèse de doctorat, Université de Badji Mokhtar ANNABA. 2016
- [25] A. Ameer «Commande Sans Capteur de Vitesse par DTC d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents Dotée d'un Observateur d'ordre Complet à Modes Glissants», Thèse De Magister, Université De Batna. 2005
- [26] Ana M. Llor «Control Directo de par a Frecuencia de Modulacion Constante de Motores Sincronos de Imanes Permanentes». Thèse de doctorat, Departamento de Ingeniería Eléctrica Universidad Carlos III de Madrid. 2003
- [27] A. Ammar «Improvement of Direct Torque Control Performances for Asynchronous Machine Using Non-Linear Techniques». Thèse de doctorat, Université Mohamed Khider – Biskra. 2017
- [28] S. B. Ozturk «Direct Torque Control of Permanent Magnet Synchronous Motors With NonSinusoidal Back-Emf». Thèse de doctorat en philosophie. Bureau des études supérieures du Texas A&M University. 2008
- [29] M. Bouziane « Application des Techniques Intelligentes à la Commande d'une Machine Asynchrone Double Etoile Associée à un Convertisseur Matriciel ». Thèse de Doctorat en Sciences, Université Djillali Liabes de Sidi-Bel-Abbes. 2014
- [30] E. Benyoussef «Commande Directe du Couple Floue et Neuronale d'un Moteur Synchrone à Double Etoile Sans Capteur Mécanique Alimenté par des Onduleurs Multiniveaux». Thèse de Doctorat, Université Djillali Liabes De Sidi-Bel-Abbes. 2015
- [31] A. Benzaïoua « Contribution à la Commande Directe de Couple d'une Machine Asynchrone Triphasée » Thèse de Doctorat, Université du Québec à Chicoutimi. 2014
- [32] B. Mokhtari «DTC Intelligente Appliquée à La Commande de la Machine Asynchrone». Thèse de Doctorat. Université de Batna. 2014
- [33] M. F. Rahman, L. Zhong, and M E. Haque «Voltage Switching Tables for DTC Controlled Interior Permanent Magnet Motor». Journal of Electrical and Electronics Engineering, Special Issue on Power Engineering, Vol(20),Iss 1, PP. 1-7, Australia. 2000
-

- [34] Y. A. Chapuis «Commande Directe du Couple d'une Machine Asynchrone par le Contrôle Direct de son Flux Statorique ». Thèse de Doctorat de l'INP de Grenoble, France. 1996
- [35] M. Kadjoudj, C. Ghennai, C. Bouchareb and N. Golea «Variable Band Hysteresis Controller for Direct Torque Control of PMSM Drive». In Proceedings of MS'02 Conference, Girona, Spain. 2002
- [36] C. Carlos «Modélisation Contrôle Vectoriel et DTC, Commande des Moteurs Asynchrone 1». Edition Hermes Science Europe. 2000
- [37] J. Zhang «Direct Torque Controlled Induction Machines for Integrated Starter/Alternator System». Thèse de doctorat en philosophie, School of Electrical Engineering and Telecommunications, University of New South Wales. 2006

ANNEXE

A.1 Paramètres de la MASDE

<i>Résistance de l'enroulement statorique</i>	$R_{s1}=R_{s2}$	3.72 Ω
<i>Résistance de l'enroulement rotorique</i>	R_r	2.12 Ω
<i>Inductances de fuite statoriques</i>	$L_{s1}=L_{s2}$	0.022 H
<i>Inductances de fuite rotorique</i>	L_r	0.006 H
<i>Inductance Mutuelle</i>	L_m	0.3672 H
<i>Moment d'inertie</i>	J	0.0625 Kg.m ²
<i>Coefficient de frottement</i>	f_r	0.001
<i>Nombre de pair de pôles</i>	P	1
<i>Fréquence nominal</i>	f_s	50 Hz
<i>Puissance nominal</i>	P_n	4.5 KW
<i>Tension nominal</i>	U_n	220 V

A.2 Calcul d'un régulateur PI avec compensation

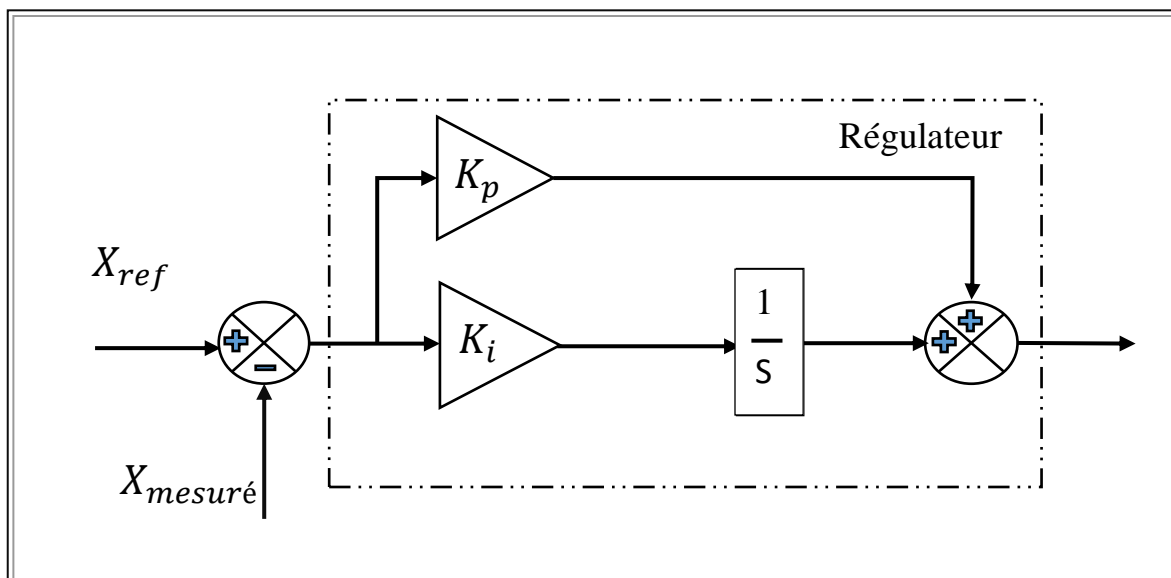


Figure : Schéma bloc du correcteur PI avec compensation de la constante de temps.

La forme du correcteur est la suivante :

$$C(s) = K_p + \frac{K_i}{s}$$

Avec :

K_p : Gain proportionnel du correcteur.

K_i : Gain intégral du correcteur.

Pour une fonction de transfert d'un processus associée à ce correcteur :

$$H(s) = \frac{K}{1 + \tau \cdot s}$$