

MINISTÈRE DE L'ENSEIGNEMENT SUPÉRIEUR ET DE LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE
UNIVERSITÉ MOHAMED BOUDIAF - M'SILA
FACULTÉ DE TECHNOLOGIE
DÉPARTEMENT DE GENIE ÉLECTRIQUE



Mémoire de fin d'études en vue de l'obtention du diplôme de
MASTER

Spécialité : **ELECTROMECHANIQUE**

Présenté par :

Lakhdar REBAII

Aissa MEKIDECHE

**Commande directe du couple de la machine
synchrone double étoile MSDE**

Mr: BENDAÏKHA Abdelmalik Université Mohamed Boudiaf - M'sila **Président**

Mr: Miloud BAHIDDINE Université Mohamed Boudiaf - M'sila **Rapporteur**

Mr: BOUZIDI Raid Université Mohamed Boudiaf - M'sila **Examineur**

ANNEE UNIVERSITAIRE: 2018/2019

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

Remerciement

Nous disons merci

Au Dieu le tout puissant le très Miséricordieux, qui nous a
donné

La force de faire ce Modeste travail

Merci pour nos aimables familles.

Nous tenons, tout d'abord à adresser nos plus profonds et

Sincères remerciement A notre Encadreur Mr

« *B.Miloud* » pour son encadrement, sa patience

Et son aide jusqu'à l'achèvement de ce travail.

Merci pour les membres de jury

Merci pour tous ce qui nous ont tendus la main d'aide.

Un Remerciement spécial au département gène électrique

Particulièrement les étudiants de la 2ème

Année Master électromécanique.

Nous remercions vivement toutes les personnes qui ont

Contribué

De près ou de loin, à la réalisation de ce travail.

Dédicace

A mes parents qui m'ont élevé entre chaleur et tendresse ;

A tous mes chères soeurs et mes chères frères;

A tout ma famille ;

A tous mes amis;

A mon binôme Rebaïi Lakhdar

Spécialement à **Mr B. Miloud.**

Pour tous ce qui ont fait pour que je puisse les honorer;

A toute la promotion 2018-2019 du département de génie
électrique ;

Je dédie ce modeste travail.

Mekideche aissa

Dédicace

A mes parents qui m'ont élevé entre chaleur et tendresse ;

A tous mes chères frères;

A tout ma famille ;

A tous mes amis;

A mon binôme *Mekideche aissa*

Spécialement à *Mr B. Miloud.*

Pour tous ce qui ont fait pour que je puisse les honorer;

A toute la promotion 2018-2019 du département de génie
électrique ;

Je dédie ce modeste travail.

Rebaii Lakhdar

Table des matières

Table des matières	i
Liste des Figures	v
Liste des Tableaux	vii
Glossaire	viii
Nomenclature	ix
Introduction générale	2

Chapitre I. Modélisation et simulation de la machine synchrone double étoile triphasée

I.1 Introduction	5
I.2. Description de la machine synchrone à aimant permanent double étoile triphasée MSAPDE	5
I.3. Principe de fonctionnement de la MSAPDE	6
I.4. Les avantages et les inconvénients des MSAPDE	7
I.4.1. Les avantages	7
I.4.2. Les inconvénients	8
I.5. Domaines d'application	8
I.6. Modélisation de la machine synchrone à aimants permanent double étoile (multi phase) .	8
I.6.1. Hypothèses simplificatrices	8
I.6.2. Modèle de la MSAPDE dans le repère (ABC)	8
I.6.2.1 Équation électrique	10
I.6.2.2 Équation magnétique	10
I.6.2.3 Équation mécanique	10
I.6.3. Transformation triphasé- biphasé	11
I.6.3.1 Transformation de PARK	11
I.6.3.2 Transformation de Concordia	12
I.6.4. Choix du référentiel	14
I.6.4.1 lié au stator (fixe comme le stator)	14
I.6.4.2 lié au rotor (référentiel immobile par rapport au rotor)	14
I.6.4.3 lié au champ tournant (référentiel immobile par rapport au champ tournant)	14

I.6.5. Modèle de la MSAPDE dans le repère (d, q)	14
I.6.5.1 Equation des flux au système biphasé (d, q).....	15
I.6.5.2 Équation des tensions dans le système biphasé (d, q).....	15
I.6.5.3 Equation Couple électromagnétique dans le système biphasé (d, q).....	15
I.6.5.4 La Forme Matricielle	15
I.6.5.5 Equations d'état de la MSAPDE.....	16
I.6.6. Schéma équivalent de la MSAPDE dans le repère PARK(d, q)	16
I.6.3 Présentation de travail :	17
I.7. Résultats de simulation	18
I.7.1. Test en vide :	18
I.7.2. Test en charge :.....	20
I.7.3. Interprétation des résultats de simulation.....	21
I.8. Conclusion.....	22

Chapitre II. Modélisation de l'alimentation de la machine synchrone double étoile

II.1.Introduction.....	24
II.2. Modélisation de l'onduleur	24
II.2.1. Cas onduleur de tension à deux niveaux	25
II.2.1.1 Présentation de l'onduleur	25
II.2.1.2 Modélisation vectorielle de l'onduleur.....	26
II.2.2. Etats de l'onduleur	27
II.3. Fonctionnement et séquences d'un onduleur de tension triphasé	29
II.4. Projection les vecteurs de tension Vs dans le plan de tension (α - β).....	30
II.5. Association de l'onduleur de tension à deux niveaux à la MSAPDE.....	31
II.6. Choix des modes de commutation.....	32
II.7. Projection des vecteurs de tension des deux onduleurs dans plan de tension (α - β)	34
II.8. Association convertisseur –MSAPDE.....	34
II.8.1 Résultats de simulation	35
II.8.2 Interprétation des résultats de simulation.....	36
II.9. Conclusion	37

Chapitre III. Commande directe du couple de la machine synchrone double étoile

III.1. Introduction	39
III.2. Principes généraux de La commande directe du couple	40
III.3. Stratégie de commande directe de couple et de flux	41
III.4. Contrôle de flux et de couple	41
III.4.1 Contrôle du flux statorique	41
III.4.2 Contrôle du couple électromagnétique	43
III.5. Sélection du vecteur tension	43
III.6 Les estimateurs	45
III.6.1. Estimation du flux statorique	45
III.6.2. Estimation du couple électromagnétique	46
III.7. Elaboration des contrôleurs	46
III.7.1. Contrôleur de flux à deux niveaux.....	46
III.7.2. Contrôleur du couple	48
III . 7.2.1. Contrôleur de couple à deux niveaux:.....	48
III . 7.2.2. Contrôleur de couple à trois niveaux:	48
III.8. Elaboration des tables de commutation.....	49
III.8.1. Elaboration de la table de commutation avec séquences nulles	49
III.8.2. Table de commande du flux	50
III.8.3. Table de commande du couple	50
III.8.4. Tables des commutations avec les vecteurs tensions actives et nulles.....	51
III.8.4.1 Table de commutation avec les vecteurs tensions actifs	51
III.8.4.2 Table de commutation avec les vecteurs tensions nulles	52
III.9. contrôle direct du couple avec douze secteurs	52
III.9.1 La DTC classique :	53
III.9.2 La DTC modifiée :.....	53
III.10. Structure générale du contrôle direct du couple	57
III.11. Réglage de vitesse de la MSAPDE	57
III.12. Schéma de simulation de la DTC appliquée au MSAPDE.....	59
III.13. Résultats de simulation:.....	60
III.13.1 Test de robustesse vis-à-vis aux variations non paramétriques	60
III.13.2 Test de robustesse vis-à-vis aux variations paramétriques	65

III.14. Conclusion.....	70
Conclusion générale	72
Références bibliographiques	75
Annexe A.....	A-1

Chapitre I. Modélisation et simulation de la machine synchrone double étoile triphasée

Figure I.1 : Différents types de rotors d'une MSAPDE.....	6
Figure I.2 : Représentation des enroulements statoriques de la machine synchrone à double stator (étoile).....	7
Figure I.3 : représentation schématique du modèle de la MSAPDE.....	9
Figure I.4 : Différents couples qui agissent sur le rotor.....	11
Figure I.5 : Représentation de la MSAPDE dans le repère ($\alpha 1 - \beta 1$) et ($\alpha 2 - \beta 2$).....	13
Figure. I.6 : Représentation de la MSAPDE dans le repère ($\alpha 1 - \beta 1$).....	13
Figure I.7 : La représentation schématique de la machine dans le repère (d, q).....	14
Figure I.8 : schéma block de MSAPDE.....	16
Figure I.9 : Détail du schéma Simulink de la MSAPDE.....	17
Figure. I.10 : Performances de la conduite de la machine synchrone triphasée à aimants permanent double étoile lors d'un démarrage à vide.....	19
Figure I.11: Performances de la conduite de la machine synchrone triphasée à aimants permanent double étoile lors d'une application d'un couple résistant $C_r=14N.m$ $t=2s$	21

Chapitre II. Modélisation de l'alimentation de la machine synchrone double étoile

Figure II.1: Onduleur Triphasé à Deux Niveaux.	25
Figure II.2 : Etat des interrupteurs pour chaque vecteur de tension	28
Figure II.3 : Représentation vectorielle du vecteur de tension de l'onduleur	30
Figure II.4: association l'onduleur deux niveaux à la MSDE.....	31
Figure II.5 : Représentation vectorielle du vecteur de sortie V_s des deux onduleurs	34
Figure II.6 : Représentation convertisseur machine	35
Figure II.7: Performances de la conduite de la machine synchrone triphasée à aimants permanent double étoile avec convertisseur lors d'une application($C_r=14N.m$ $t=2s$).....	36

Chapitre III. Commande directe du couple de la machine synchrone double étoile

Figure III.1: Application d'un vecteur tension statorique qui permet de diminuer le module du flux statorique	42
Figure III.2 : Application d'un vecteur tension statorique qui permet d'augmenter le module du flux statorique	42
Figure III.3 : Choix du vecteur tension.....	44
Figure III.4 : Contrôle à hystérésis à deux niveaux.	46

Figure III.5 : Correcteur de flux à hystérésis et sélection des vecteurs tensions	47
Figure III.6 : Contrôleur à hystérésis à deux niveaux.	48
Figure III.7 : Correcteur à hystérésis à trois niveaux.....	49
Figure III.8 : découpage du plan de phase et sélection du vecteur de la DTC	54
Figure III.9 : Correcteur de flux à hystérésis et sélection des vecteurs tensions.	55
Figure III.10 : Schéma de la structure générale du contrôle directe du couple	57
Figure III.11 : Régulation de la vitesse.....	58
Figure III.12 : Schéma fonctionnel de régulation de la vitesse.	59
Figure III.13 : Schéma de simulation de la DTC appliquée au MSAPDE	59
Figure III.14 : Résultat de simulation de la MSAPDE commandée par DTC (En charge $C_r = 8\text{N.m}$, $\omega_r = 100 \text{ rad/s}$).....	62
Figure III.15 : Résultat de simulation de la MSAPDE commandée par DTC avec inversion de sens de rotation	64
Figure III.16 : Résultat de simulation de la MSAPDE commandée par DTC avec variation des inductances L_d et L_q	67
Figure III.17 : Résultat de simulation de la MSAPDE commandée par DTC avec variation de résistance R_s	69

Chapitre II. Modélisation de l'alimentation de la machine synchrone double étoile

Tableau II.1 : Table de vérité d'un onduleur triphasé.....	30
Table II.2 : Table de vérité pour les deux vecteurs V_s des deux onduleurs.....	33

Chapitre III. Commande directe du couple de la machine synchrone double étoile

Tableau III.1 : Tables de commutation.....	50
Tableau III.2 : Table de commande du flux.....	50
Tableau III.3 : Table de commande du couple.....	51
Tableau III.4: Table de contrôle du flux et du couple avec les vecteurs de tension actif.....	51
Tableau III.5: Table de contrôle du flux et du couple avec les vecteurs de tensions nuls.....	52
Tableau III.6: Table de contrôle du flux et du couple avec les vecteurs de tensions nuls.....	55
Tableau III.7 : Stratégie de contrôle avec comparateur à hystérésis à deux niveaux.....	56
Tableau III.8 : Stratégie de contrôle avec comparateur à hystérésis à trois niveaux.....	56

Glossaire

MSAPDE	machine synchrone à aimants permanent double étoile
DTC	Direct Torque Control.
MLI	Modulation de Largeur d'Impulsion
PWM	Pulse Width Modulation,
PI	Proportionnel Intégral
NPC	Neutral Point Clamped.

Nomenclature

R_{s1}	Résistance statorique par phase de stator 1	Ω
R_{s2}	Résistance statorique par phase de stator 2	Ω
L_d	Inductance suivant l'axe d	H
L_q	Inductance suivant l'axe q	H
I_{d1}	Le courant statorique de l'axe d	A
I_{q1}	Le courant statorique de l'axe q	A
I_{d2}	Le courant statorique de l'axe d	A
I_{q2}	Le courant statorique de l'axe q	A
V_{d1}	La tension statorique de l'axe d	V
V_{q1}	La tension statorique de l'axe d	V
V_{d2}	La tension statorique de l'axe d	V
V_{q2}	La tension statorique de l'axe d	V
φ_r	Flux rotorique (constant)	Wb
P	Nombre de paires de pôles	-
J	Moment d'inertie du rotor	Kg.m ²
Cr	Couple de charge	N.m
C_e	Couple électromagnétique	N.m
C_f	Couple de frottement.	N.m
Ω	Vitesse de rotation rotorique de la machine	rad/s
P	Transformation de Park	-
$[P_{S1}(\theta)]$	Matrice de transformation de Park (stator 1)	-
$[P_{S2}(\theta)]$	Matrice de transformation de Park (stator 2)	-
$[P_{S1}(\theta)]^{-1}$	Matrice de transformation inverse de Park (stator 1)	-
$[P_{S2}(\theta)]^{-1}$	Matrice de transformation inverse de Park (stator 2)	-
D	Transformation de Concordia	-
$[D_{33}]$	Matrice de transformation de Concordia	-
$[D_{33}]^{-1}$	Matrice de transformation inverse de Concordia	-
$V_a V_b V_c$	Tension statorique de la phase a ,b et c.	V
V_s	Tension statorique.	V
$i_a i_b i_c$	courant statorique de la phase a ,b et c.	A

i_s	Courant statorique.	A
L_{d1}	Inductance statorique de l'axe d (stator 1)	H
L_{q1}	Inductance statorique de l'axe q (stator 1)	H
L_{d2}	Inductance statorique de l'axe d (stator 2)	H
L_{q2}	Inductance statorique de l'axe q (stator 2)	H
$\varphi_a \varphi_b \varphi_c$	Flux statorique de la phase a ,b et c.	Wb
φ_s	Flux statorique.	Wb
F	coefficient de frottement visqueux	-
a , b, c	Axes liés aux enroulements triphasés.	-
$d q$	Axes correspondants au référentiels fixe par rapport au champ tournant.	-
$\alpha \beta$	Axes correspondants au référentiels fixe par rapport au stator.	-
θ	Angle électrique entre la phase 1 a et la position du rotor.	rad
γ	Angle électrique entre les deux étoiles.	rad
α	Angle électrique entre les phases d'un stator	rad

A decorative border with a repeating blue zigzag pattern surrounds the entire page content.

Introduction générale

Introduction générale

Les machines électriques triphasées sont de loin les mieux connues et restent les plus utilisées. Néanmoins, le nombre réduit de phases peut être un handicap dans des domaines particuliers d'applications. Ainsi, des problèmes apparaissent tant au niveau de l'onduleur que de la machine lorsqu'on désire augmenter la puissance transmise. Les interrupteurs doivent en effet alors commuter des tensions et des courants d'amplitudes plus élevées, générant lors des commutations, des perturbations électromagnétiques [28] [22].

Les machines multiphasées alimentées par onduleur de tension ont fait l'objet de plusieurs travaux de recherche [19] [28], le nombre de phases étant alors une donnée et non un élément de choix. Il est souvent nécessaire de segmenter la puissance. Pour cela, on peut agir au niveau du convertisseur, grâce à des techniques multiniveaux ou à la mise en parallèle de convertisseurs. Une autre solution consiste à appliquer la segmentation au niveau de l'ensemble convertisseur-machine, en utilisant des machines multiphasées (machines dont le nombre de phases est supérieur à trois) [28] [29] [30]. L'apparition de composants semi-conducteurs de type GTO, commandable aussi bien à l'amorçage qu'au blocage, a permis l'alimentation de machines électriques de forte puissance à l'aide d'onduleurs de tension. Cependant, la fréquence de commutation de ce type de composant est fortement réduite. Cette fréquence de commutation ne permet donc pas d'imposer correctement les formes des courants dans les enroulements des machines électriques, entraînant ainsi d'importantes ondulations de couple.

Les machines polyphasées offrent une alternative intéressante à la réduction des contraintes appliquées aux interrupteurs comme aux bobinages. En effet, un nombre élevé de phases permet une segmentation de puissance qui répartit les contraintes sur plusieurs composants. Cela permet, entre autre, d'utiliser des composants de puissance fonctionnant avec une fréquence de commutation élevée, et ainsi, de réduire le taux harmonique, notamment celui du couple. Enfin, ces machines autorisent des modes de marches dégradées lors d'une mise en défaut d'un bobinage ou d'un composant de puissance.

La plus connue des machines polyphasées est sans doute la machine hexaphasée double stator dont les deux étoiles statoriques sont déphasées électriquement de 30° . Une telle machine a l'avantage, outre la segmentation de puissance et la redondance intéressante qu'elle introduit,

de réduire de manière significative les ondulations du couple électromagnétique et les pertes rotoriques [19].

Dans la conception des systèmes automatiques, on cherche toujours à améliorer les performances dynamiques. Ainsi les algorithmes de commande classique peuvent s'avérer suffisants si les exigences sur la précision et les performances des systèmes ne sont pas trop strictes. Dans le cas contraire et particulièrement lorsque la partie commandée est soumise à des fortes non-linéarités et à des variations temporelles, il faut concevoir des algorithmes de commande assurant la robustesse du processus vis-à-vis des incertitudes sur les paramètres et leurs variations.

Notre objectif est d'étudier et de modéliser la machine synchrone double étoile afin de lui appliquer la technique de commande robuste particulièrement la commande directe du couple DTC d'une part, et d'autre part de voir les performances de la machine en régime. Dans ce contexte, ce mémoire est scindé en trois chapitres :

Dans le premier chapitre sont citées quelques généralités sur les machines synchrones (les caractéristiques, l'utilisation, les avantages et les inconvénients).

Le deuxième chapitre sera consacré à l'étude de la modélisation de la machine synchrone à double étoile. Après une mise en équation classique, nous développerons dans un premier temps le modèle classique de la machine synchrone à double étoile, ensuite un modèle dans le plan de Concordia pour l'étude des régimes dynamiques et pour la simulation numérique. Enfin une nouvelle matrice de transformation, basée sur un choix judicieux du repère de Park permet d'obtenir un modèle de la machine synchrone à double étoile similaire à celui de la machine synchrone classique.

Le chapitre trois sera consacré à l'étude de la commande directe du couple DTC, appliquée à la machine synchrone double étoile. Après une étude théorique sur l'exploitation de cette technique de commande dans le contrôle de la machine synchrone à double étoile; Nous allons développer les étapes de dimensionnement de la commande puis nous allons simuler le fonctionnement du système régler ce qui nous permettra d'évaluer ses performances et de tester sa robustesse. Finalement, une conclusion générale synthétisera les points les plus marquants de ce mémoire.

CHAPITRE I :

Modélisation de la machine synchrone double
étoile triphasée

Chapitre I : Modélisation de la machine synchrone double étoile triphasée

I.1 Introduction

Les machines triphasées à courant alternatif dominant très largement le domaine industriel, mais depuis longtemps déjà on s'intéresse aux machines ayant un nombre de phase supérieur à trois appelées machines multiphasées. Elles peuvent être classées en deux types, le premier type où les machines ont un nombre impair de phases reliés à un seul neutre, décalée d'un angle régulier entre phases adjacentes (penta phases, 7-phases...), les machines poly étoile représentent le deuxième type.[1]

Dans ce chapitre, nous allons étudier la machine synchrone à aimant permanent double étoile, qui n'est pas un système simple car de nombreux phénomènes compliqués interviennent dans son fonctionnement. Cependant, nous allons négliger ces phénomènes, d'une part à cause de sa complexité de leur formulation mathématique, d'autre part leur incidence sur le comportement pour la machine sont considérées comme négligeable dans certaine condition. Ceci nous permette d'obtenir des équations simples, qui traduisent fidèlement le fonctionnement de la machine.

I.2. Description de la machine synchrone à aimant permanent double étoile triphasée MSAPDE

- **Le stator** ou l'induit : est une partie fixe où se trouvent les enroulements liés à la source. Il constitué d'un certain nombre de bobines réparties dans des encoches qui constituent six bobinages décalés de 30° électriques dans l'espace. Elles sont destinées à créer un champ magnétique tournant lorsqu'on les alimente par un système triphasé équilibré de tensions.
- **Le rotor** ou l'inducteur : il est constitué d'un aimant permanent. Dans ce type de rotor, l'enroulement est remplacé par des aimants, ce qui a pour conséquence, l'élimination des balais et des bagues des aimants; C'est-à-dire que l'aimantation est naturelle (matériaux diamagnétiques qui composent la roue polaire).

Le rotor possède différentes configurations, La figure **I.1** montre trois cas :

Une configuration du rotor à pôles saillants possédant des pièces polaires servant à la concentration du flux est montrée à la figure **I.1.a**. Les aimants permanents sont magnétisés dans le sens radial. Une autre possibilité consiste à disposer les aimants permanents radialement (aimants noyés dans le rotor), Les aimants sont magnétisés tangentiellement comme le montre la figure **I.1.b**. Enfin la figure **I.1.c** représente le cas où les aimants permanents sont distribués uniformément sur la surface cylindrique du rotor. L'aimantation des aimants est radiale. A cause de l'isotropie existante dans ce cas de machine, l'inductance L_d sur l'axe direct est égale à l'inductance L_q sur l'axe en quadrature. Par contre, elles sont différentes dans les autres cas. [8]

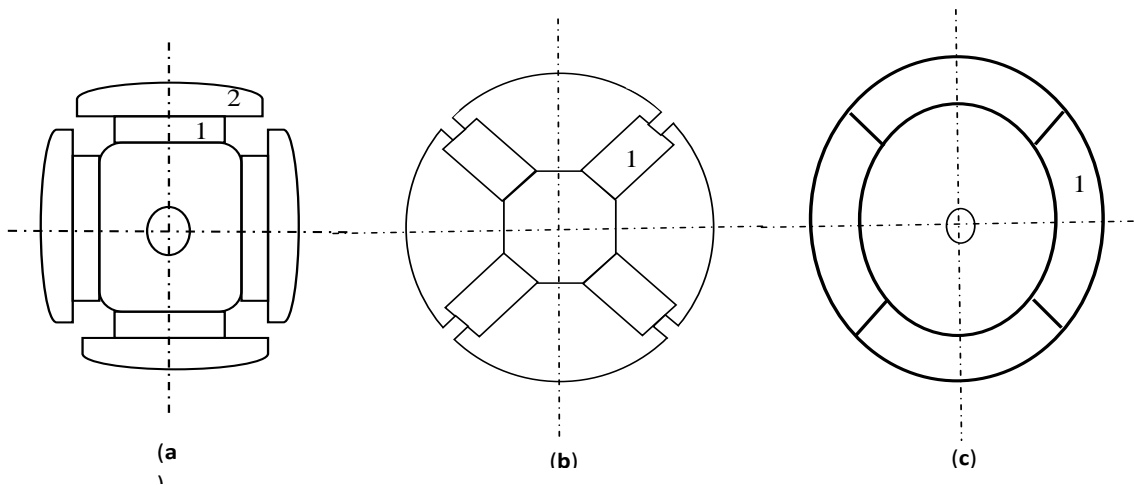


Figure I.1 : Différents types de rotors d'une MSAPDE.[8]

- (a) aimants permanents (1) et pièce polaire saillante (2).
- (b) aimants permanents (1) noyés.
- (c) aimants permanents (1) distribués sur la surface du rotor.

I.3. Principe de fonctionnement de la MSAPDE

Le principe du moteur synchrone repose sur l'interaction entre un champ magnétique tournant généré par des courants circulant dans les circuits statoriques, et un champ associé à un aimant du rotor.[2]

Les courants statoriques 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 γ).

La fréquence de rotation de ce champ est imposée par la fréquence des courants statoriques (f) 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 W_s . La machine étudiée est une machine synchrone à aimant permanent double étoile formée d'un stator constitué de deux bobinages triphasés montés en étoile et décalés entre eux d'un angle électrique ($\gamma = \pi/6$), et un aimant permanent décalé par rapport à l'axe de la phase statoriques de référence d'un angle δ mesurant la position du rotor.

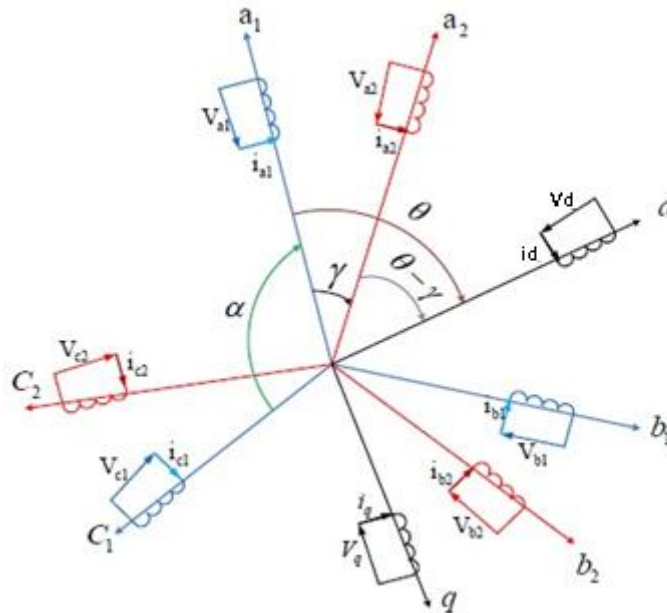


Figure I.2 : Représentation des enroulements statoriques de la machine synchrone à double stator (étoile).

a_1, b_1, c_1 : Phases du premier stator, a_2, b_2, c_2 : Phases du second stator.

θ : Angle électrique entre la phase 1 a et la position du rotor.

γ : Angle électrique entre les deux étoiles.

α : Angle électrique entre les phases d'un stator

I.4. Les avantages et les inconvénients des MSAPDE [5]

I.4.1. Les avantages

Lors de construction des machines synchrones à aimants permanents double étoiles l'utilisation des aimants permanents à la place des bobinages d'excitation offrent beaucoup d'avantage :

- ❖ Suppression de l'alimentation du rotor (absence du contact bagues balais).
- ❖ Moins des pertes de cuivre, les pertes viennent surtout du stator.
- ❖ Facteur de puissance et rendement du moteur est améliorées.
- ❖ Une meilleure performance dynamique.

- ❖ Construction et maintenance plus simple.
- ❖ Pas d'échauffement au rotor, et absence des pertes joules.

I.4.2. Les inconvénients

- ❖ Prix des aimants le rend plus cher
- ❖ .La présence de pulsation de couple
- ❖ Risque de désaimantation, ce qui limite l'utilisation par les des contraintes. comme la température max, courant max....etc.
- ❖ Pertes par courant de Foucault dans les aimants.

I.5. Domaines d'application

Le moteur synchrone à aimants permanents double étoile est utilisé dans une large gamme de puissance, allant des centaines des watts (servomoteur) à plusieurs méga watts (système de propulsion des navires) , C'est ainsi que le moteur synchrone peut être très utile dans de nombreuses applications, comme [9] :

- ❖ les équipements domestiques (machine à laver le linge),
- ❖ les automobiles,
- ❖ les équipements de technologie de l'information (DVD drives),
- ❖ les outils électriques, jouets, système de vision et ses équipements,
- ❖ les équipements de soins médicaux et de santé (fraise de dentiste),
- ❖ les servomoteurs,
- ❖ les applications robotiques,
- ❖ la production d'électricité,
- ❖ les propulsions des véhicules électriques et la propulsion des sous marins,
- ❖ les machines-outils,
- ❖ les applications de l'énergie de l'éolienne.

I.6. Modélisation de la machine synchrone à aimants permanent double étoile (multi phase)

I.6.1. Hypothèses simplificatrices

Les modèles développés sur les hypothèses suivantes :[5]

- ❖ la machine n'est pas saturée
- ❖ les pertes fer et l'effet amortisseur sont négligées
- ❖ les pertes par hystérésis et par courants Foucault sont négligées
- ❖ L'effet de peau est négligé
- ❖ Le couplage capacitif des enroulements est négligé
- ❖ La perméabilité des aimants est considérée comme voisine de celle de l'air
- ❖ L'effet d'amortisseurs est négligé
- ❖ le rotor est supposé lisse de point de vue magnétique
- ❖ Les f.é.m. sont sinusoïdales
- ❖ En conséquence, les inductances de la machine sont constantes et indépendantes de la position du rotor

I.6.2. Modèle de la MSAPDE dans le repère (ABC)

Le moteur synchrone à aimants permanents double étoile peut être modélisé par deux modèles [27], qui définissent par deux moteurs synchrones à aimants permanents séparés.

Le comportement dynamique de la MSAPDE est caractérisé par trois types de grandeurs : électriques, magnétiques et mécaniques. Ce comportement peut se traduire par trois types d'équations : équations électriques, équations magnétiques et équations mécaniques. Quand on modélise aux équations mécaniques, elles seront introduites à la fin de la modélisation de MSAPDE.

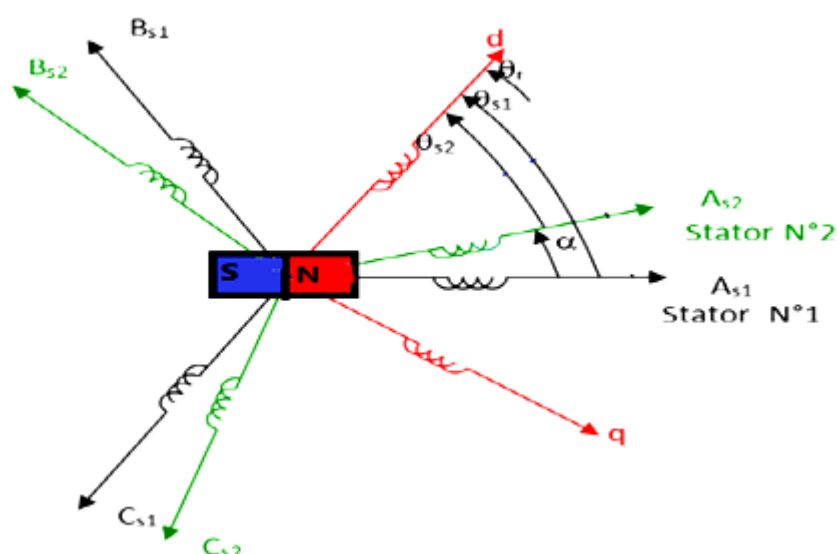


Figure I.3 : représentation schématique du modèle de la MSAPDE

I.6.2.1 Équation électrique

$$\text{Stator 1 : } [V_{sabc}] = R_s [i_{sabc}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{sabc}] \quad (\text{I.1})$$

$$\text{Stator 2 : } [V_{sa'b'c'}] s' = R_s [i_{sa'b'c'}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{sa'b'c'}] \quad (\text{I.2})$$

I.6.2.2 Équation magnétique

$$\text{Stator 1 : } [\varphi_{sabc}] = l_s [i_{sabc}] + [\varphi_{fabc}] \quad (\text{I.3})$$

$$\text{Stator 2 : } [\varphi_{sa'b'c'}] = l_s [i_{sa'b'c'}] + [\varphi_{fa'b'c'}] \quad (\text{I.4})$$

Ou :

$[V_{sabc}]_s = [V_a \ V_b \ V_c]_T$: vecteur tension statorique.

$[V_{sa'b'c'}]_s = [V_{a'} \ V_{b'} \ V_{c'}]_T$: vecteur tension statorique 2.

$[i_{sabc}] = [i_a \ i_b \ i_c]_T$: vecteur courant statorique.

$[i_{sa'b'c'}] = [i_{a'} \ i_{b'} \ i_{c'}]_T$: vecteur courant statoriques 2.

$[\varphi_{sabc}] = [\varphi_a \ \varphi_b \ \varphi_c]_T$: vecteur flux statorique.

$[\varphi_{sa'b'c'}] = [\varphi_{a'} \ \varphi_{b'} \ \varphi_{c'}]_T$: vecteur flux statorique 2.

$[\varphi_{fabc}] = [\varphi_{af} \ \varphi_{bf} \ \varphi_{cf}]_T$: Vecteur flux crée par l'aimant à travers l'enroulement statorique 1

$[\varphi_{fa'b'c'}] = [\varphi_{a'f} \ \varphi_{b'f} \ \varphi_{c'f}]_T$: Vecteur flux crée par l'aimant à travers l'enroulement statorique 2

$$R_{S1} = R_{S2} = R_s$$

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} : \text{Matrice résistance du stator1 (la même pour le stator 2).}$$

I.6.2.3 Équation mécanique

$$C_e - C_r - C_f = j \frac{d\Omega}{dt} \quad (\text{I.5})$$

$$C_e = C_{e1} + C_{e2} \quad (\text{I.6})$$

$$C_f = f\Omega$$

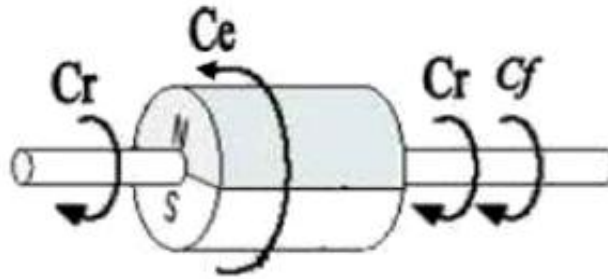


Figure I.4 : Différents couples qui agissent sur le rotor.

Avec:

J : Moment d'inertie.

Ω : Vitesse de rotation rotorique de la machine

C_e : Couple électromagnétique.

C_r : Couple résistant (couple de charge).

f : C'est le coefficient de frottement visqueux

I.6.3. Transformation triphasé- biphasé

La mise en équation des moteurs triphasés aboutit à des équations différentielles à coefficients variables. L'étude analytique du comportement du système est alors relativement laborieuse, vu le grand nombre de variable. On utilise alors des transformations qui permettent de décrire le comportement de la machine à l'aide d'équations différentielles à coefficients constants.

Les transformations utilisées doivent conserver la puissance instantanée et la réciprocité des inductances mutuelles. Ceci permet d'établir une expression du couple électromagnétique dans le repère correspondant au système transformé, [26] :

I.6.3.1 Transformation de PARK

La transformation de Park est définie par la matrice P aux vecteurs originaux, $[V_{abc}]$, $[i_{abc}]$ et $[\varphi_{abc}]$, la transformation de Park correspond aux vecteurs $[V_{dq0}]$, $[i_{dq0}]$ et $[\varphi_{dq0}]$.

La transformation de Park est définie par :

$$[V_{abc}] = [P(\theta)][V_{dq0}] \quad (\text{I.7})$$

$$[V_{dq0}] = [P(\theta)]^{-1} [V_{abc}] \quad (\text{I.8})$$

$[PS1(\theta)]$, $[PS2(\theta)]$ et $[P(\theta)]^{-1}$ sont des matrices de passage directe pour les deux

stator et inverse, elles sont données par :

La matrice de Park pour l'étoile 1 :

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I.9})$$

La matrice de Park pour l'étoile 2 :

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \gamma) & \cos\left(\theta - \gamma + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \gamma - \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta - \gamma) & -\sin\left(\theta - \gamma + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \gamma - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I.10})$$

La matrice inverse de Park :

$$[P(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I.11})$$

I.6.3.2 Transformation de Concordia

En considérant que la machine est constituée de deux étoiles, on peut la représenter dans le plan de Concordia par deux repères $(\alpha_1 - \beta_1)$ et $(\alpha_2 - \beta_2)$ liés respectivement à la phase a_1 et la phase a_2 , voir figure. (I.5) Dans ce cas chaque étoile voit la même transformation. D'où les expressions suivantes :

$$\begin{pmatrix} X_{\alpha 1} \\ X_{\beta 1} \\ X_{o1} \end{pmatrix} = [D_{33}]^{-1} \begin{pmatrix} X_{a1} \\ X_{b1} \\ X_{c1} \end{pmatrix} \quad \begin{pmatrix} X_{\alpha 2} \\ X_{\beta 2} \\ X_{o2} \end{pmatrix} = [D_{33}]^{-1} \begin{pmatrix} X_{a2} \\ X_{b2} \\ X_{c2} \end{pmatrix} \quad (\text{I.12})$$

Avec :

$$[D_{33}] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I. 13})$$

Si l'on sépare la composante homopolaire des coordonnées $X_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} X_\alpha \\ X_\beta \end{bmatrix}$ la matrice D_{33} se décompose en deux sous matrices D_{13} et D_{23} .

$$\text{Avec : } D_{13} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad D_{23} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{I. 14})$$

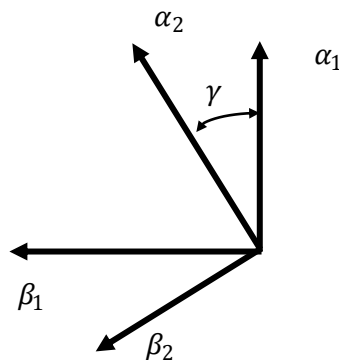


Figure I.5 : Représentation de la MSAPDE dans le repère $(\alpha 1 - \beta 1)$ et $(\alpha 2 - \beta 2)$

Les deux transformations ci-dessus sont exprimées dans deux référentiels

différents $(\alpha 1 \beta 1, \alpha 2 \beta 2)$ décalé d'un angle électrique γ . Cependant, pour éviter le couplage magnétique entre ces deux repères et afin d'exprimer dans le même référentiel les différentes grandeurs associées aux deux étoiles, on fait une rotation d'un angle γ identique au décalage entre les deux étoiles pour l'étoile 2 figure (I.6)

Les transformations de Concordia sont utilisées dans le contrôle direct du couple (DTC-direct torque control)

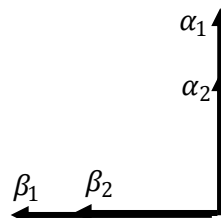


Figure. I.6 : Représentation de la MSAPDE dans le repère $(\alpha 1 - \beta 1)$

I.6.4. Choix du référentiel

Pour étudier la théorie des régimes de la machine synchrone à aimant permanent double étoile MSAPDE, on peut utiliser trois systèmes d'axes de coordonnées du plan d'axes (d,q) selon la vitesse attribuée au repère (d, q) [9] [17].

I.6.4.1 lié au stator (fixe comme le stator)

Dans ce référentiel, les axes (d, q) sont immobiles par rapport au stator, dans ce cas le référentiel a_s et d coïncident. Ce référentiel est mieux adapté pour travailler avec les grandeurs instantanées. L'utilisation de ce référentiel permet d'étudier les régimes de démarrages et de freinages des machines à courants alternatif.

I.6.4.2 lié au rotor (référentiel immobile par rapport au rotor)

Dans ce référentiel, les axes (d, q) sont immobiles par rapport au rotor tournant à une vitesse ω . L'utilisation de ce système permet d'étudier les régimes de démarrages et transitoires dans les machines synchrones et asynchrones.

I.6.4.3 lié au champ tournant (référentiel immobile par rapport au champ tournant)

Dans ce référentiel, les axes (d, q) sont immobiles par rapport au champ tournant électromécanique créé par les enroulements du stator. Ce référentiel est généralement utilisé dans le but de prévoir l'application d'une commande de vitesse, de couple, etc. puisque les grandeurs dans ce référentiel sont de forme continue.

I.6.5. Modèle de la MSAPDE dans le repère (d, q)

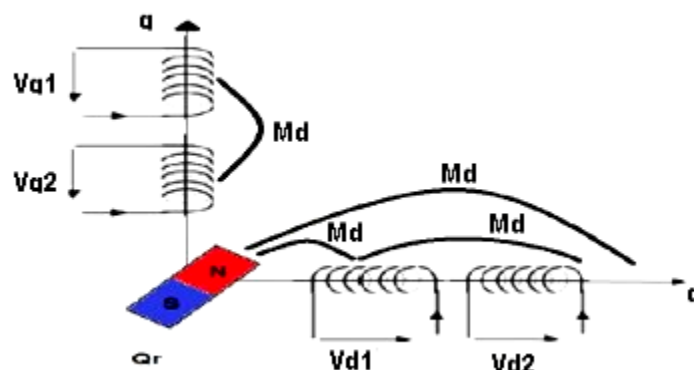


Figure I.7 : La représentation schématique de la machine dans le repère (d,q).

I.6.5.1 Equation des flux au système biphasé (d, q)

$$\varphi_r = \text{constant} \quad (\text{I.15})$$

$$\varphi_{d1} = L_{d1}I_{d1} + \varphi_r + MdI_{d2} \quad (\text{I.16})$$

$$\varphi_{q1} = L_{q1}I_{q1} + MdI_{q2} \quad (\text{I.17})$$

$$\varphi_{d2} = L_{d2}I_{d2} + \varphi_r + MdI_{d1} \quad (\text{I.18})$$

$$\varphi_{q2} = L_{q2}I_{q2} + MdI_{q1} \quad (\text{I.19})$$

I.6.5.2 Équation des tensions dans le système biphasé (d, q)

$$V_{d1} = R_s I_{d1} + \frac{d\varphi_{d1}}{dt} - \omega_r \varphi_{q1} \quad (\text{I.20})$$

$$V_{q1} = R_s I_{q1} + \frac{d\varphi_{q1}}{dt} + \omega_r \varphi_{d1} \quad (\text{I.21})$$

$$V_{d2} = R_s I_{d2} + \frac{d\varphi_{d2}}{dt} - \omega_r \varphi_{q2} \quad (\text{I.22})$$

$$V_{q2} = R_s I_{q2} + \frac{d\varphi_{q2}}{dt} + \omega_r \varphi_{d2} \quad (\text{I.23})$$

I.6.5.3 Equation Couple électromagnétique dans le système biphasé (d, q)

$$C_{e1} = \frac{3}{2}P(\varphi_{d1}I_{q1} - \varphi_{q1}I_{d1}) \quad (\text{I.24})$$

$$C_{e2} = \frac{3}{2}P(\varphi_{d2}I_{q2} - \varphi_{q2}I_{d2}) \quad (\text{I.25})$$

I.6.5.4 La Forme Matricielle

$$[V] = [R][I] + [L][dI/dt] + \omega_s[M][I] + \omega_s[Q] \quad (\text{I.26})$$

$$[Q] = \begin{bmatrix} 0 \\ \varphi_r \\ 0 \\ \varphi_r \end{bmatrix} \quad [L] = \begin{bmatrix} L_{d1} & 0 & Md & 0 \\ 0 & L_{q1} & 0 & Md \\ Md & 0 & L_{d2} & 0 \\ 0 & Md & 0 & L_{q2} \end{bmatrix} \quad [R] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}$$

$$[M] = \begin{bmatrix} 0 & -L_{q1} & 0 & -Md \\ L_{d1} & 0 & Md & 0 \\ 0 & -Md & 0 & -L_{q2} \\ Md & 0 & L_{d2} & 0 \end{bmatrix}$$

I.6.5 Equations d'état de la MSAPDE

$$\begin{cases}
 j \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r - C_f \\
 \frac{dI_{d1}}{dt} = \frac{1}{L_{d1}} \left(V_{d1} - R_s I_{d1} - M_d \frac{dI_{d2}}{dt} + W_r L_{q1} I_{q1} + W_r M_d I_{q2} \right) \\
 \frac{dI_{q1}}{dt} = \frac{1}{L_{q1}} \left(V_{q1} - R_s I_{q1} - M_d \frac{dI_{q2}}{dt} - W_r L_{d1} I_{d1} - W_r \phi_r - W_r M_d I_{d2} \right) \\
 \frac{dI_{d2}}{dt} = \frac{1}{L_{d2}} \left(V_{d2} - R_s I_{d2} - M_d \frac{dI_{d1}}{dt} + W_r L_{q2} I_{q2} + W_r M_d I_{q1} \right) \\
 \frac{dI_{q2}}{dt} = \frac{1}{L_{q2}} \left(V_{q2} - R_s I_{q2} - M_d \frac{dI_{q1}}{dt} - W_r L_{d2} I_{d2} - W_r \phi_r - W_r M_d I_{d1} \right) \\
 C_e = \frac{3}{2} P \left[\left((\phi_{d1}) I_{q1} - (\phi_{q1}) I_{d1} \right) + \left((\phi_{d2}) I_{q2} - (\phi_{q2}) I_{d2} \right) \right]
 \end{cases} \quad (I.27)$$

I.6.6. Schéma équivalent de la MSAPDE dans le repère PARK(d,

q)

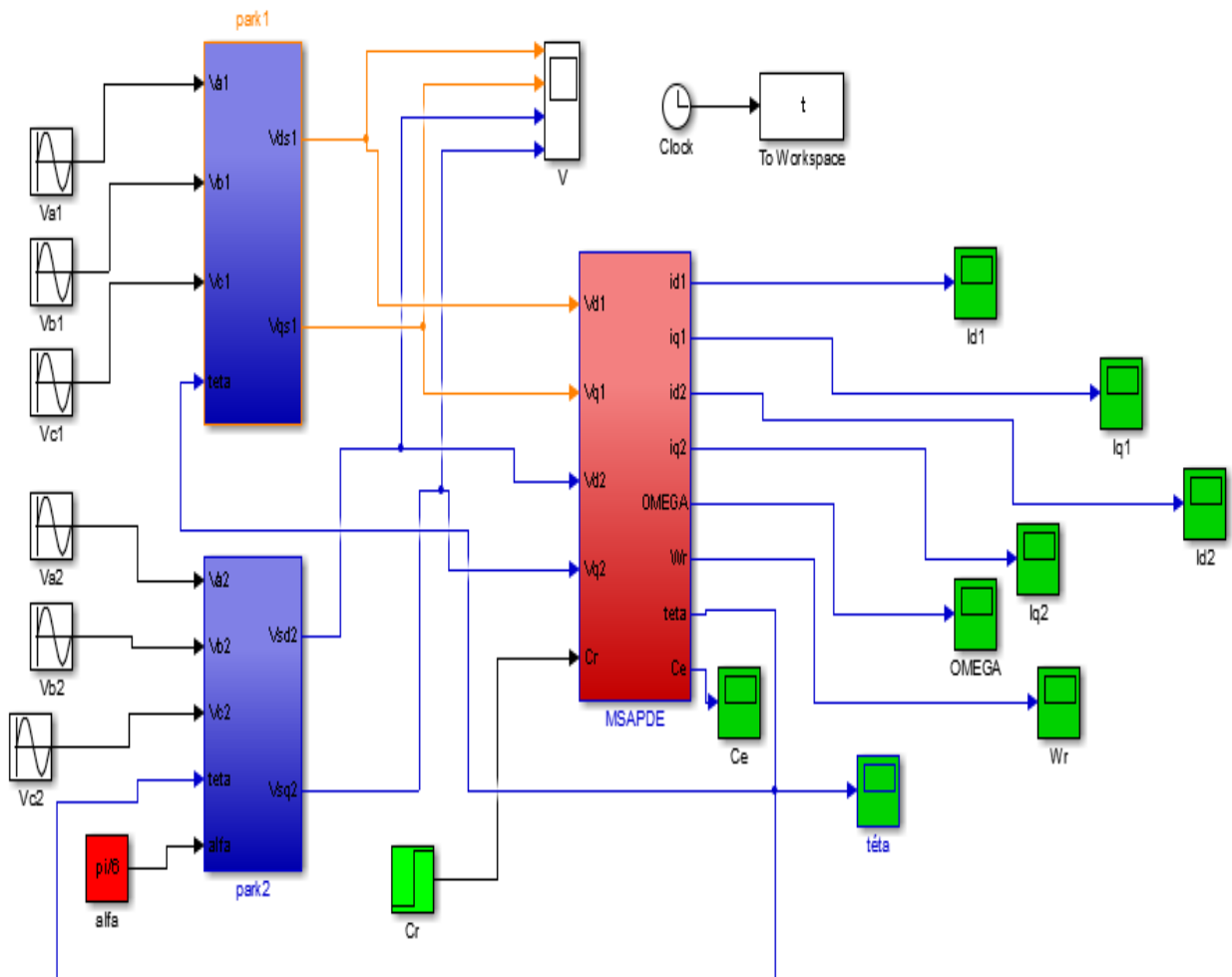


Figure I.8 : schéma block de MSAPDE

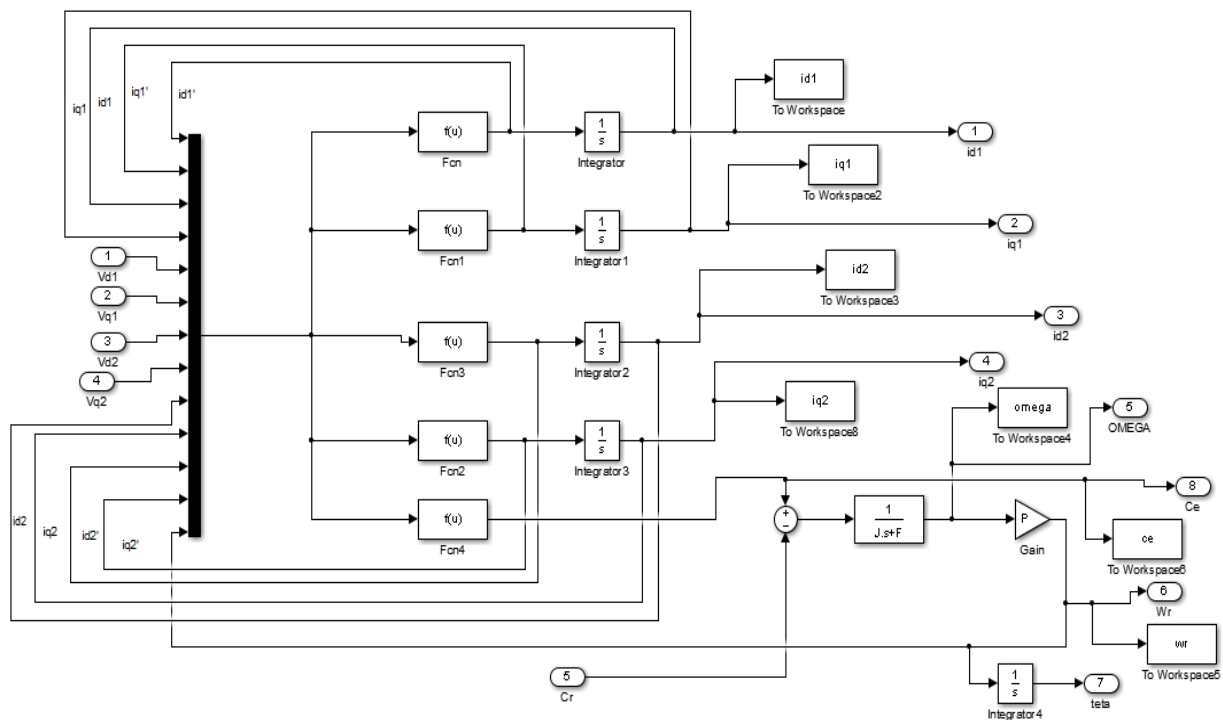


Figure I.9 :Détail du schéma Simulink de la MSAPDE

I.6.3 Présentation de travail :

Pour étudier les phénomènes transitoires dans la MSAPDE on a choisi le référentiel lié au Champ tournant .Les tensions d'alimentation s'écrivent comme suite:

Pour le stator 1 :

$$\begin{cases} V_{sa1} = \sqrt{2} V_S \sin(W_s t) \\ V_{sb1} = \sqrt{2} V_S \sin \left(W_s t - \frac{2\pi}{3} \right) \\ V_{sc1} = \sqrt{2} V_S \sin \left(W_s t + \frac{2\pi}{3} \right) \end{cases} \quad (I.28)$$

Pour le stator 2 :

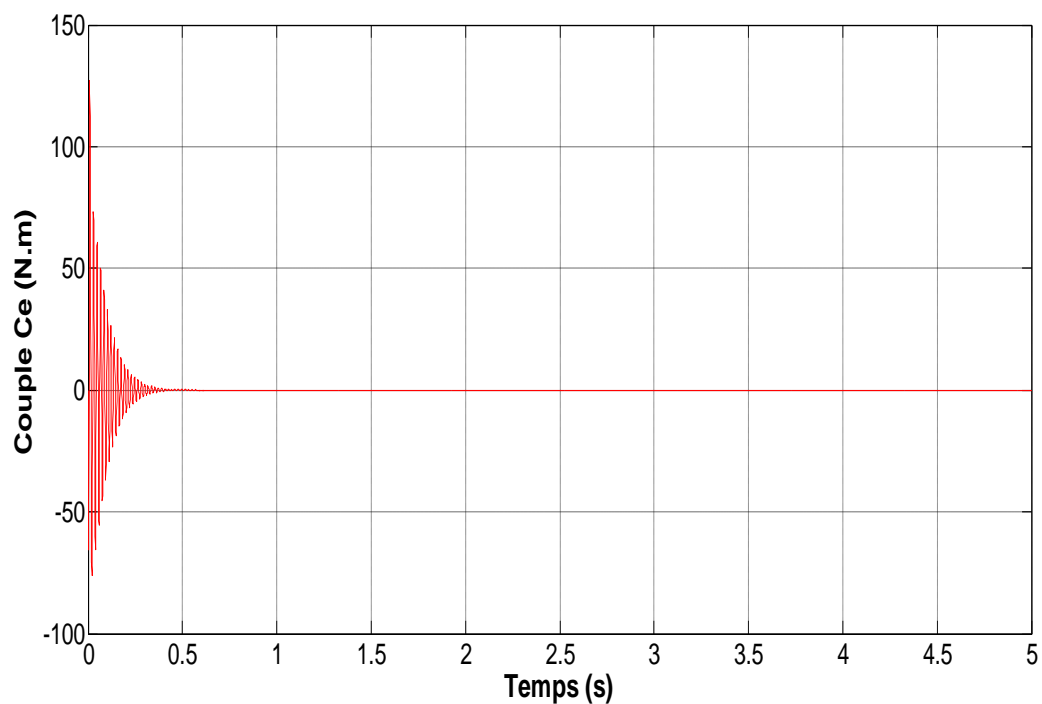
$$\begin{cases} V_{sa2} = \sqrt{2} V_S \sin \left(W_s t - \frac{\pi}{6} \right) \\ V_{sb2} = \sqrt{2} V_S \sin \left(W_s t - \frac{2\pi}{3} - \frac{\pi}{6} \right) \\ V_{sc2} = \sqrt{2} V_S \sin \left(W_s t + \frac{2\pi}{3} - \frac{\pi}{6} \right) \end{cases} \quad (I.29)$$

I.7. Résultats de simulation

La figure (I.10) représente les performances de la conduite de la machine synchrone triphasée à aimants permanent double étoile lors d'un démarrage à vide.

La figure (I.11) représente les performances de la conduite de la machine synchrone triphasée à aimants permanent double étoile lors d'un démarrage avec application d'un

I.7.1. Test en vide :



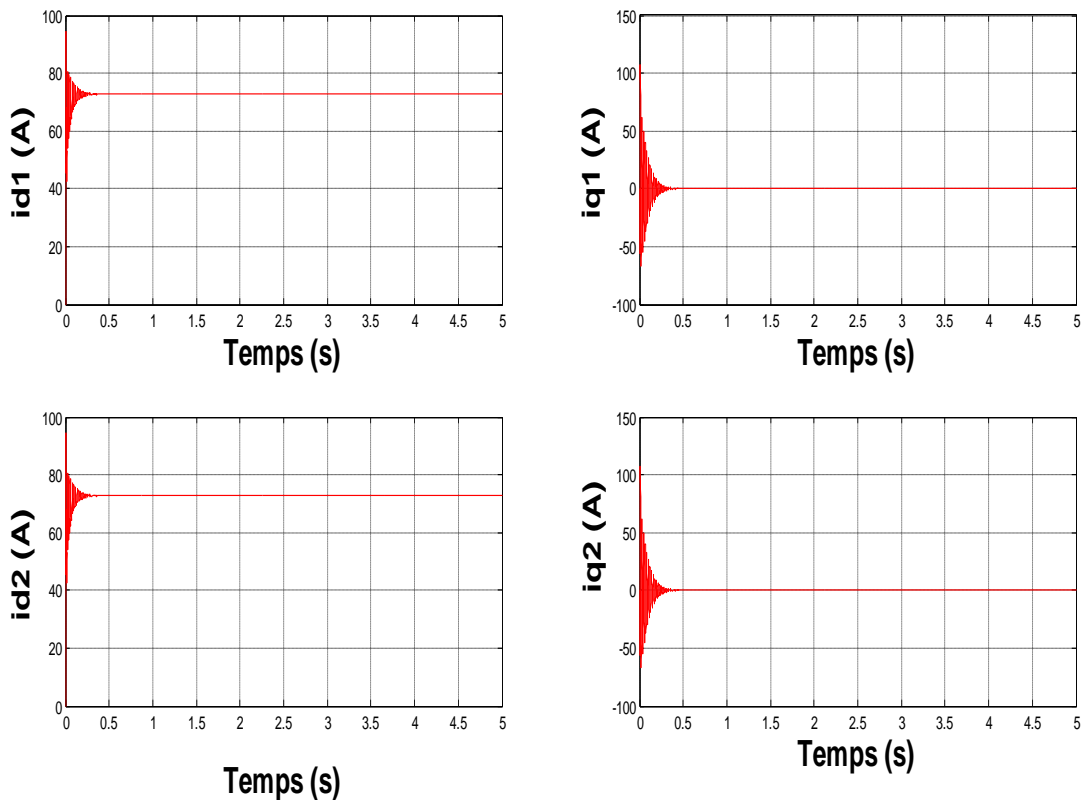
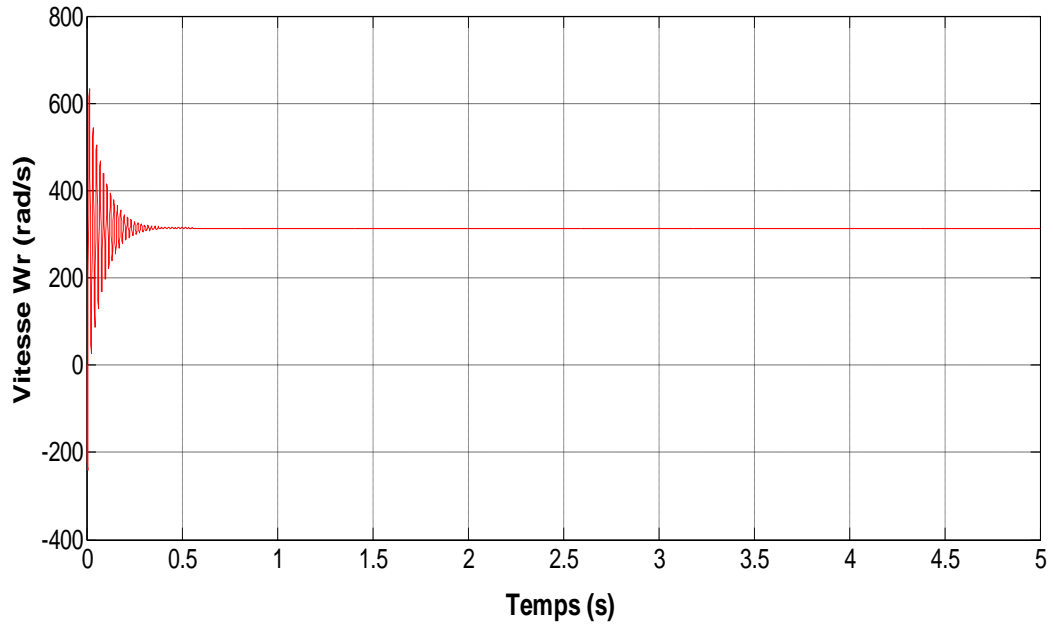
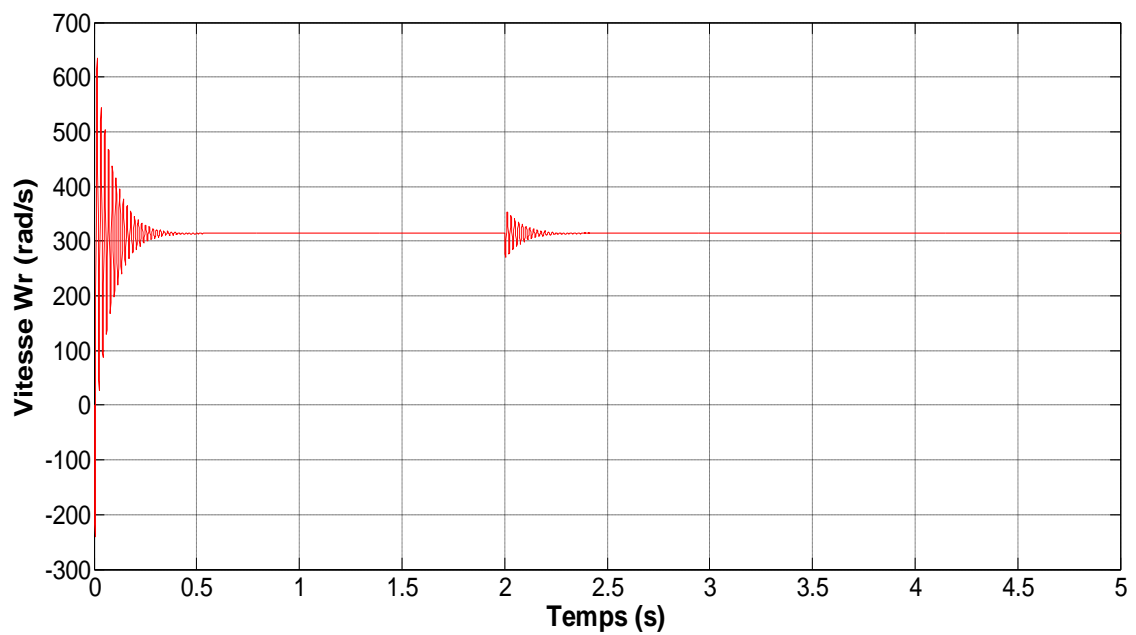
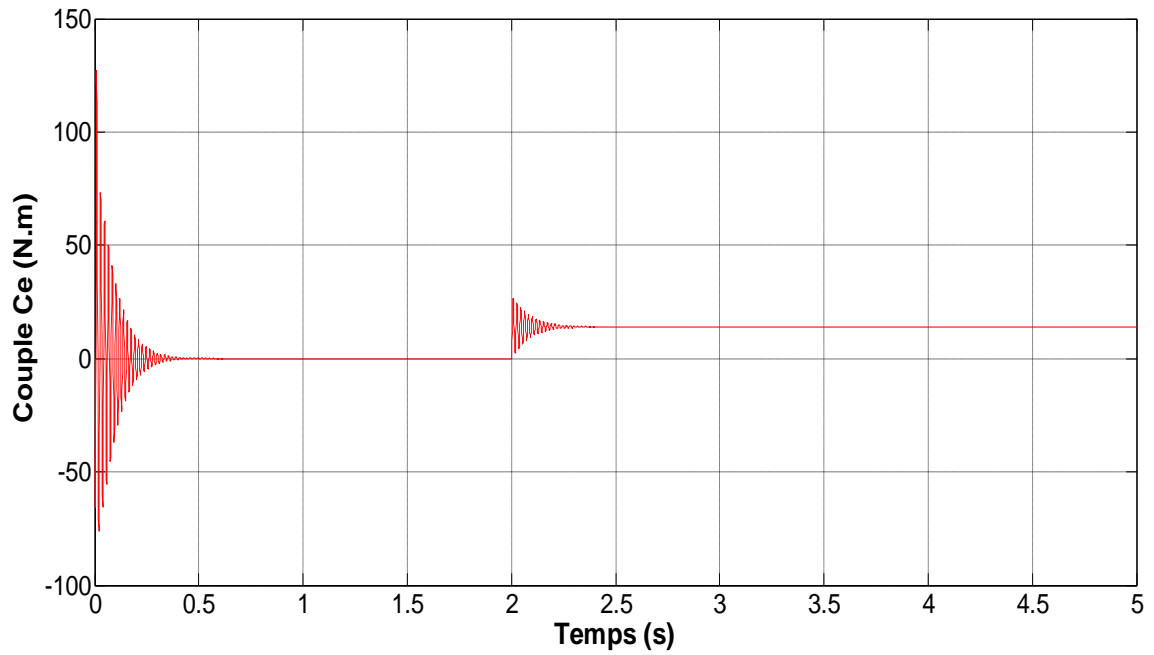


Figure. I.10 : Performances de la conduite de la machine synchrone triphasée à aimants permanent double étoile lors d'un démarrage à vide.

I.7.2. Test en charge :

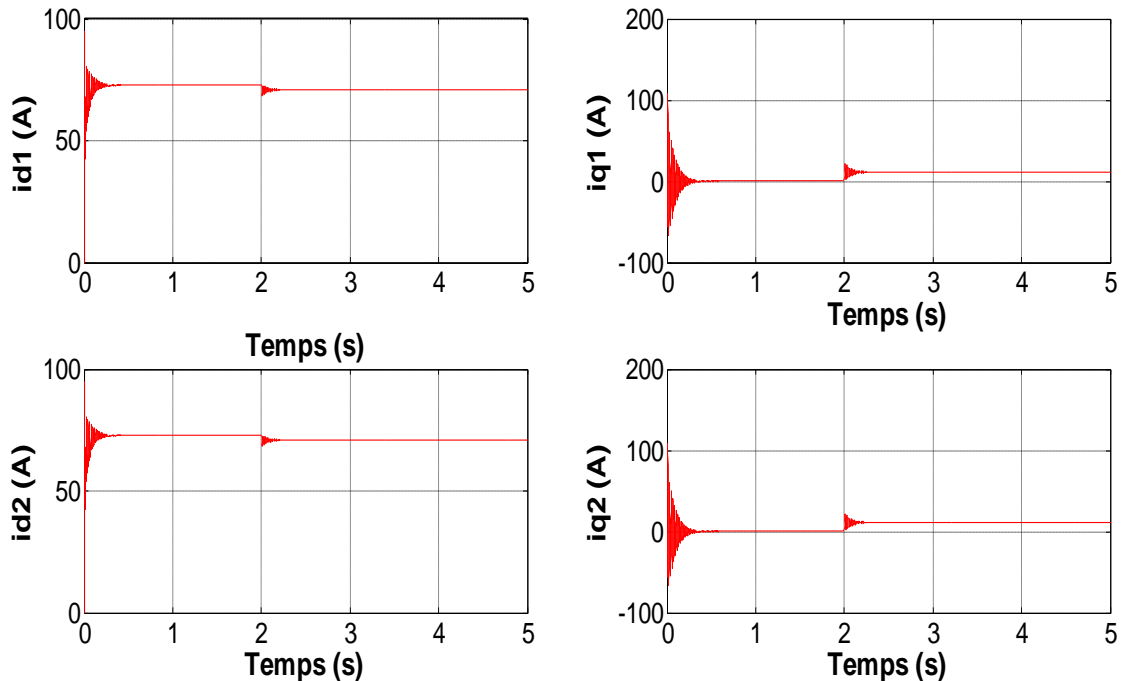


Figure I.11: Performances de la conduite de la machine synchrone triphasée à aimants permanent double étoile lors d'une application d'un couple résistant $C_r=14\text{N.m}$ $t=2\text{s}$

I.7.3. Interprétation des résultats de simulation

- **Teste à vide :**

La figure (I.10) montre le comportement du MSAPDE lors d'un démarrage à vide. Au démarrage ou la valeur du couple résistant est nulle, on constate un couple électromagnétique (C_e) fortement pulsatoire qui présente des oscillations et des pics ainsi qu'un dépassement très important qui dues au régime transitoire. La vitesse W_r et les courants (i_{d1} , i_{q1} , i_{d2} , i_{q2}) ont des faibles oscillations même pour le dépassement il est faible, mais juste après un temps très court on remarque une stabilisation du couple à une valeur constante très faible qui tend vers zéro c'est-à-dire que le régime permanent est atteint et l'inertie de la machine est faible, même pour les autre grandeurs qui vont se stabiliser.

- **Teste en charge :**

La figure (I.11) montre le comportement du MSAPDE lors de l'application d'une charge de 14 N.m. Au démarrage ou la valeur du couple résistant est nulle, on constate un couple électromagnétique (C_e) qui présente des oscillations et des pics ainsi qu'un dépassement très important qui dues au régime transitoire. La vitesse W_r et les courants (i_{d1} , i_{q1} , i_{d2} , i_{q2}) ont des faibles oscillations même pour le dépassement il est faible, mais juste après un temps

donné $T=2$ (s) on applique une charge de 14 N.m . On constate que la vitesse prend des oscillations plus importantes que précédemment, mais se stabilise toujours au synchronisme malgré l'application de la charge. A noter que la valeur choc du couple en charge est un peu plus élevée par rapport à celle du régime de démarrage. Cela est tout à fait vrai car, pour toute machine électrique, ces valeurs ne sont pas proportionnelles aux charges appliquées.

I.8. Conclusion

Dans ce chapitre on a présenté la modélisation et la simulation de la machine synchrone à aimants permanents double étoiles au triphasé. Puis au biphasé à l'aide de transformé de Park, qui nous permet à simplifier l'équations de moteur.

Le modèle de la MSDE est un modèle de sept équations différentielles dont les coefficients sont des fonctions périodiques du temps. L'utilisation de la transformation de Park permet de réduire le système d'états électrique de la machine de sept à cinq équation et d'éliminer la complexité du modèle.

Le chapitre qui suit, nous servira à présenter la modélisation de l'onduleur de tension a deux qui servent à l'alimentation de la MSAPDE en vu de sa commande en couple (DTC).

CHAPITRE II :

Modélisation de l'alimentation de la machine
synchrone double étoile

Chapitre II : Modélisation de l'alimentation de la machine synchrone double étoile

II.1.Introduction

En forte puissance, les semi-conducteurs constituant les convertisseurs statiques subissent des contraintes importantes en tension et en courant, ce qui limite leur fréquence de découpage. La structure segmentée des machines double étoile autorise l'utilisation de composants de calibre inférieur pour une fréquence plus élevée, mais cette dernière reste tout de même relativement faible. Par conséquent, et compte tenu de l'éventuelle existence des courants de circulation entre les deux étoile de la MSAPDE, les onduleurs de tension alimentant la MSAPDE doivent être contrôlés convenablement pour garantir un fonctionnement sain. Les séquences d'ouverture et de fermeture des interrupteurs doivent être strictement contrôlées. Plus encore que pour les machines triphasées, le contrôle du convertisseur va représenter la partie essentielle de la commande des machines double étoile, [10].

L'objectif de Ce chapitre est de présenter l'architecture et le principe de fonctionnement de l'onduleur de tension triphasé à deux niveaux et les performances d'onduleur associé à la MSAPDE en point de vue de sa commande,

II.2. Modélisation de l'onduleur

Les onduleurs de tension font la patrie essentielle de système d'alimentation, ils constituent une fonction incontournable de l'électronique de puissance. Ils sont présents dans des domaines d'application les plus variés, dont le plus connu est sans doute celui de la variation de vitesse des machines à courants alternatif. La forte évolution de cette fonction s'est appuyée, sur le développement de composants à semi-conducteurs entièrement commandable, puissants, robuste et rapides, d'autre part, sur l'utilisation quasi-généralisée des techniques dites de « modulation de largeur d'impulsion » (MLI ou Pulse Width Modulation, PWM, dans le jargon anglo-saxon), ces dernières s'appuyant sur les performances en fréquence de découpage permises par les premiers. Au caractère « noble » de cette fonction (convertisseurs entièrement réversibles, forme sophistiquée de la conversion d'énergie) correspondent des applications particulièrement intéressantes[6].

Plusieurs structures sont possibles pour réaliser un onduleur triphasé à multi-niveaux, nous avons choisi d'étudier la structure NPC (Neutral Point Clamping) c'est-à-dire une structure à point milieu

II.2.1. Cas onduleur de tension à deux niveaux

II.2.1.1 Présentation de l'onduleur

L'onduleur de tension à deux niveaux est constitué de trois bras, de deux interrupteurs pour chacun. Chaque interrupteur est monté en parallèle inverse avec une diode de récupération. Pour assurer la continuité des courants alternatifs et éviter le court-circuit de la source, les interrupteurs S_a et S'_a , S_b et S'_b , S_c et S'_c doivent être contrôlés de manière complémentaire. Figure (II.1)

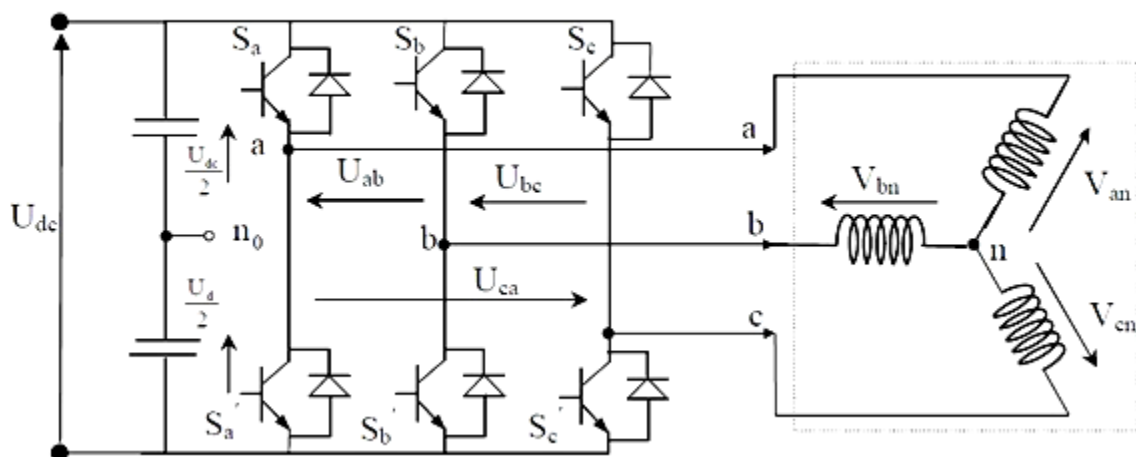


Figure II.1 : Onduleur Triphasé à Deux Niveaux.

Pour simplifier l'étude et la complexité de la structure de l'onduleur multi niveaux, on supposera que :

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

Les diodes $D=1,2, \dots, 6$, sont des diodes de protection des transistors assurant la roue libre ou la récupération.

II.2.1.2 Modélisation vectorielle de l'onduleur

L'état des interrupteurs de l'onduleur est représenté, théoriquement, par 3 grandeurs booléennes de commande S_i ($i=a, b, c$), où S_i est l'état de l'interrupteur K , supposé parfait, tel que pour le $i^{\text{ème}}$ bras de l'onduleur ($i=a, b, c$):[17]

- $S_i=1$ si l'interrupteur en haut est fermé et l'interrupteur en bas est ouvert;
- $S_i=0$ si l'interrupteur en haut est ouvert et l'interrupteur en bas est fermé ;

Les tensions simples appliquées à la machine se déduisent en fonction de la tension d'entrée de l'onduleur U_{dc} et les grandeurs booléennes de commande S_i ($i=a, b, c$).

Les tensions simples de la machine sont :

$$\begin{cases} V_{ab} = U_{dc} (S_a - S_b) \\ V_{bc} = U_{dc} (S_b - S_c) \\ V_{ca} = U_{dc} (S_c - S_a) \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

En admettant que les tensions de phases sont équilibrées :

$$V_a + V_b + V_c = 0 \quad (\text{II.2})$$

On trouve donc les tensions simples appliquées à la machine en fonction de la tension d'entrée de l'onduleur U_{dc} et les grandeurs booléennes de commande S_i .

En tenant compte des deux relations (II.1) et (II.2), on obtient les tensions simples suivantes :

$$\begin{cases} V_a = \frac{U_{dc}}{3} (2S_a - S_b - S_c) \\ V_b = \frac{U_{dc}}{3} (-S_a + 2S_b - S_c) \\ V_c = \frac{U_{dc}}{3} (-S_a - S_b + 2S_c) \end{cases} \quad (\text{II.3})$$

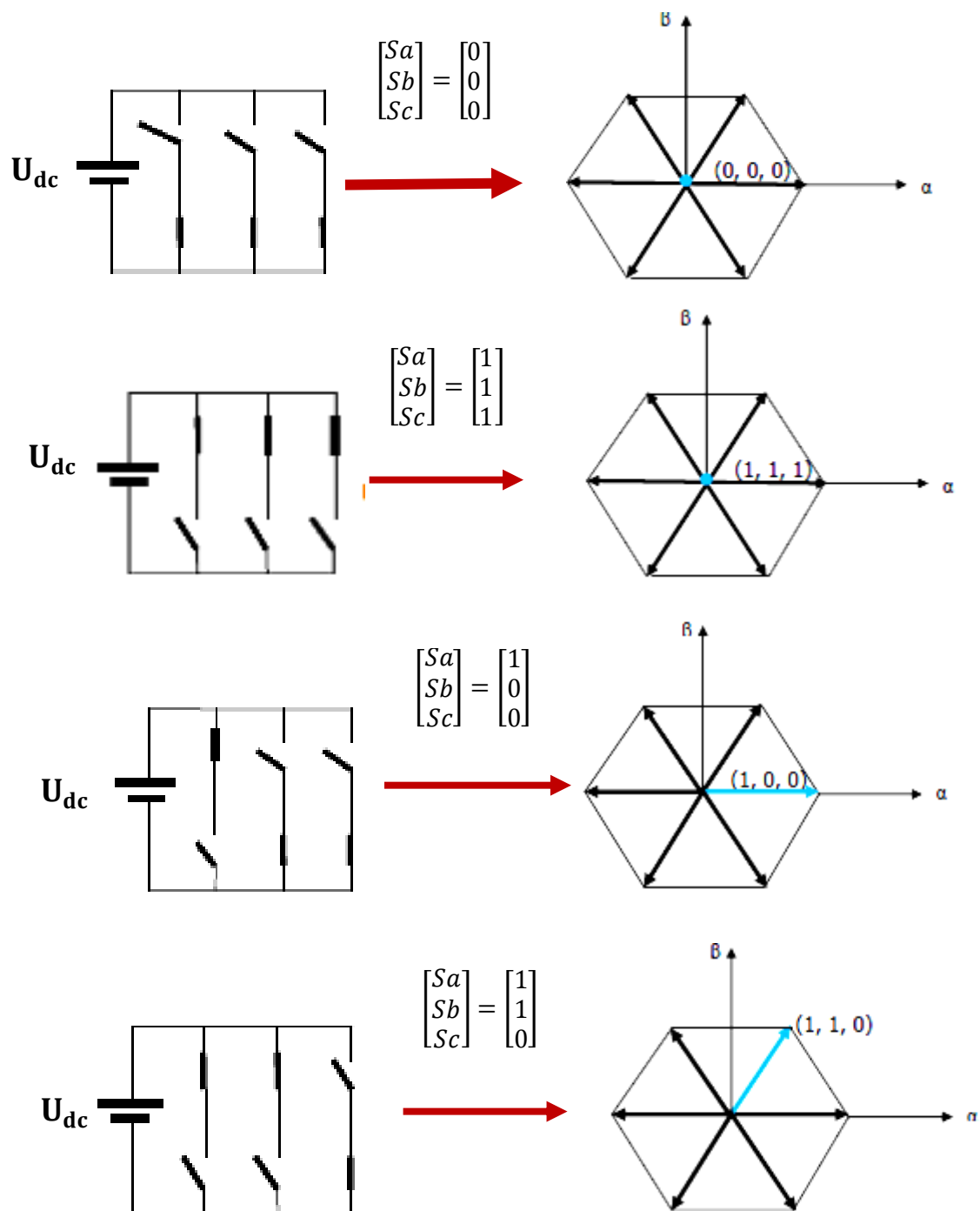
Nous pouvons écrire le système suivant d'après le relation (II.3) :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \cdot U_{dc} \quad (\text{II.4})$$

II.2.2. Etats de l'onduleur

Etant donné que chaque bras peut avoir deux états, l'onduleur entier possède $2^3 = 8$ états :

111, 110, 100, 101, 000, 001, 011 et 010. Ils sont identifiés en indiquant les états des trois bras de l'onduleur (état 1 ou état 0). La configuration de l'onduleur pour chacune de ces états est représentée à la figure (II.2).



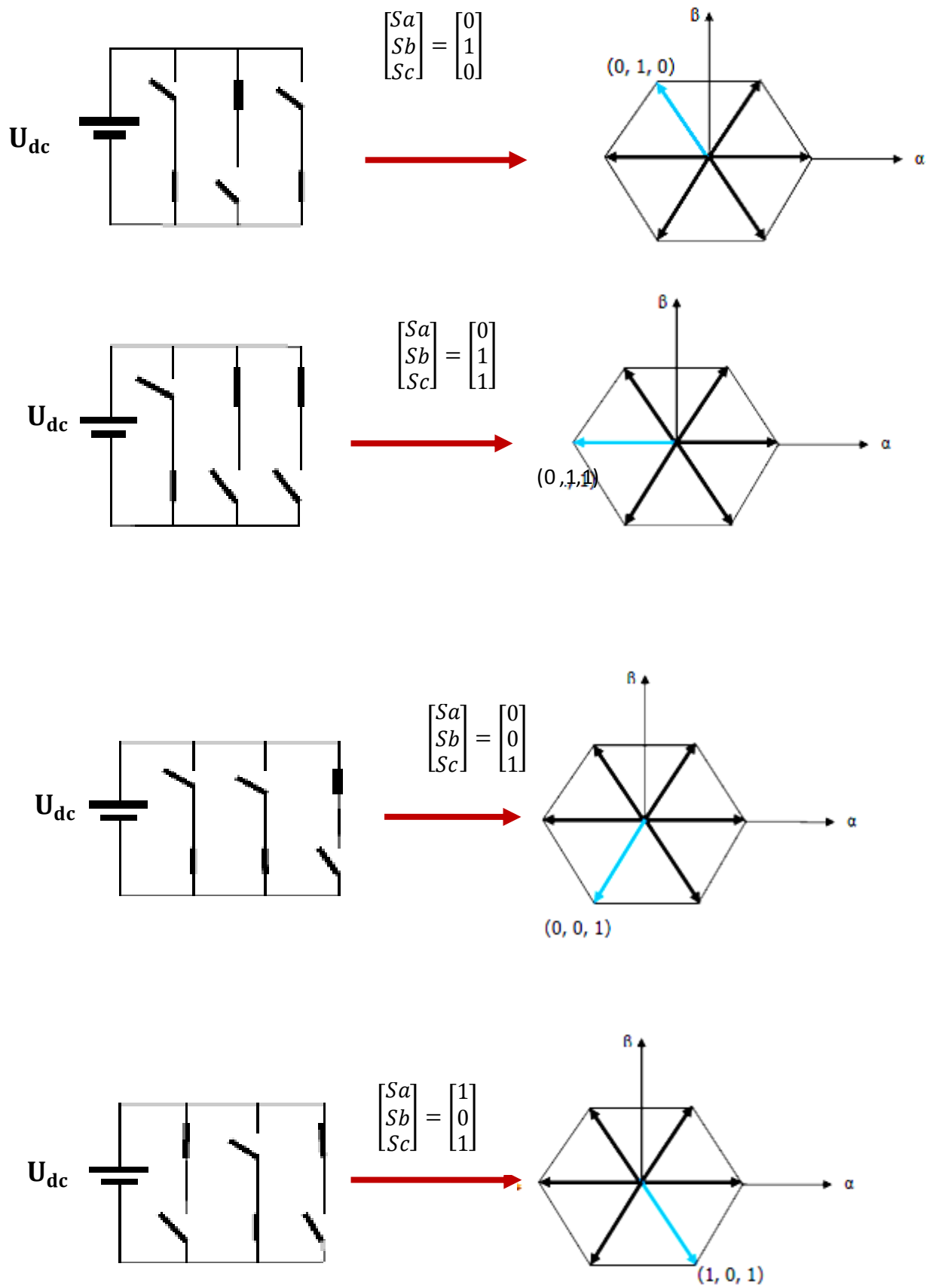


Figure II.2 : Etat des interrupteurs pour chaque vecteur de tension

II.3. Fonctionnement et séquences d'un onduleur de tension triphasé

En utilisant la forme vectorielle des vecteurs tensions données par l'équation(II.5), on obtient dans le repère fixe diphasé le vecteur tension en fonction de chaque niveau de phase

$$V_s = V_\alpha + jV_\beta = \sqrt{\frac{2}{3}} U_{dc} \cdot (S_a + \alpha \cdot S_b + \alpha^2 \cdot S_c) \tag{II.5}$$

Avec :

$$\alpha = e^{j2\pi/3}$$

$$\alpha^2 = e^{j4\pi/3}$$

Nous avons donne :

$$\begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} U_{dc} \tag{II.6}$$

Avec :

$$V_\alpha = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(S_a - \frac{1}{2} S_b - \frac{1}{2} S_c \right) U_{dc} \tag{II.7}$$

$$V_\beta = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(\frac{\sqrt{3}}{2} S_b - \frac{\sqrt{3}}{2} S_c \right) U_{dc} \tag{II.8}$$

Vecteur	S_a	S_b	S_c	V_a	V_b	V_c	V_α	V_β	V_s
V_0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
V_1	1	0	0	$2U_{dc}/3$	$-U_{dc}/3$	$-U_{dc}/3$	$\sqrt{2/3}U_{dc}$	0	$\sqrt{2/3}U_{dc}$
V_2	1	1	0	$U_{dc}/3$	$U_{dc}/3$	$-2U_{dc}/3$	$\sqrt{1/6}U_{dc}$	$\sqrt{1/2}U_{dc}$	$\sqrt{2/3}U_{dc} e^{j\pi/3}$
V_3	0	1	0	$-U_{dc}/3$	$2U_{dc}/3$	$-U_{dc}/3$	$-\sqrt{1/6}U_{dc}$	$\sqrt{1/2}U_{dc}$	$\sqrt{2/3}U_{dc} e^{j2\pi/3}$

V_4	0	1	1	$-2U_{dc}/3$	$U_{dc}/3$	$U_{dc}/3$	$-\sqrt{2/3}U_{dc}$	0	$\sqrt{2/3}U_{dc}$
V_5	0	0	1	$-U_{dc}/3$	$-U_{dc}/3$	$2U_{dc}/3$	$-\sqrt{1/6}U_{dc}$	$-\sqrt{1/2}U_{dc}$	$\sqrt{2/3}U_{dc} e^{j\frac{4\pi}{3}}$
V_6	1	0	1	$U_{dc}/3$	$-2U_{dc}/3$	$U_{dc}/3$	$\sqrt{1/6}U_{dc}$	$-\sqrt{1/2}U_{dc}$	$\sqrt{2/3}U_{dc} e^{j\frac{5\pi}{3}}$
V_7	1	1	1	0	0	0	0	0	0

Tableau II.1 : Table de vérité d'un onduleur triphasé

II.4. Projection les vecteurs de tension V_s dans le plan de tension (α - β)

La figure suivante représente la projection des vecteurs de tension V_s dans le plan(α, β)

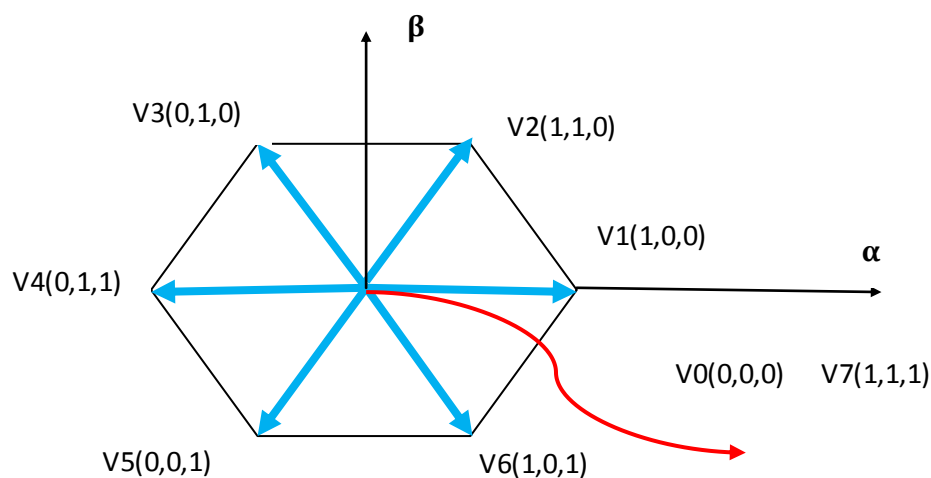


Figure II.3 : Représentation vectorielle du vecteur de tension de l'onduleur

II.5. Association de l'onduleur de tension à deux niveaux à la MSAPDE

La commande des séquences des deux onduleurs est effectuée de telle manière, qu'on aura les vecteurs de tension à la sortie du deuxième onduleur décalés d'un angle de $\pi/6$, par rapport aux vecteurs de tension à la sortie du deuxième onduleur figure(II.4)

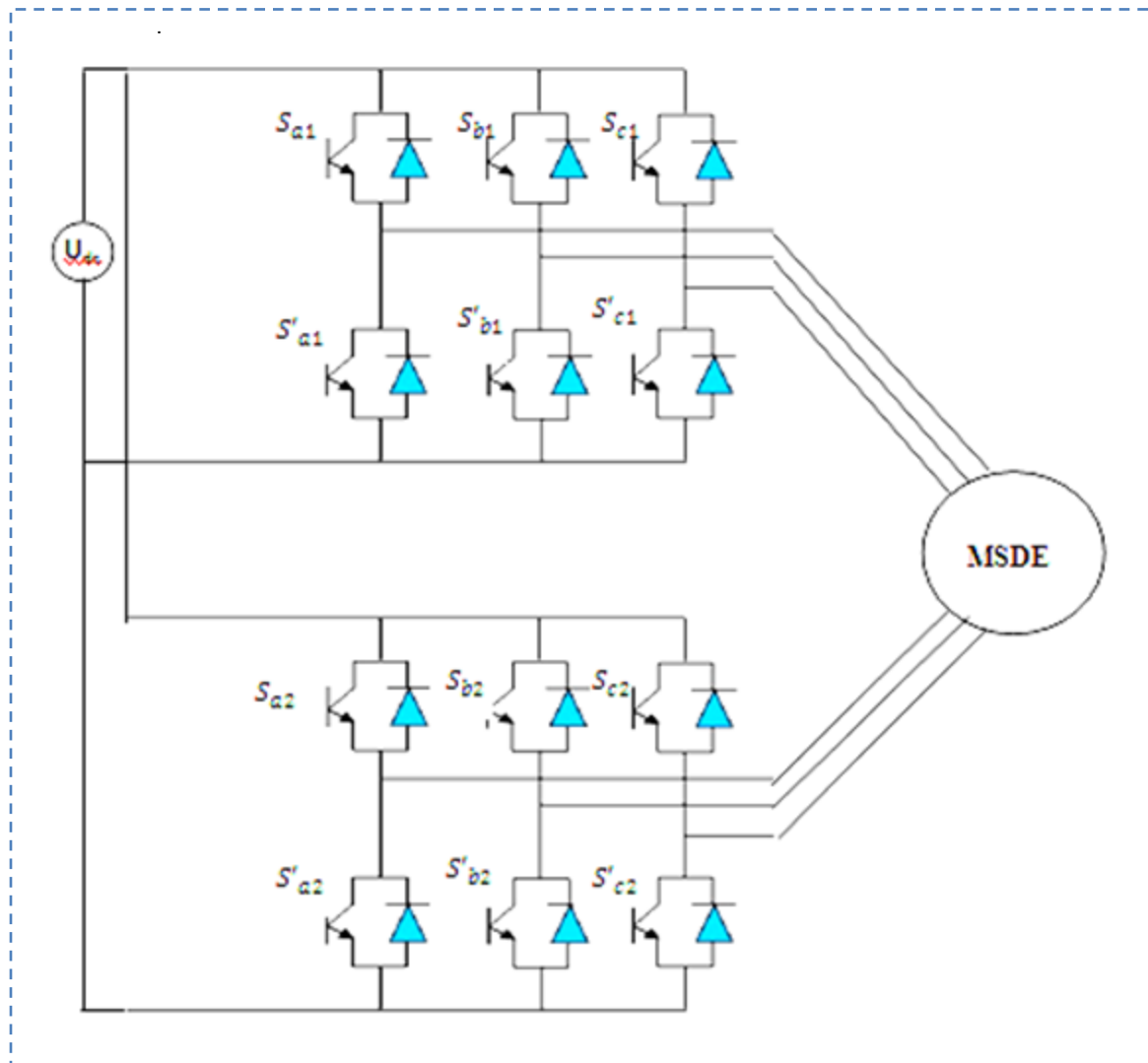


Figure II.4: association l'onduleur deux niveaux à la MSDE

En utilisant la forme vectorielle des vecteurs de tension à la sortie des deux onduleurs, on peut écrire le vecteur V_s

$$V_s = \sqrt{\frac{2}{3}} (V_{a1} + \alpha \cdot V_{b1} + \alpha^2 \cdot V_{c1} + e^{j\gamma} \cdot V_{a2} + \alpha \cdot e^{j\gamma} \cdot V_{b2} + \alpha^2 \cdot e^{j\gamma} \cdot V_{c2}) \quad (\text{II.9})$$

Avec :

γ : C'est angle de décalage entre les deux étoiles de a machines, qui est égale à $\pi/6$.

On aura donc le vecteur tension des deux onduleurs V_s en fonction des séquences S_i des deux onduleurs et la source continue U_{dc} :

$$V_s = \sqrt{\frac{2}{3}} U_{dc} \cdot (S_{a1} + \alpha \cdot S_{b1} + \alpha^2 \cdot S_{c1} + e^{j\gamma} \cdot S_{a2} + \alpha \cdot e^{j\gamma} \cdot S_{b2} + \alpha^2 \cdot e^{j\gamma} \cdot S_{c2}) \quad (\text{II.10})$$

Une analyse combinatoire de l'état des interrupteurs des deux onduleurs donne de $2^6 = 64$ modes de commutation, autrement dit 64 vecteurs V_s différents possibles. D'où il existe soixante quatre combinaisons possibles pour commander les interrupteurs des deux onduleurs.

II.6. Choix des modes de commutation

La projection des vecteurs de tension V_s dans les deux plans orthogonaux (α - β) ou les vecteurs de tension V_s projetés sur le plan (α - β) sont associés à la conversion électromécanique de l'énergie, il est naturel de penser que la stratégie de contrôle des interrupteurs des deux onduleurs alimentés la MSAPDE doit permettre de générer le maximum de tension sur le plan (α - β), On choisit donc, les modes de commutation qui génèrent les vecteurs de tension (α - β) d'amplitude maximale [6] .

On aura donc parmi les soixante quatre séquences, douze séquences actives. Celles-ci définissent douze vecteurs de tensions à la sortie des deux onduleurs V_{si} ($i= 1,2,..,12$) . et quatre séquences ($S_i=000000,000111, 111000, 111111$) sont des séquences de roue libre et définissent quatre vecteurs de tensions nuls. La table de vérité pour les séquences actives peut être résumée dans la table suivante :

Premier étoile			Deuxième étoile			Tenions du premier étoile			Tenions du deuxième étoile			
S_a	S_b	S_c	S'_a	S'_b	S'_c	V_{a1}	V_{b1}	V_{c1}	V_{a2}	V_{b2}	V_{c2}	V_s
1	0	0	1	0	0	$2U_{dc}/3$	$-U_{dc}/3$	$-U_{dc}/3$	$2U_{dc}/3$	$-U_{dc}/3$	$-U_{dc}/3$	V_1
1	1	0	1	0	0	$U_{dc}/3$	$U_{dc}/3$	$-2U_{dc}/3$	$2U_{dc}/3$	$-U_{dc}/3$	$-U_{dc}/3$	V_2
1	1	0	1	1	0	$U_{dc}/3$	$U_{dc}/3$	$-2U_{dc}/3$	$U_{dc}/3$	$U_{dc}/3$	$-2U_{dc}/3$	V_3
0	1	0	1	1	0	$-U_{dc}/3$	$2U_{dc}/3$	$-U_{dc}/3$	$U_{dc}/3$	$U_{dc}/3$	$-2U_{dc}/3$	V_4
0	1	0	0	1	0	$-U_{dc}/3$	$2U_{dc}/3$	$-U_{dc}/3$	$-U_{dc}/3$	$2U_{dc}/3$	$-U_{dc}/3$	V_5
0	1	1	0	1	0	$-2U_{dc}/3$	$U_{dc}/3$	$U_{dc}/3$	$-U_{dc}/3$	$2U_{dc}/3$	$-U_{dc}/3$	V_6
0	1	1	0	1	1	$-2U_{dc}/3$	$U_{dc}/3$	$U_{dc}/3$	$-2U_{dc}/3$	$U_{dc}/3$	$U_{dc}/3$	V_7
0	0	1	0	1	1	$-U_{dc}/3$	$-U_{dc}/3$	$2U_{dc}/3$	$-2U_{dc}/3$	$U_{dc}/3$	$U_{dc}/3$	V_8
0	0	1	0	0	1	$-U_{dc}/3$	$-U_{dc}/3$	$2U_{dc}/3$	$-U_{dc}/3$	$-U_{dc}/3$	$2U_{dc}/3$	V_9
1	0	1	0	0	1	$U_{dc}/3$	$-2U_{dc}/3$	$U_{dc}/3$	$-U_{dc}/3$	$-U_{dc}/3$	$2U_{dc}/3$	V_{10}
1	0	1	1	0	1	$U_{dc}/3$	$-2U_{dc}/3$	$U_{dc}/3$	$U_{dc}/3$	$-2U_{dc}/3$	$U_{dc}/3$	V_{11}
1	0	0	1	0	1	$2U_{dc}/3$	$-U_{dc}/3$	$-U_{dc}/3$	$U_{dc}/3$	$-2U_{dc}/3$	$2U_{dc}/3$	V_{12}

Table II.2 : Table de vérité pour les deux vecteurs V_s des deux onduleurs

II.7. Projection des vecteurs de tension des deux onduleurs dans plan de tension ($\alpha - \beta$)

La projection des vecteurs de tension V_s dans le plan ($\alpha - \beta$), est représentée par la figure suivante :

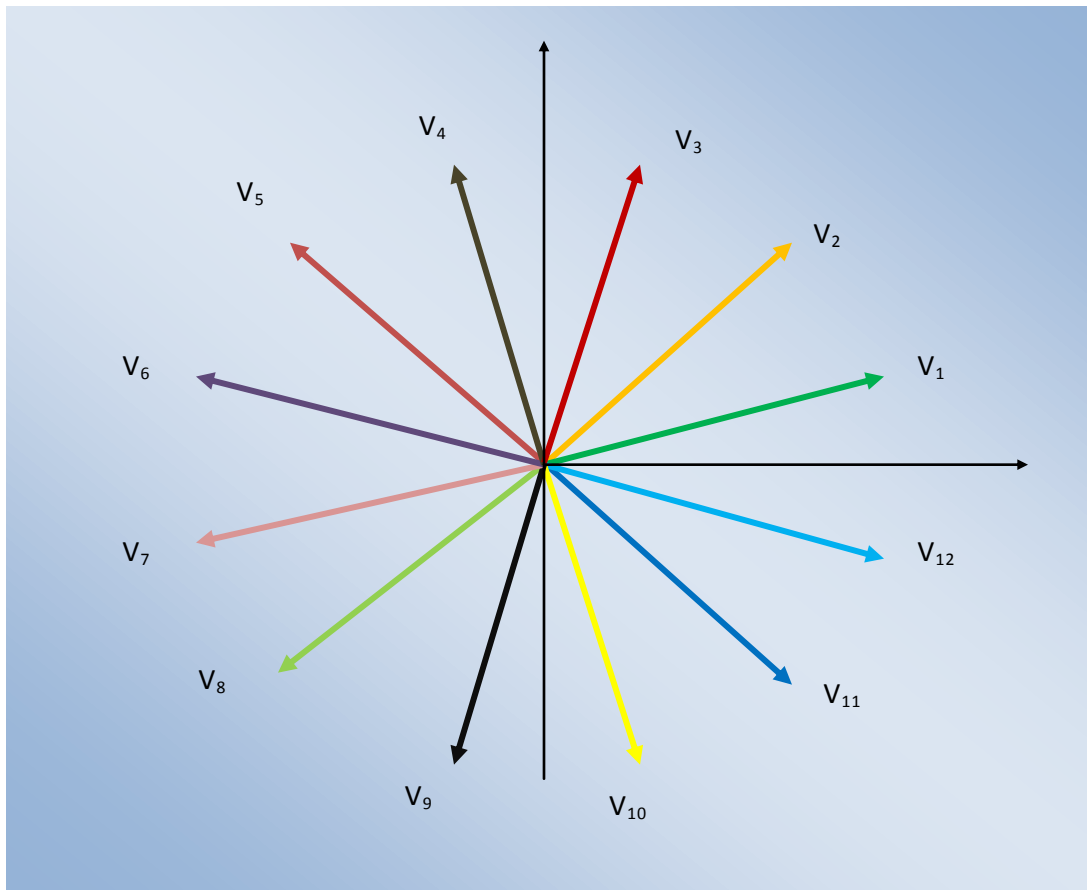


Figure II.5 : Représentation vectorielle du vecteur de sortie V_s des deux onduleurs

II.8. Association convertisseur –MSAPDE

Le schéma bloc du modèle de la MSAPDE associé par deux onduleur est représenté par la figure (II.6) :

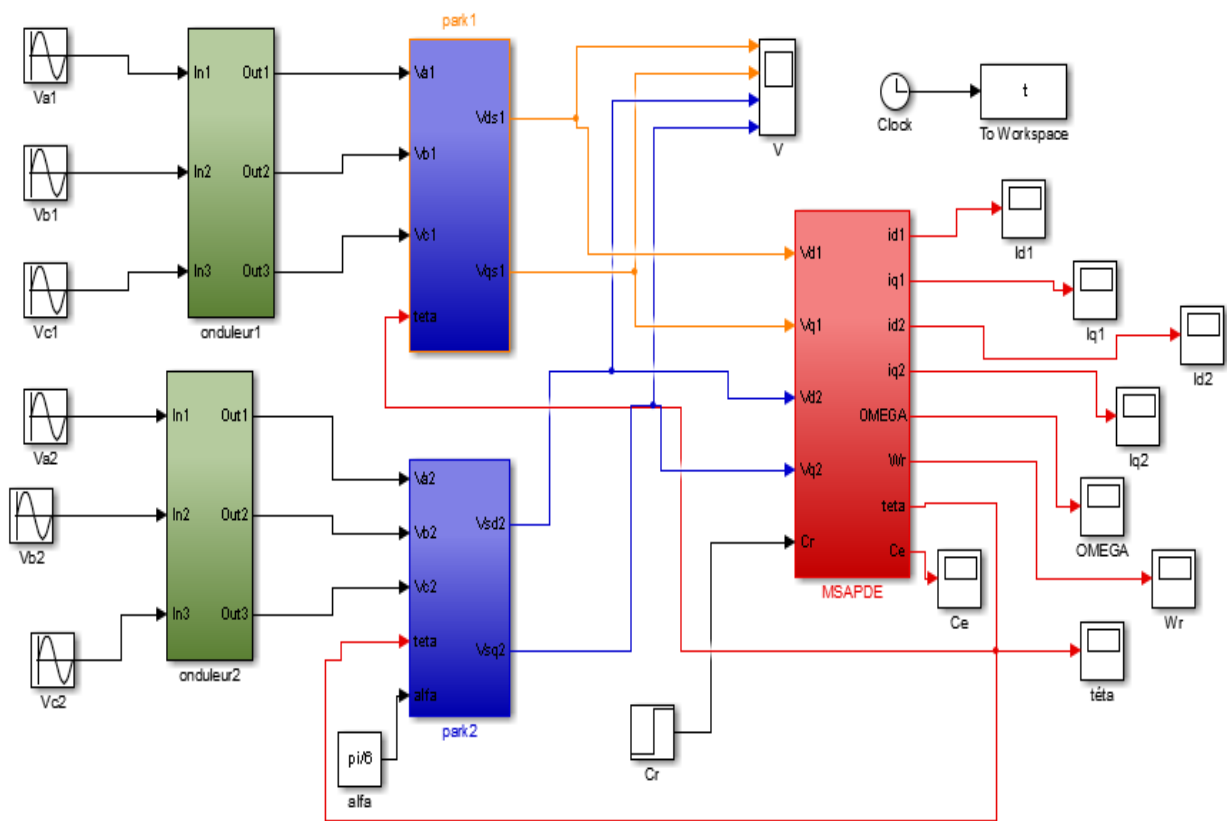
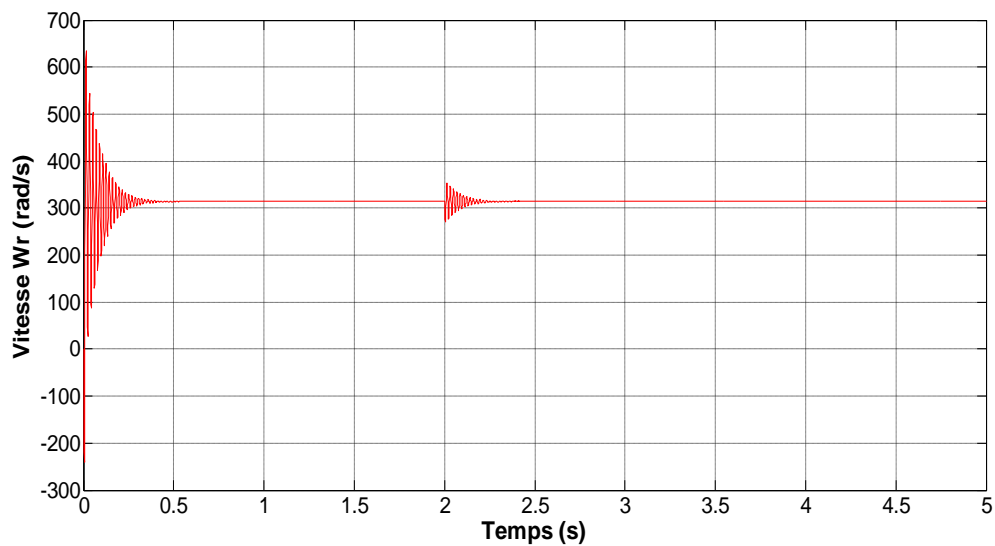


Figure II.6 : Représentation convertisseur machine

II.8.1 Résultats de simulation

Nous constatons des ondulations autour des grandeurs de la machine qui sont dues aux harmoniques au niveau de la tension générée par l'onduleur.

Les résultats de simulation dans la figure (II.7) (fonctionnement en charge)



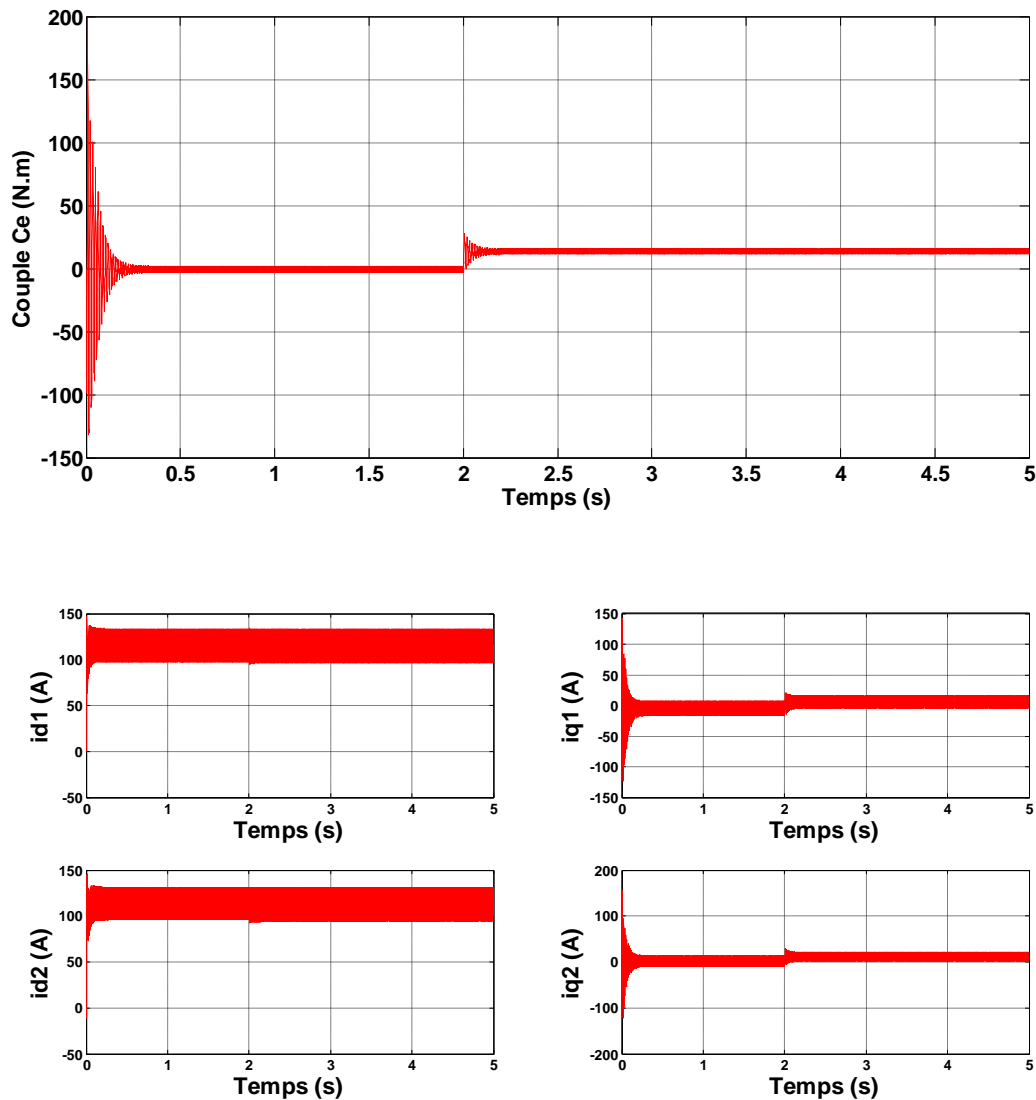


Figure II.7: Performances de la conduite de la machine synchrone triphasée à aimants permanent double étoile avec convertisseur lors d'une application ($C_r=14\text{N.m}$ $t=2\text{s}$)

II.8.2 Interprétation des résultats de simulation

Lors du démarrage de la MSAPDE avec un onduleur, On constate que l'allure de vitesse présente des oscillations pendant le régime transitoire, ce régime qui prend un temps très court, puis cette vitesse atteint sa valeur nominale en régime permanent pour un couple nul.

Alors que le couple présente des oscillations importantes lors de démarrage et se stabilise pour une valeur finale 14 N.m pour un couple de charge 14 N.m.

D'autre part, pour l'allures des courants présentent on constate au démarrage des pics assez importants pendant un temps très court, puis s'établissent à leurs valeurs en régime permanent avec des faibles oscillations.

II.9. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté, la structure du système d'alimentation, qui fait l'organe essentiel pour contrôler la MSAPDE

Nous avons développé la structure de l'onduleur à deux niveaux associé à la MSAPDE, traitant directement le choix adéquat des modes de commutations des interrupteurs des deux onduleurs alimentés la MSAPDE, qui ce fait sur la base de minimiser la distorsion harmonique du courants de circulation entre les deux étoiles de la MSAPDE

Le chapitre qui suit sera consacré à l'application de la commande directe du couple (DTC) à la machine MSAPDE, qui présente l'inconvénient majeur d'être relativement sensible aux variations des paramètres de la machine. D'autre part, la (DTC), est aussi simple, intéressante compte tenu de sa simplicité ; en particulier, par le fait qu'elle ne nécessite ni mesure en temps réel de la vitesse.

CHAPITRE III :

Commande directe du couple de la
machine synchrone double étoile

Chapitre III : Commande directe du couple de la machine synchrone double étoile

III.1. Introduction

Les associations onduleur de tension- machine à courant alternatif constituent un enjeu essentiel dans le milieu industriel, les stratégies de commande de ces associations n'ont cessé de se développer au fil des années. Parmi elles, après l'émergence vers les années 70 de la commande vectorielle, les techniques basées sur la commande directe du couple ont suscité l'intérêt de plusieurs équipes scientifiques et du secteur industriel [11]

La technique de commande directe du couple (Direct Torque Control ou « DTC ») est introduite en 1985 par TAKAHASHI. Plusieurs travaux ont permis une modélisation rigoureuse de cette approche. Elle permet de calculer les grandeurs de contrôle qui sont le flux statorique et le couple électromagnétique à partir des mesures des courants statoriques sans utilisation de capteurs mécaniques [12].

Les méthodes de commande directe du couple « DTC » consistent à commander directement la fermeture ou l'ouverture des interrupteurs de l'onduleur à partir des valeurs pré calculées du flux statorique et du couple. Les changements d'états des interrupteurs sont liés à l'évolution des états électromagnétiques du moteur. Ils ne sont plus commandés à partir des consignes de tension et de fréquence donnée à la commande rapprochée d'un onduleur à modulation de la largeur d'impulsion, la commande par la DTC est utilisé un repère lié au stator(α - β). L'association de la DTC à la MSAPDE a permis d'avoir des systèmes d'entraînement de performances très élevées[13] [11] [14].

Dans ce chapitre, nous allons étudier le principe du contrôle direct du couple pour une MSAPDE. Pour étudier cette stratégie de commande, on commencera par présenter et mettre en œuvre une structure de commande de la MSAPDE par DTC. Ensuite, on introduit une boucle de réglage de vitesse par un correcteur PI les résultats de simulations de la DTC alimenté par un onduleur de tension de deux niveaux, seront présentés et discutés.

III.2. Principes généraux de La commande directe du couple

La commande (DTC : Direct Torque Control) d'une machine synchrone à double étoile est basée sur la détermination directe de la séquence de commande appliquée aux interrupteurs d'un onduleur de tension. Ce choix est basé généralement se base sur la régulation directe du couple de la machine, est cela par l'application des différents vecteurs de tension de l'onduleur, qui détermine son état. Les deux variables qui sont contrôlées: le flux statorique et le couple électromagnétique qui sont habituellement commandées par des régulateurs à hystérésis. Il s'agit donc de maintenir les grandeurs du flux statorique et du couple électromagnétique à l'intérieur de ces bandes d'hystérésis, la sortie de ces régulateurs détermine le vecteur de tension de l'onduleur optimal à appliquer à chaque instant de commutation, l'utilisation de ce type de régulateurs suppose l'existence d'une fréquence de commutation dans le convertisseur variable nécessitant un pas de calcul très faible.

Dans une commande DTC, il est préférable de travailler avec une fréquence de calcul élevée afin de réduire les oscillations du couple provoquées par les régulateurs à hystérésis à niveau physique, cette condition se traduit par la nécessité de travailler avec des systèmes informatiques de haute performance afin de satisfaire aux contraintes de calcul en temps réel. [15]

Les caractéristiques générales d'une commande directe de couple sont,[16]:

- ❖ La fréquence de commutation de l'onduleur dépend de l'amplitude des bandes à hystérésis.
- ❖ La commande directe de couple et de flux, à partir de la sélection des vecteurs optimaux de commutation de l'onduleur.
- ❖ La commande indirecte des intensités et tensions du stator de la machine.
- ❖ L'obtention des flux et des courants statoriques proches de formes sinusoïdales.
- ❖ Une réponse dynamique de la machine très rapide.
- ❖ L'existence des oscillations du couple qui dépend, entre autres, des facteurs de la largeur des bandes des régulateurs à hystérésis.
- ❖ La fréquence de commutation de l'onduleur dépend de l'amplitude des bandes à hystérésis

III.3. Stratégie de commande directe de couple et de flux

TAKAHASHI a proposé une stratégie de commande de couple et de flux (DTC) qui basée sur l'algorithme suivant [14]:

- Le domaine temporel est divisé en des périodes de durée T_e .
- Pour chaque coupe d'horloge, on mesure les courants de ligne et les tensions par phase de machine synchrone à double étoile.
- On reconstitue les composantes du vecteur de flux statorique.
- On estime le couple électromagnétique du MSAPDE, en utilisant l'estimation du flux statorique et la mesure des courants de lignes.
- On détermine la séquence de fonctionnement de l'onduleur pour commander le flux et le couple suivant une logique.

III.4. Contrôle de flux et de couple

III.4.1 Contrôle du flux statorique

La tension statorique dans un repère $(\alpha-\beta)$ liés au stator est donnée par l'équation suivante,[17]

$$\bar{V}_s = R_s \cdot \bar{I}_s + \frac{d\bar{\varphi}_s}{dt} \quad (\text{III.1})$$

$$\bar{\varphi}_s = \bar{\varphi}_s + \int_0^t (\bar{V}_s - R_s \cdot \bar{I}_s) dt \quad (\text{III.2})$$

Si la chute de la tension due à la résistance du stator est négligée, le flux statorique dépendra seulement du vecteur de tension de sortie de l'onduleur, l'expression du flux deviendra :

$$\bar{\varphi}_s(t) \approx \bar{\varphi}_s(0) + \int_0^t \bar{V}_s dt \quad (\text{III.3})$$

Pendant une période d'échantillonnage T_e , soit un intervalle de temps $[0, T_e]$. On applique un vecteur de tension non nul à la machine, on aura l'équation(III.4) :

$$\bar{\varphi}_s(K+1) \approx \bar{\varphi}_s(K) + \bar{V}_s \cdot T_e \quad (\text{III.4})$$

On encore

$$\varphi_s(T_e) \approx \varphi_s(0) + \bar{V}_s \cdot T_e \quad (\text{III.5})$$

$$\Delta\varphi_s \approx V_s \cdot T_e \quad \bar{V}_s \{ \bar{V}_0, \dots, \bar{V}_7 \}$$

$\bar{\varphi}_s(K)$: Vecteur du flux statorique à l'instant d'échantillonnage k .

$\overline{\varphi}_s(K+1)$: Vecteur du flux statorique à l'instant d'échantillonnage $k+1$.

$\Delta\overline{\varphi}_s$: La variation du vecteur flux statorique.

T_e : La période d'échantillonnage.

Dans le cas d'une machine synchrone à aimants permanents double étoile, le flux statorique changera même si on applique des vecteurs de tension nuls, puisque l'aimant tourne avec le rotor. Par conséquent, les vecteurs de tension nuls ne sont pas utilisés pour contrôler le flux statorique. En d'autres termes, φ_s devrait être toujours en mouvement par rapport au flux rotorique, [18].

Pour une période d'échantillonnage constante, $\Delta\varphi_s$ est proportionnel au vecteur de tension appliqué au stator du MSAPDE.

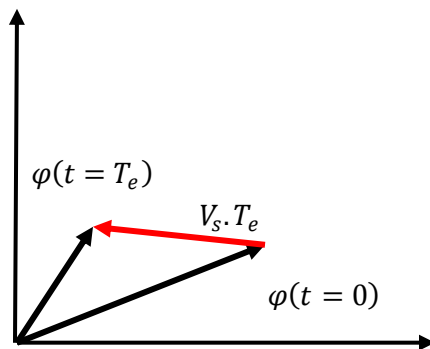


Figure III.1 : Application d'un vecteur tension statorique qui permet de diminuer le module du flux statorique

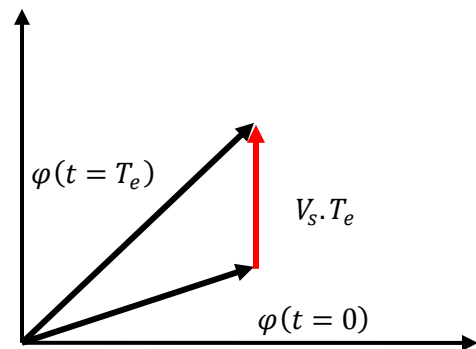


Figure III.2 : Application d'un vecteur tension statorique qui permet d'augmenter le module du flux statorique

« La composante de flux » de vecteur tension (composante radiale), change l'amplitude de vecteur flux et sa « composante de couple », (composante tangentielle), change la position du vecteur flux.

Théoriquement, en appliquant successivement et de manière appropriée les différents vecteurs tensions, l'extrémité du vecteur flux peut suivre correctement la trajectoire désirée pour fonctionner avec un module de flux pratiquement constant, il suffit de choisir une trajectoire presque circulaire pour l'extrémité du vecteur flux. Cela n'est pas possible que si la période d'échantillonnage est très faible devant la période de rotation du flux. En plus la composante de flux des vecteurs tensions appliqués doit être minimum et au contraire celle de la composante du couple doit être maximum. Ainsi les vecteurs appliqués changent la position du flux avec une amplitude presque constante, [18].

III.4.2 Contrôle du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique s'exprime en fonction du flux statorique et du flux rotorique de la façon suivante, [20] :

$$C_e = K(\overline{\varphi}_s \wedge \overline{\varphi}_r) = K \|\overline{\varphi}_s\| \|\overline{\varphi}_r\| \sin(\gamma) \quad (\text{III.6})$$

Tel que $K = \frac{P}{L_q}$

Avec :

$\overline{\varphi}_s$: Le vecteur de flux statoriques.

$\overline{\varphi}_r$: Le vecteur de flux rotorique ramené au stator.

γ : Angle entre les vecteurs flux statorique et rotorique.

le couple dépend donc de l'amplitude des deux vecteurs $\overline{\varphi}_r$ et $\overline{\varphi}_s$ et de leur position relative.

Si l'on parvient à contrôler parfaitement le flux $\overline{\varphi}_s$ (à partir de \overline{V}_s) en module et en position, on peut donc contrôler l'amplitude de $\overline{\varphi}_s$, et le couple électromagnétique de façon découplée, [17].

III.5. Sélection du vecteur tension

Pour fixer l'amplitude du flux statorique, l'extrémité du vecteur flux doit avoir une trajectoire circulaire pour cela, le vecteur tension appliqué doit toujours être perpendiculaire au vecteur flux, mais comme on a toujours un nombre limité de vecteurs tension, que ce soit avec un onduleur à deux niveaux, on est obligé d'accepter une certaine variation d'amplitude autour de la valeur souhaitée.[3]

En fonction des sorties des correcteurs, on sélectionne un vecteur tension statorique à appliquer à la machine, et ainsi l'extrémité du vecteur flux peut être contrôlée et déplacée de manière à maintenir l'amplitude du vecteur flux à l'intérieur d'une certaine bande. Le choix de 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. [6]

On délimite généralement l'espace d'évolution de φ_s dans le référentiel fixe lié au stator, en le décomposant en six zones symétriques. La position du vecteur flux dans ces zones est déterminée à partir de ses composantes. Le contrôle du flux et du couple est assuré en

sélectionnant un des vecteurs. Le rôle du vecteur tension sélectionné est décrit sur la figure (III.3)

Lorsque le flux $\bar{\varphi}_s$ se trouve dans une zone i , le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnant l'un des huit vecteurs tensions suivants :[4]

Si \bar{V}_{i+1} est sélectionné alors $\bar{\varphi}_s$ croît et C_e croît ;

Si \bar{V}_{i-1} est sélectionné alors $\bar{\varphi}_s$ croît et C_e décroît ;

Si \bar{V}_{i+2} est sélectionné alors $\bar{\varphi}_s$ décroît et C_e croît ;

Si \bar{V}_{i-2} est sélectionné alors $\bar{\varphi}_s$ décroît et C_e décroît ;

Si \bar{V}_0 ou \bar{V}_7 sont sélectionnées, alors la rotation du flux $\bar{\varphi}_s$ est arrêtée, d'où une décroissance du couple alors que le module du flux $\bar{\varphi}_s$ reste inchangée.

Avec $i=1, 2, 3, 4, 5, 6$.

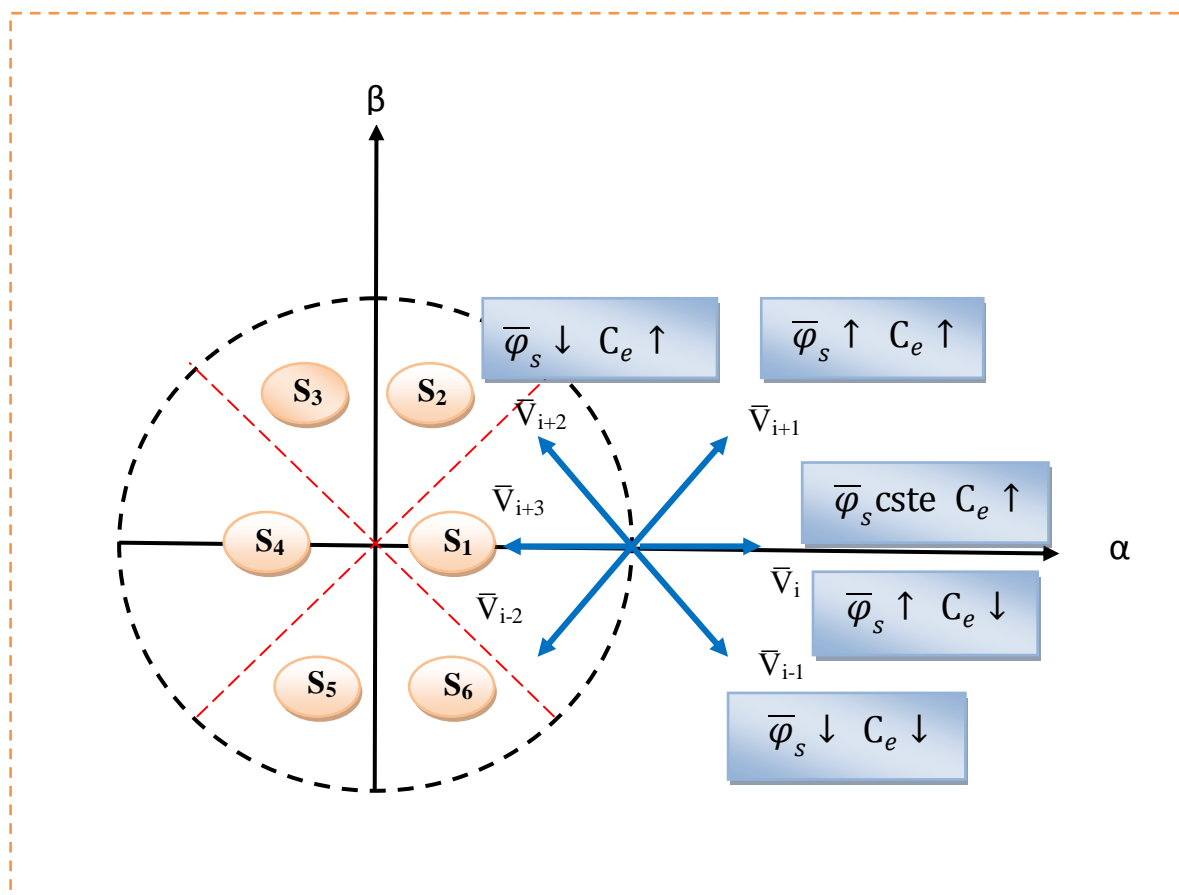


Figure III.3 : Choix du vecteur tension.

III.6 Les estimateurs

III.6.1. Estimation du flux statorique

Essentiellement, la structure DTC exige l'estimation du flux et du couple. Le flux statorique, peut être estimé par différentes techniques.[16]

Dans la structure de la DTC « le modèle en tension » est couramment utilisé. Ainsi l'amplitude du flux statorique est estimée à partir de ses composantes suivants les axes (α , β).

$$\bar{\varphi}_s = \bar{\varphi}_\alpha + j\bar{\varphi}_\beta \quad (\text{III.7})$$

Le module du flux statorique s'écrit :

$$\varphi_s = \sqrt{\varphi_\alpha^2 + \varphi_\beta^2} \quad (\text{III.8})$$

$$\begin{cases} \varphi_{s\alpha} = \int_0^t (V_{s\alpha} - R_s \cdot I_{\alpha s}) dt \\ \varphi_{s\beta} = \int_0^t (V_{s\beta} - R_s \cdot I_{\beta s}) dt \end{cases} \quad (\text{III.9})$$

La zone dans laquelle se situe le vecteur flux $\bar{\varphi}_s$ est déterminée à partir des composantes $\bar{\varphi}_{s\alpha}$ et $\bar{\varphi}_{s\beta}$

L'angle entre le référentiel statorique et le vecteur $\bar{\varphi}_s$ est égale :

$$\theta_s = \arctg \frac{\varphi_{s\beta}}{\varphi_{s\alpha}}$$

Ces équations représentent les étapes de calcul nécessaires à l'estimation de l'amplitude et la position du vecteur flux statorique. cet estimateur exige seulement la connaissance de la résistance statorique, ou l'effet de l'erreur sur cette dernière est négligeable.[17]

Les composantes $I_{\alpha s}$ et $I_{\beta s}$ du vecteur courant sont obtenues par l'application de la

transformation de Concordia aux courants mesurés I_{as} I_{bs} I_{cs} .[3] Soit :

$$I_s = I_{\alpha s} + jI_{\beta s} \quad (\text{III.10})$$

$$\begin{cases} I_{\alpha s} = \sqrt{I_{as}^2 + I_{bs}^2} \frac{3}{2} \\ I_{\beta s} = \left[\frac{1}{\sqrt{2}} (I_{bs} - I_{cs}) \right] \end{cases} \quad (\text{III.11})$$

Les composantes du vecteur tension sont reconstituées à partir de la tension continue par les relations suivantes :

$$V_{\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(S_a - \frac{1}{2} (S_b + S_c) \right) U_{dc} \quad (\text{III.12})$$

$$V_{\beta} = \sqrt{\frac{1}{2}} (S_b - S_c) U_{dc} \quad (\text{III.13})$$

III.6.2. Estimation du couple électromagnétique

Le couple électromécanique peut être estimé à partir des flux estimés, et des courants statorique mesurés, et qui peut se mettre sous la forme suivante :

$$C_e = p(\varphi_{s\alpha} I_{s\beta} - \varphi_{s\beta} I_{s\alpha}) \quad (\text{III.14})$$

III.7. Elaboration des contrôleurs

III.7.1. Contrôleur de flux à deux niveaux

Le but de contrôleur de flux est de maintenir l'extrémité du vecteur flux $\overline{\varphi}_s$ dans un maillon circulaire, comme le montre la figure (III.4), la sortie de correcteur doit indiquer le sens d'évolution du module de $\overline{\varphi}_s$, afin de sélectionner le vecteur tension correspondant, [17], [7].

Pour cela un simple contrôleur à hystérésis à deux niveaux convient parfaitement, et permet d'obtenir de très bonnes performances dynamiques, [19]

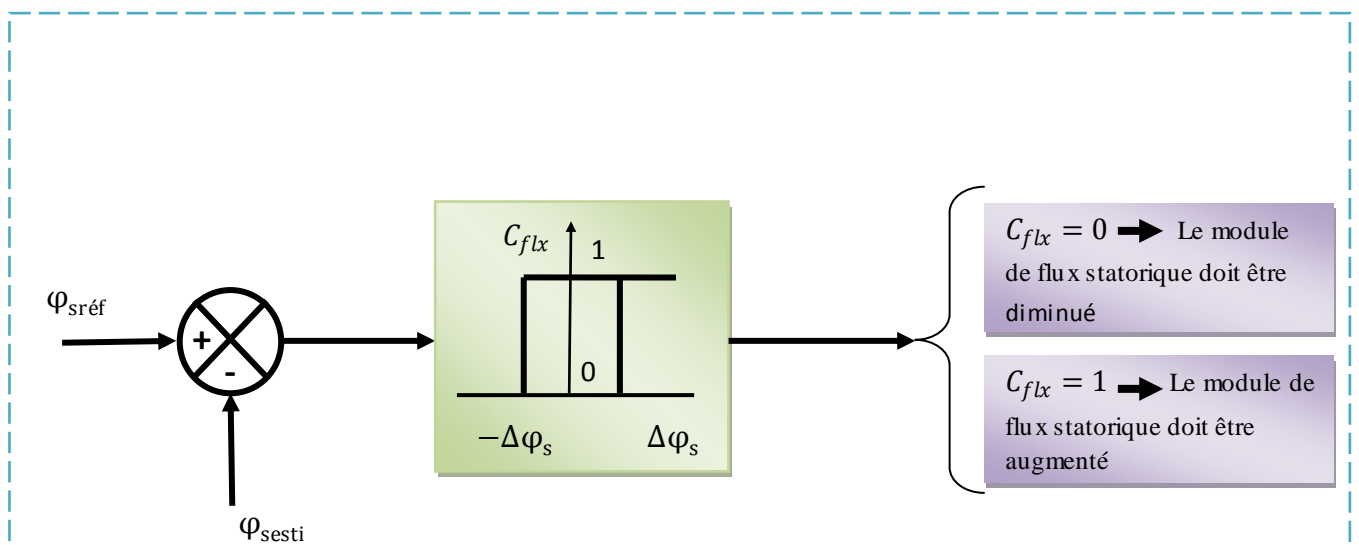


Figure III.4 : Contrôle à hystérésis à deux niveaux.

La sortie du correcteur à hystérésis, représentée par une variable booléenne indique directement si l'amplitude du flux doit être augmentée ($C_{flx} = 1$) ou diminuée ($C_{flx} = 0$). Ce comparateur permet de respecter, [20] :

$$|\bar{\varphi}_{\text{réf}} - \bar{\varphi}_s| \leq \Delta\bar{\varphi}_s$$

Avec :

$\bar{\varphi}_{\text{réf}}$: la consigne de flux

$\Delta\bar{\varphi}_s$: l'écart d'hystérésis du contrôleur.

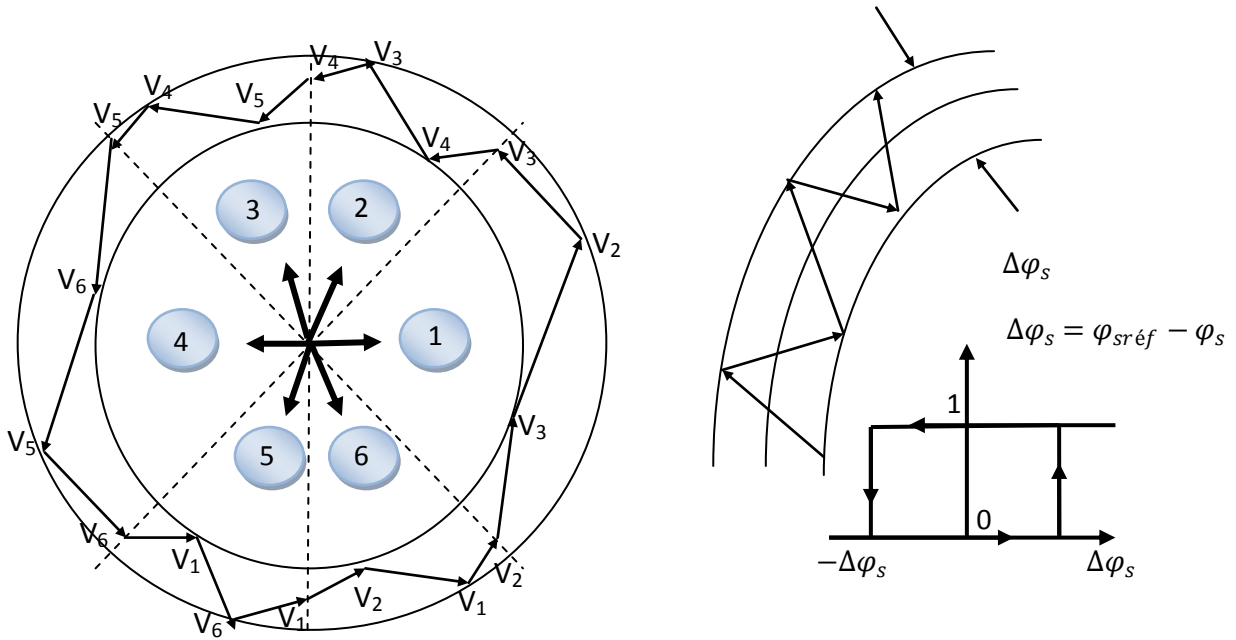


Figure III.5 : Correcteur de flux à hystérésis et sélection des vecteurs tensions

$$\Delta\bar{\varphi}_s > \varepsilon_\varphi$$

$$C_{flx} = 1$$

$$0 \leq \Delta\bar{\varphi}_s \leq \varepsilon_\varphi$$

$$\text{et } \frac{d\Delta\varphi_s}{dt} > 0$$

$$C_{flx} = 0$$

$$0 \leq \Delta\bar{\varphi}_s \leq \varepsilon_\varphi$$

$$\text{et } \frac{d\Delta\varphi_s}{dt} < 0$$

$$C_{flx} = 1$$

$$\Delta\bar{\varphi}_s \leq -\varepsilon_\varphi$$

$$C_{flx} = 0$$

En effet, si on introduit l'écart $\Delta\bar{\varphi}_s$, entre le flux de référence et le flux estimé dans un correcteur à hystérésis à deux niveaux, celui-ci génère à sa sortie la valeur ($C_{flx} = 1$) pour augmenter le flux et ($C_{flx} = 0$) pour le réduire, cela permet de plus d'obtenir une très bonne performance dynamique du flux. Ainsi, seuls les vecteurs V_{i+1} ou V_{i+2} peuvent être sélectionnés pour faire évoluer le vecteur de flux statorique $\bar{\varphi}_s$.

III.7.2. Contrôleur du couple

Le correcteur de couple a pour le but de maintenir le couple dans des limites accessibles définies comme suit :

$$|c_{\text{réf}} - c_e| \leq \Delta c_e$$

Avec :

$c_{\text{réf}}$: le couple de référence.

Δc_e : La largeur de la bande d'hystérésis du correcteur.

Cependant le couple peut être positif ou négatif selon la rotation de la machine, cela il faut un correcteur à deux ou à trois niveaux .

III . 7.2.1. Contrôleur de couple à deux niveaux:

Ce contrôleur est identique à celui utilisé pour le contrôle du vecteur flux. Le contrôleur à deux niveaux est utilisé dans le cas du contrôle de couple dans un seul sens de rotation. Seulement les vecteur de tensions V_{i+1} et V_{i+2} et les vecteur nuls peuvent être sélectionnés pour évoluer le vecteur flux. La diminution du couple est assurée par la sélection des vecteurs de tensions nuls .

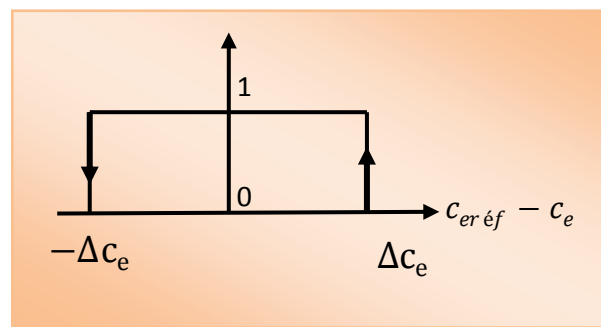


Figure III.6 : Contrôleur à hystérésis à deux niveaux.

III .7 .2.2. Contrôleur de couple à trois niveaux:

Il permet de contrôler le moteur dans les deux sens de rotation, soit pour un couple positif ou négatif. La sortie du correcteur, représentée par la variable booléenne Ccpl indique directement si l'amplitude du couple doit être augmentée en valeur absolue (Ccpl=1 pour une

consigne positive et ($C_{cpl} = -1$) pour une consigne négative) ou diminuée ($C_{cpl} = 0$) [12] (voir figure III.7) :

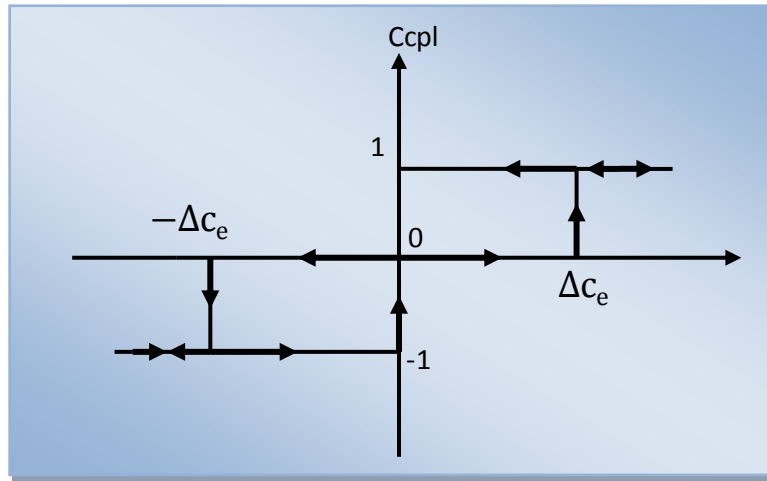


Figure III.7 : Correcteur à hystérésis à trois niveaux

$$\left\{ \begin{array}{ll} \varepsilon_{ce} < \Delta c_e & \text{alors } C_{cpl} = 1 \\ 0 \leq \Delta c_e \leq \varepsilon_{ce} & \text{et } \frac{d\Delta c_e}{dt} > 0 \quad \text{alors } C_{cpl} = 0 \\ 0 \leq \Delta c_e \leq \varepsilon_{ce} & \text{et } \frac{d\Delta c_e}{dt} < 0 \quad \text{alors } C_{cpl} = 1 \\ \varepsilon_{ce} > \Delta c_e & \text{alors } C_{cpl} = -1 \\ -\varepsilon_{ce} \leq \Delta c_e < 0 & \text{et } \frac{d\Delta c_e}{dt} > 0 \quad \text{alors } C_{cpl} = 0 \\ -\varepsilon_{ce} \leq \Delta c_e \leq 0 & \text{et } \frac{d\Delta c_e}{dt} < 0 \quad \text{alors } C_{cpl} = -1 \end{array} \right. \quad (\text{III.15})$$

En introduisant l'écart Δc_e entre le couple électromagnétique de référence et celui estimé dans un comparateur à hystérésis à trois niveaux (voir figure. III.7), celui-ci génère la valeur ($C_{cpl}=1$) pour augmenter le couple, ($C_{cpl} = -1$) pour le réduire et ($C_{cpl} = 0$) pour le maintenir constant dans une bande autour de sa référence. Ce choix d'augmenter le nombre de niveaux est proposé afin de minimiser la fréquence de commutation moyenne des interrupteurs, car la dynamique du couple est généralement plus rapide que celle du flux, [12].

III.8. Elaboration des tables de commutation

III.8.1. Elaboration de la table de commutation avec séquences nulles

On élabore la table de vérité en se basant sur les erreurs du flux $\Delta \varphi_s$ et du couple Δc_e et selon la position du vecteur de flux statorique N (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 Δc_e et $\Delta \varphi_s$ suivant la logique de comportement du flux et couple vis à-vis de l'application d'un vecteur de tension statorique, [16].

Le tableau (III.1) résume l'action combinée de chaque configuration sur le flux statorique et le couple électromagnétique.

	Augmentation	Diminution
φ_s	V_{i-1}, V_i et V_{i+1}	V_{i-2}, V_{i+2} et V_{i+3}
c_e	V_{i+1} et V_{i+2}	V_{i-1} et V_{i-2}

Tableau III.1 : Tables de commutation

III.8.2. Table de commande du flux

La table de commande du flux résume, de façon générale, les séquences de tension actives à appliquer pour augmenter ou diminuer le module du flux statorique en fonction du secteur.

	N=1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6
φ_s ↗	$V_6 V_1 V_2$	$V_1 V_2 V_3$	$V_2 V_3 V_4$	$V_3 V_4 V_5$	$V_4 V_5 V_6$	$V_5 V_6 V_1$
φ_s ↘	$V_3 V_4 V_5$	$V_4 V_5 V_6$	$V_5 V_6 V_1$	$V_6 V_1 V_2$	$V_1 V_2 V_3$	$V_2 V_3 V_4$

Tableau III.2 : Table de commande du flux

III.8.3. Table de commande du couple

La table de commande du couple montre les séquences de tensions actives à appliquer selon le secteur, pour augmenter ou diminuer la valeur algébrique du couple. Nous verrons que les séquences de tension nulle contribuent à augmenter ou diminuer le couple selon le point de fonctionnement, (Tableau III. 3)

	N=1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6
$C_e \nearrow$	V ₂ V ₃	V ₃ V ₄	V ₄ V ₅	V ₅ V ₆	V ₆ V ₁	V ₁ V ₂
$C_e \searrow$	V ₅ V ₆	V ₆ V ₁	V ₁ V ₂	V ₂ V ₃	V ₃ V ₄	V ₄ V ₅

Tableau III.3 : Table de commande du couple

III.8.4. Tables des commutations avec les vecteurs tensions actives et nulles

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, mais on peut la décomposer en deux autres tables, la première avec vecteurs tension active et la deuxième avec vecteurs tension nuls

III.8.4.1 Table de commutation avec les vecteurs tensions actifs

Comme on a déjà vu précédemment le correcteur à trois niveaux permet de contrôler la machine dans les deux sens de rotation, soit pour un couple positif ou négatif..

Flux	Couple	N=1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6	Correcteur
$C_{\text{flx}}=0$	$C_{\text{cpl}}=1$	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₁	V ₂	2 niveaux
	$C_{\text{cpl}}=0$	V ₄	V ₅	V ₆	V ₁	V ₂	V ₃	
	$C_{\text{cpl}}=-1$	V ₅	V ₆	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄	3 niveaux
$C_{\text{flx}}=1$	$C_{\text{cpl}}=1$	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₁	2 niveaux
	$C_{\text{cpl}}=0$	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	
	$C_{\text{cpl}}=-1$	V ₆	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	3 niveaux

Tableau III.4: Table de contrôle du flux et du couple avec les vecteurs de tension actif

III.8.4.2 Table de commutation avec les vecteurs tensions nulles

Le tableau (III.5) représente l'évolution du comportement de la commande par l'utilisation des tensions nulles dans les quatre quadrants. Les résultats de simulation de la DTC améliorée par l'utilisation des comparateurs d'hystérésis à trois niveaux avec des tensions nulles sont regroupés. On remarque une amélioration de la réponse du couple (minimisation des ondulations) et une bonne poursuite vers la valeur de référence.

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

Tableau III.5: Table de contrôle du flux et du couple avec les vecteurs de tensions nuls.

III.9. contrôle direct du couple avec douze secteurs

Notre objectif est de réaliser un contrôle performant aussi bien en régime permanent qu'en régime transitoire en choisissant la stratégie de commutation la plus optimale en terme d'ondulation du couple et des courants, et de fréquence de commutation.

D'après le principe de la structure de la commande directe du couple, la sélection d'un vecteur tension adéquat, à chaque période d'échantillonnage, est faite pour maintenir le couple le flux dans la limite des deux bandes à hystérésis. En particulier la sélection est faite sur la base de l'erreur instantanée du flux et du couple [23].

On a les vecteurs de flux dans la zone i ($i=1, \dots, 12$) du plan (α, β) , qui est divisé en 12 secteurs, et la première zone s'étend de 0° à 30° .

- ❖ Pour augmenter l'amplitude du flux statorique, le vecteur $V_i, V_{i+1}, V_{i+2}, V_{i-1}, V_{i-2}$ ou V_{i-3} peut être sélectionné. Inversement, la décroissance du flux statorique est obtenue par le vecteur tension $V_{i+3}, V_{i+4}, V_{i+5}, V_{i-4}, V_{i-5}$ ou bien par V_{i-6} .
- ❖ Pour augmenter l'amplitude du couple, le vecteur $V_i, V_{i+1}, V_{i+2}, V_{i+4}, V_{i+5}$ ou V_{i+6} peut être sélectionné. Inversement, pour sa décroissance, le vecteur tension $V_{i-1}, V_{i-2}, V_{i-3}, V_{i-4}, V_{i-5}$ ou bien V_{i-6} peut être appliqué.

III.9.1 La DTC classique :

Les différentes tables de commutation en fonction des sorties des correcteurs à hystérésis du couple (C_e) et du flux (φ) La lettre i ($i = 1, \dots, 12$) indique la zone de position du flux statorique, elle est déterminée pour la DTC classique (DTC) par la relation suivante :

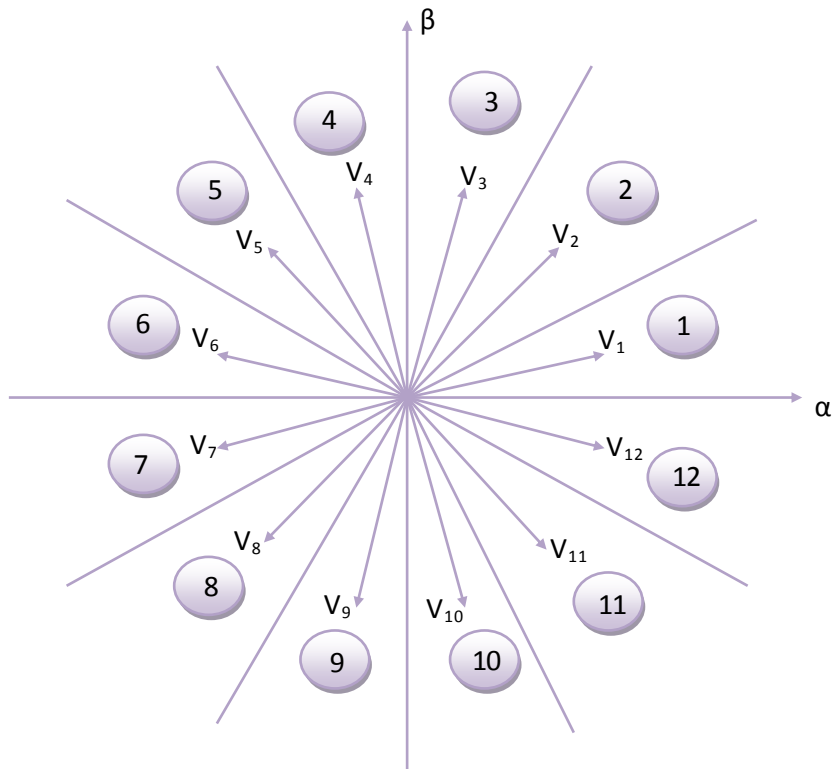
$$(2i - 3) \frac{\pi}{12} < \theta < (2i - 1) \frac{\pi}{12} \quad (\text{III.16})$$

III.9.2 La DTC modifiée :

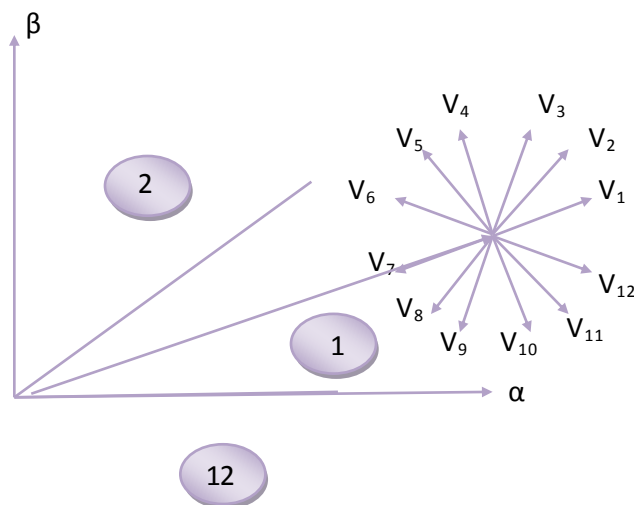
L'idée est d'essayer d'améliorer la DTC par un changement de la table de commutation en utilisant toujours douze secteurs comme pour la DTC classique, mais cette fois en adaptant une nouvelle répartition des zones. Ainsi au lieu d'avoir le premier secteur de -15° à 15° , nous le décalons dans le sens antihoraire d'un angle de 15° , ce qui mène au choix de 0° à 30° pour la première zone [24].

D'une façon générale. La lettre i ($i = 1, \dots, 12$) indique la zone de position du flux statorique, les limites de chaque zone est donnée par la relation suivante :

$$(i - 1) \frac{\pi}{6} < \theta < i \frac{\pi}{6} \quad (\text{III.17})$$



a : Secteurs du plan complexe.



b : Choix du vecteur.

Figure III.8 : découpage du plan de phase et sélection du vecteur de la DTC

Du tableau ci-dessus, plusieurs tables de commutation peuvent être tirées pour contrôler le couple et le flux statorique. Chaque table influence différemment sur le comportement de la machine.

Dans le tableau suivant (III.6), deux stratégies de commutation sont proposées pour des correcteurs de deux niveaux pour le couple et le flux.

	$C \uparrow \varphi_s \uparrow$	$C \uparrow \varphi_s \downarrow$	$C \downarrow \varphi_s \uparrow$	$C \downarrow \varphi_s \downarrow$
1 ^{ère} stratégie	V_{i+1}	V_{i+5}	V_{i-1}	V_{i-5}
2 ^{ème} stratégie	V_{i+2}	V_{i+4}	V_{i-2}	V_{i-4}

Tableau III.6: différentes stratégies de commutation pour la DTC modifiée.

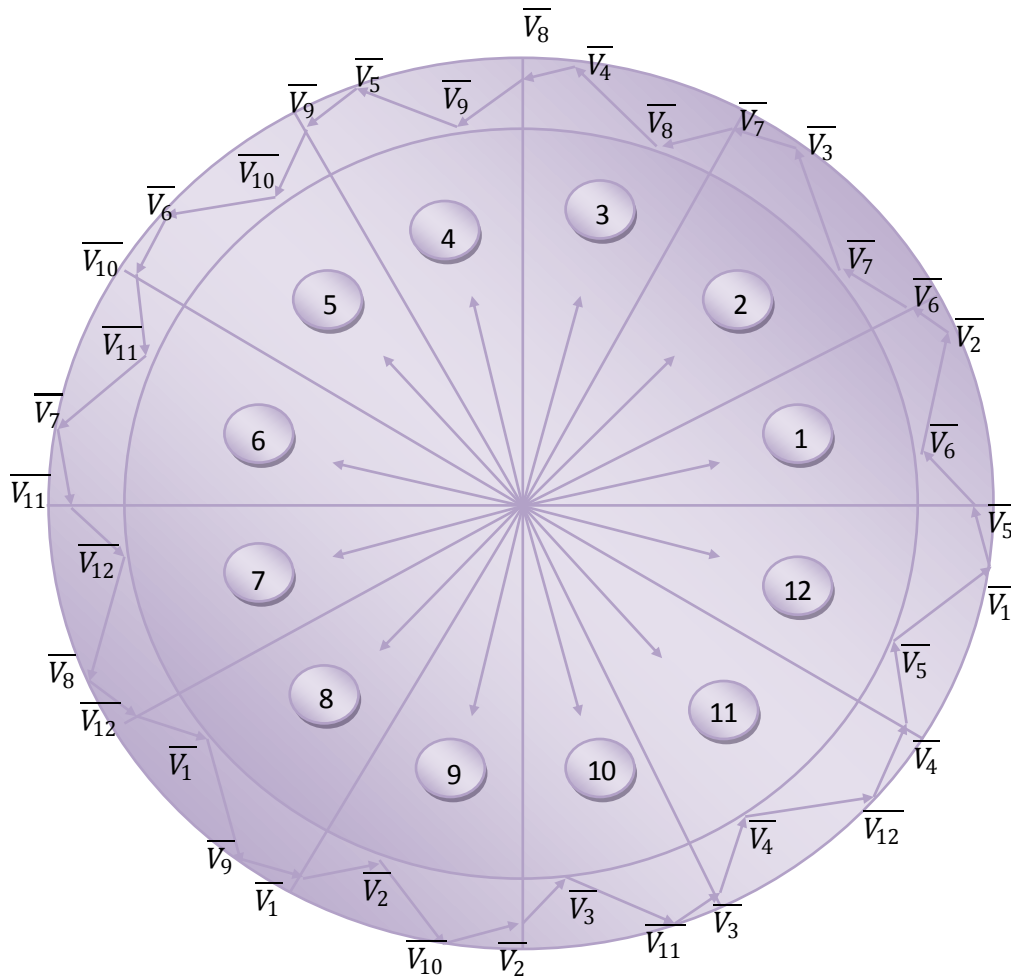


Figure III.9 : Correcteur de flux à hystérésis et sélection des vecteurs tensions.

nous avons utiliser de correcteur à hystérésis à deux bandes, nous reprenons le tableaux suivant.

Zone (i)		1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
$C_{flx}=1$	$C_{cpl}=1$	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_7	V_8	V_9	V_{10}	V_{11}	V_{12}	V_1
	$C_{cpl}=0$	V_{12}	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_7	V_8	V_9	V_{10}	V_{11}
$C_{flx}=0$	$C_{cpl}=1$	V_6	V_7	V_8	V_9	V_{10}	V_{11}	V_{12}	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5
	$C_{cpl}=0$	V_8	V_9	V_{10}	V_{11}	V_{12}	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_7

Tableau III.7 : Stratégie de contrôle avec comparateur à hystérésis à deux niveaux

Maintenant, nous allons utiliser de correcteur à hystérésis à trois bandes, nous reprenons les mêmes tableaux que ci-dessus.

Zone (i)		1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
$C_{flx}=1$	$C_{cpl}=1$	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_7	V_8	V_9	V_{10}	V_{11}	V_{12}	V_1
	$C_{cpl}=0$	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_7	V_8	V_9	V_{10}	V_{11}	V_{12}
	$C_{cpl}=-1$	V_{12}	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_7	V_8	V_9	V_{10}	V_{11}
$C_{flx}=0$	$C_{cpl}=1$	V_6	V_7	V_8	V_9	V_{10}	V_{11}	V_{12}	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5
	$C_{cpl}=0$	V_7	V_8	V_9	V_{10}	V_{11}	V_{12}	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6
	$C_{cpl}=-1$	V_8	V_9	V_{10}	V_{11}	V_{12}	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_7

Tableau III.8 : Stratégie de contrôle avec comparateur à hystérésis à trois niveaux

III.10. Structure générale du contrôle direct du couple

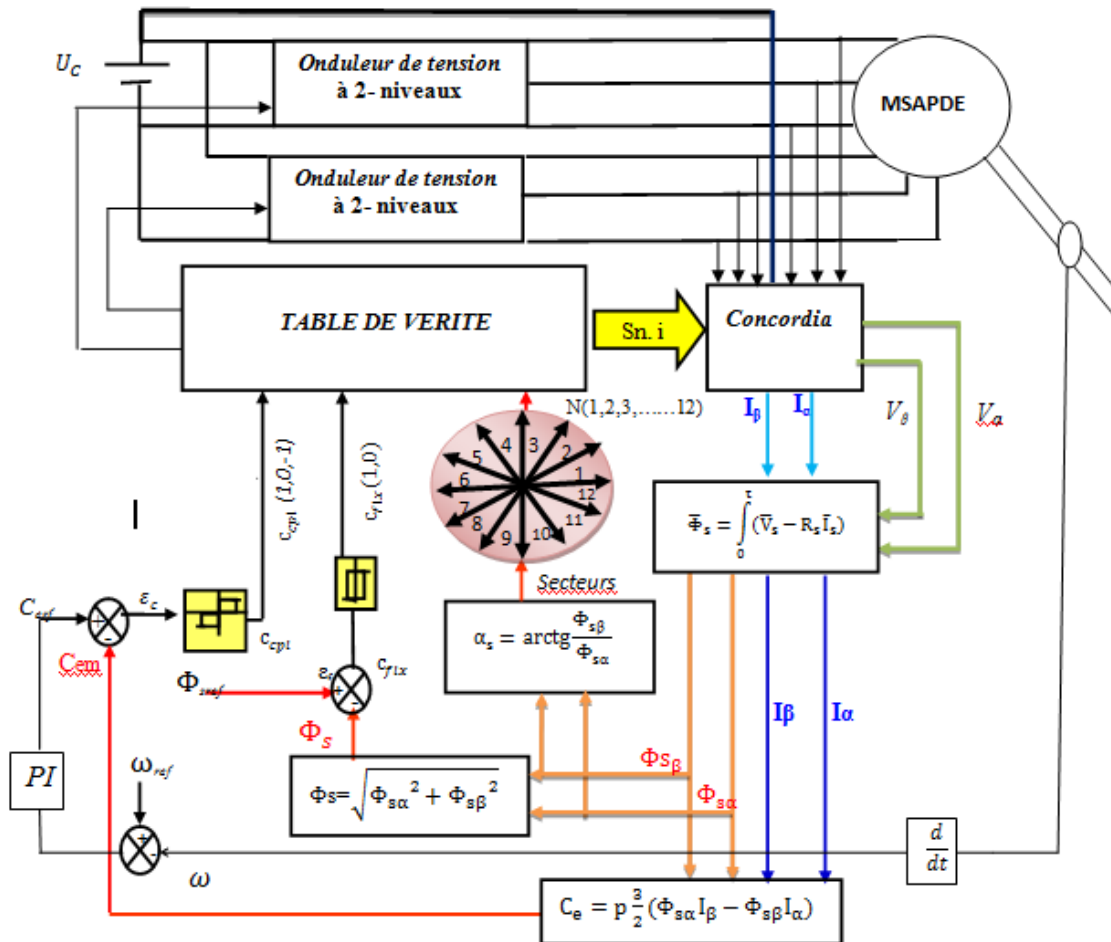


Figure III.10 : Schéma de la structure générale du contrôle direct du couple

III.11. Réglage de vitesse de la MSAPDE

Plusieurs types de réglage peuvent être appliqués. Le plus simple est le réglage classique avec un régulateur PI, [25] ,[6].

D'où le diagramme fonctionnel de réglage de vitesse (figure III.11).

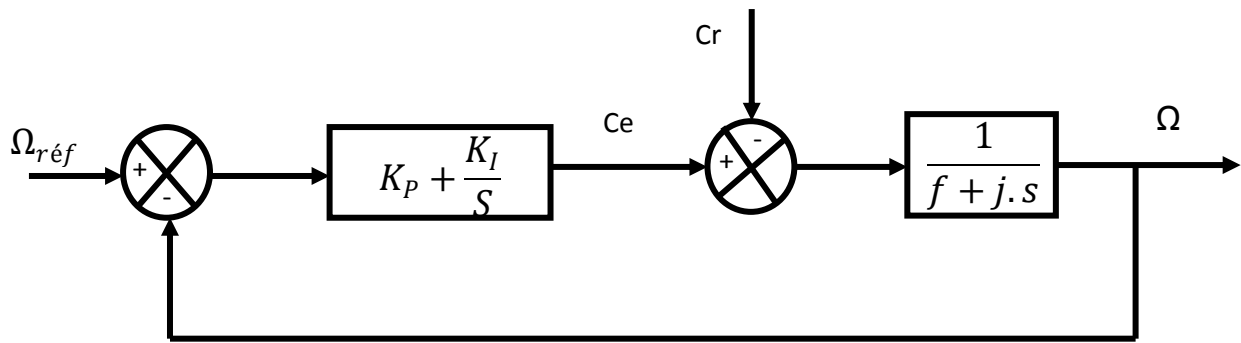


Figure III.11 : Régulation de la vitesse.

Le régulateur de vitesse permet de déterminer le couple de référence nécessaire à la commande directe du couple afin que la vitesse puisse suivre la référence voulue. La fonction de transfert de ce régulateur est donnée par :

$$F(s) = K_p + \frac{K_I}{s} \quad (\text{III. 18})$$

La détermination des paramètres du régulateur PI est basée sur l'équation mécanique du moteur. En effet cette équation a la forme suivante dans le plan de Laplace :

$$\Omega(s) = \frac{1}{f + j \cdot s} [Ce(s) - Cr(s)] \quad (\text{III. 19})$$

Dans le cas de l'utilisation d'un régulateur PI classique, Ω s'écrit alors ($Cr(s)=0$):

$$\Omega(s) = \frac{\frac{k_p \cdot s + \frac{k_i}{j}}{j}}{s^2 + \left(\frac{f + k_p}{j}\right) \cdot s + \frac{k_i}{j}} \quad (\text{III. 20})$$

$$F(s) = \frac{\omega^2}{s^2 + 2\xi\omega s + \omega^2} \quad (\text{III. 21})$$

Par analogie on peut trouver les paramètres du régulateur PI :

$$k_i = \omega^2 j \qquad k_p = 2\xi\omega j - f$$

Avec :

ω : Fréquence propre d'oscillation

ξ : Coefficient d'amortissement

j : Moment d'inertie

Pour un amortissement critique ($\xi = 0.8$) et ($\omega = 240$) on obtient :

$$k_i = 101.37 \qquad k_p = 0.67$$

Le réglage PI présente un dépassement par rapport à la grandeur de consigne, dû au changement brutal de cette dernière. Le dépassement peut être amorti, en introduisant un filtre (correcteur) pour la grandeur de consigne afin de modérer l'impact de sa variation brusque.

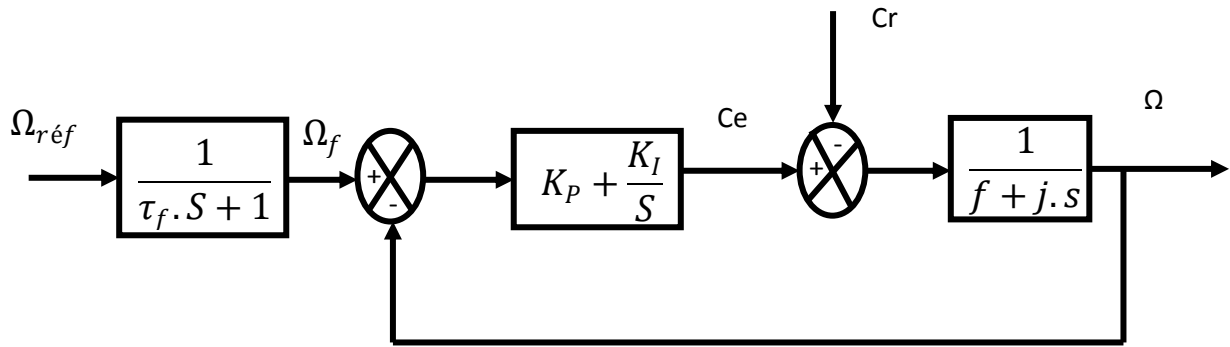


Figure III.12 : Schéma fonctionnel de régulation de la vitesse.

La fonction de transfert à prévoir dans notre cas est donnée par :

$$\frac{\Omega_f}{\Omega_{r\acute{e}f}} = \frac{1}{\tau_f s + 1} \tag{III. 22}$$

τ_f : est calculée de façon à compenser le zéro de la fonction de transfert par rapport à la consigne

III.12. Schéma de simulation de la DTC appliquée au MSAPDE

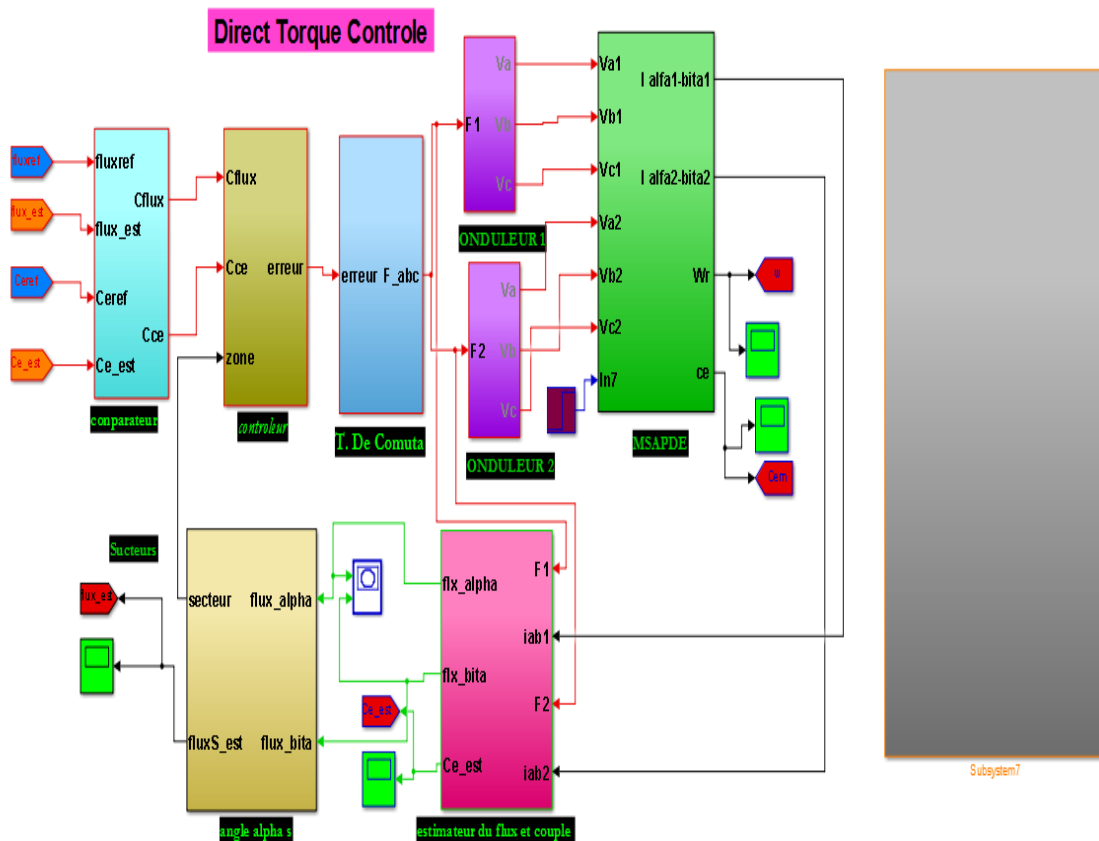


Figure III.13 : Schéma de simulation de la DTC appliquée au MSAPDE

III.13. Résultats de simulation:

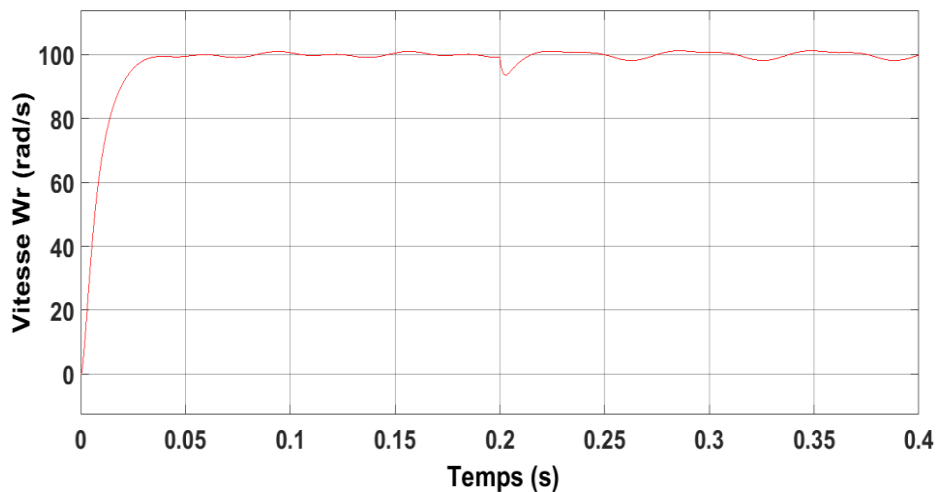
Pour illustrer le comportement de la structure de commande par DTC appliquée au modèle du MSAPDE en présence de la boucle de réglage de vitesse. On a effectuée des simulations pour les régimes de fonctionnements suivants:

III.13.1 Test de robustesse vis-à-vis aux variations non paramétriques

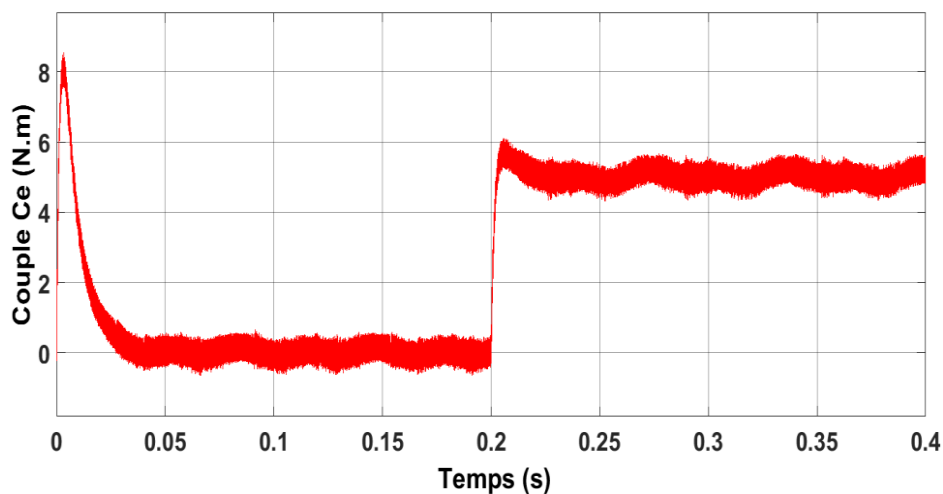
- **Test de robustesse vis-à-vis des variations de la charge**

Ce test a été effectué de la manière suivante: On démarre le moteur à vide puis a l'instant $t = 0.2$ s on le charge avec $C_r = 8$ Nm.

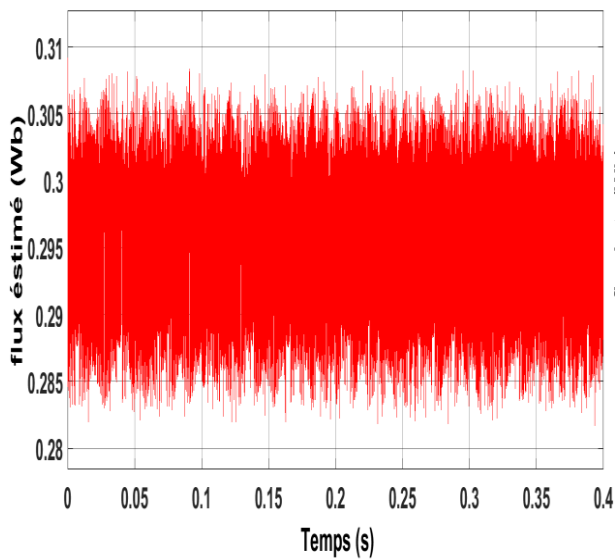
Résultats de simulation



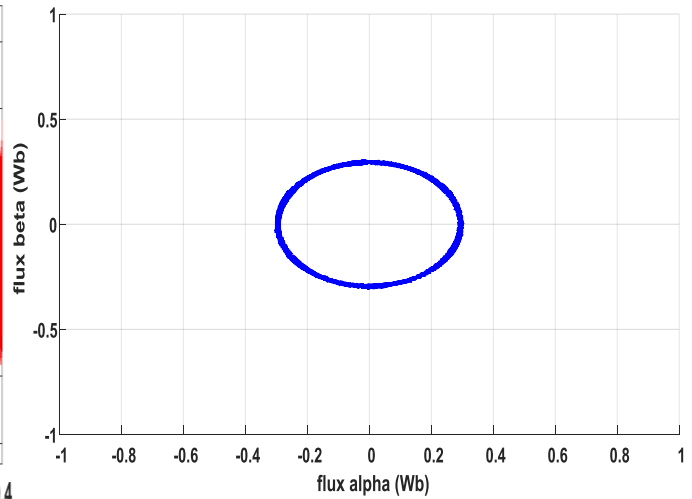
(a) : variation de la vitesse



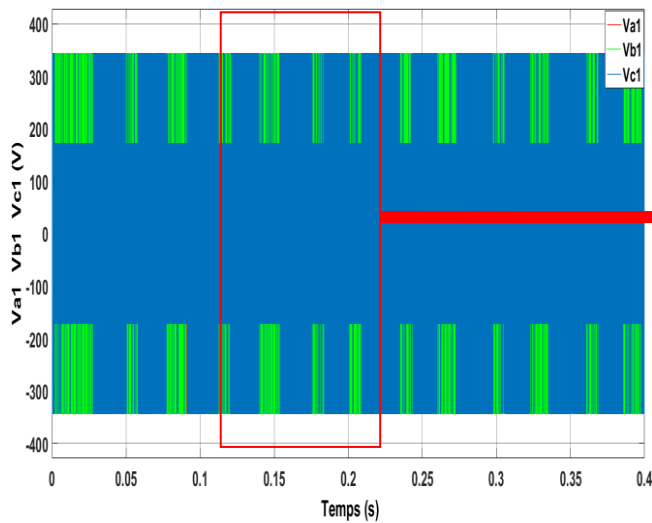
(b) : variation du couple



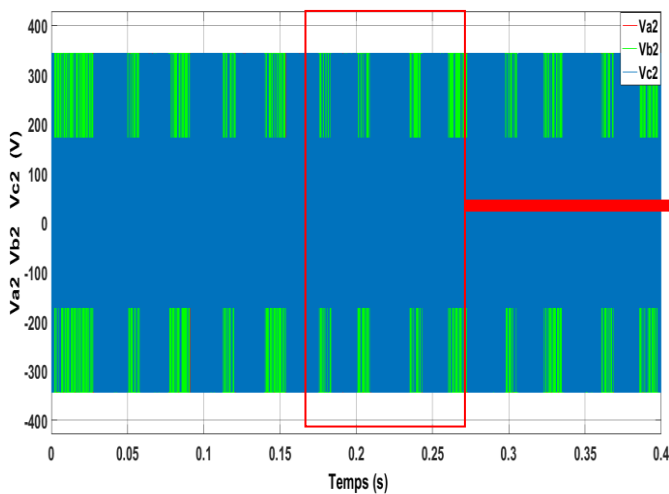
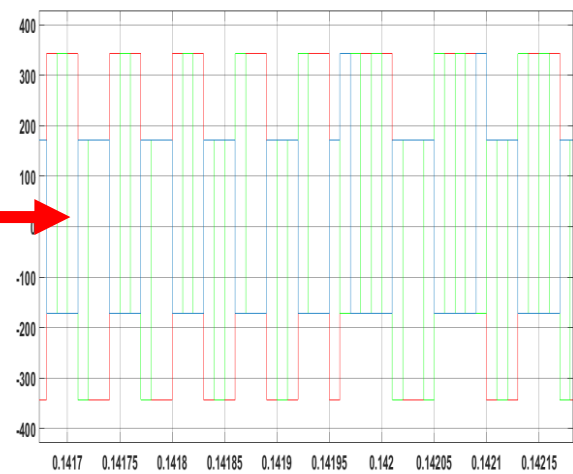
(c) : Variation du flux estimé .



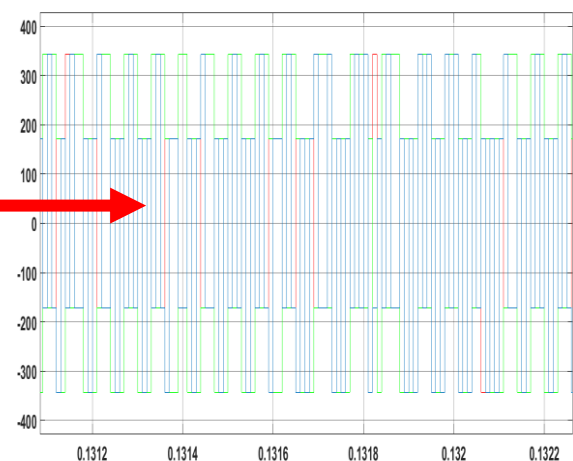
(d): Trajectoire de vecteur du flux statorique.



(e) : Tension composé Va1Vb1Vc1



(f) : Tension composé Va2Vb2Vc2



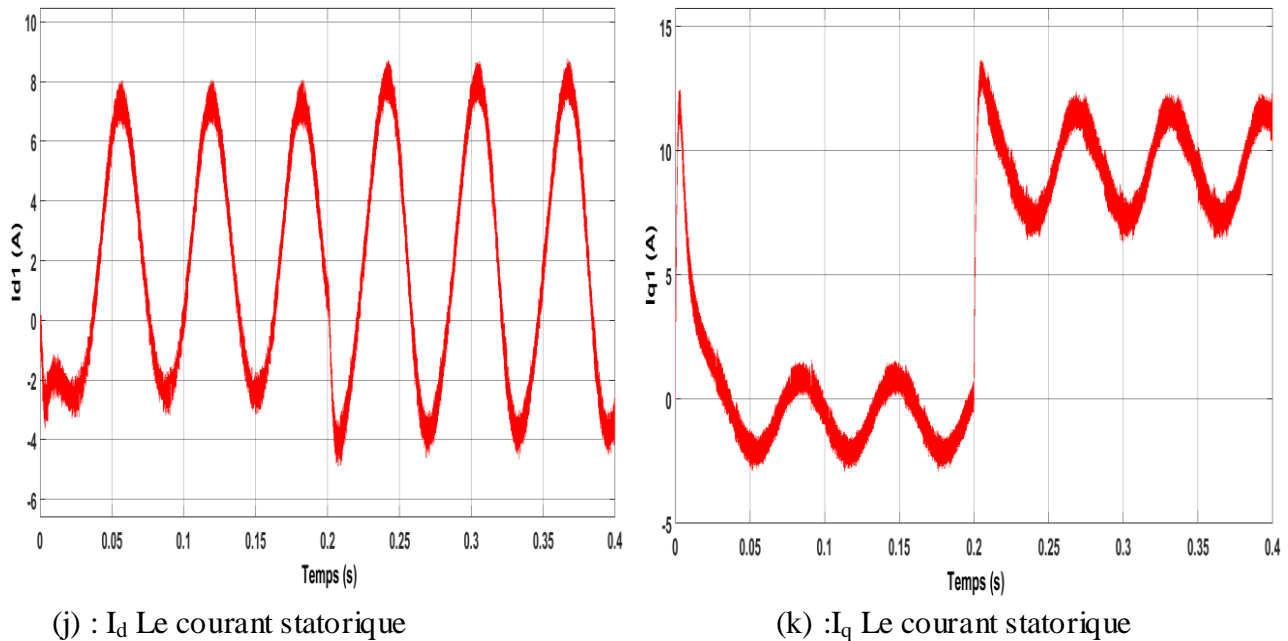


Figure III.14 : Résultat de simulation de la MSAPDE commandée par DTC

(En charge $C_r = 8\text{N.m}$, $w_r = 100\text{ rad/s}$).

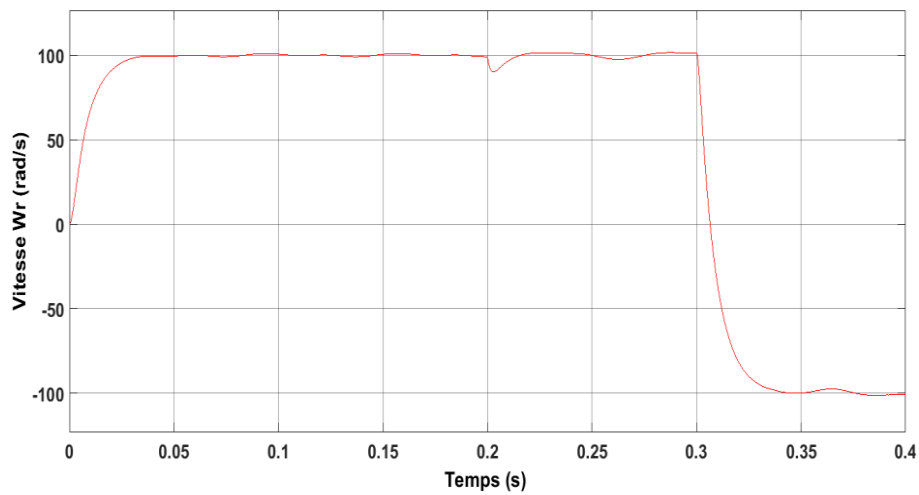
Interprétation des résultats de simulation

Au démarrage, le couple électromagnétique atteint sa valeur maximale de 6N.m et se stabilise à une valeur pratiquement nulle en régime permanent après un temps de démarrage 0.2s puis stabilise pour une valeur finale 5N.m avec une oscillation importante pour couple de charge 8N.m ; En plus en remarque que la vitesse suivre la valeur de référence après 0.05s avec un pic à 0.2s c'est-à-dire l'application de la charge.

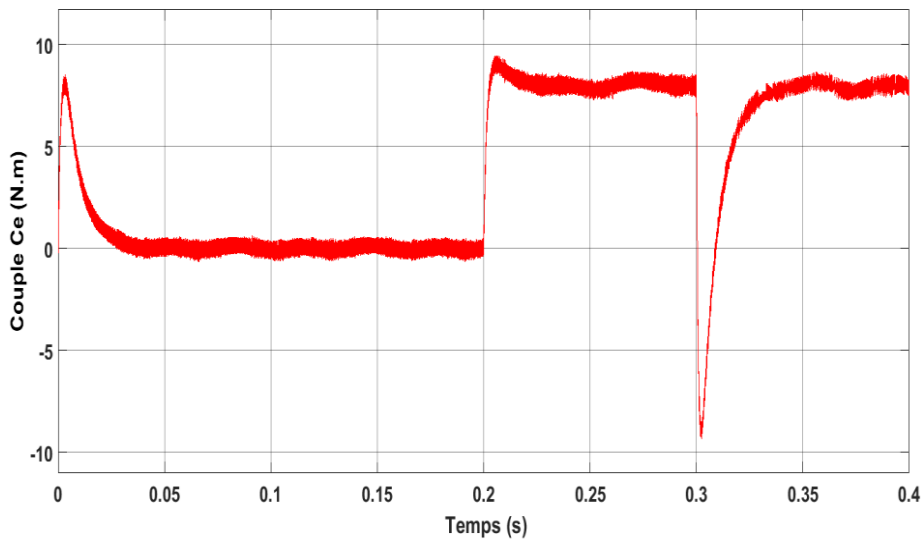
• Test de robustesse vis a vis des variations du couple de charge et inversion du sens de rotation

Ce test a été effectué de la manière suivante: après un démarrage à vide est a l'instant $t = 0.2\text{s}$ on a introduit un changement du couple résistant égale a 8 N.m s puis on a introduit un changement de consigne de la vitesse de référence de $+100\text{ rad/s}$ à -100 rad/s à l'instant $t = 0.3\text{ s}$.

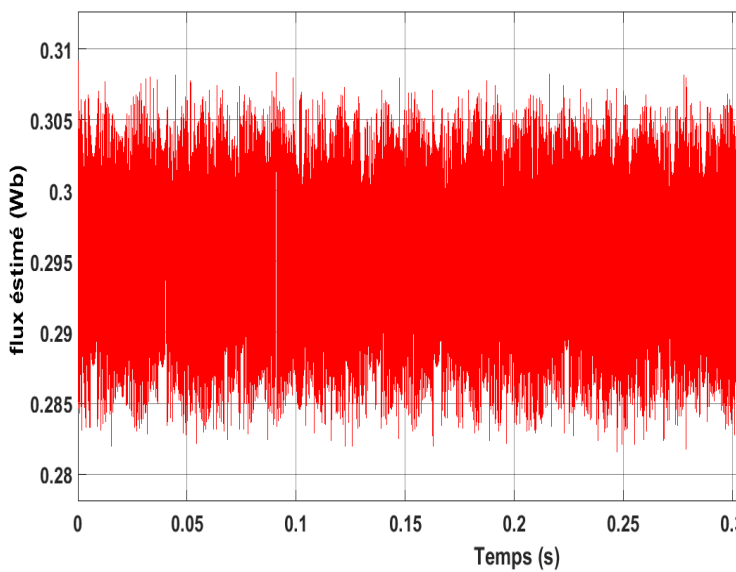
Résultats de simulation



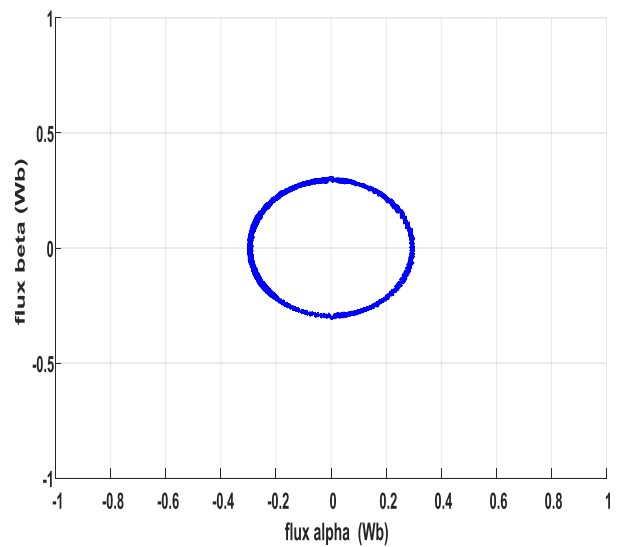
(a) : variation de la vitesse



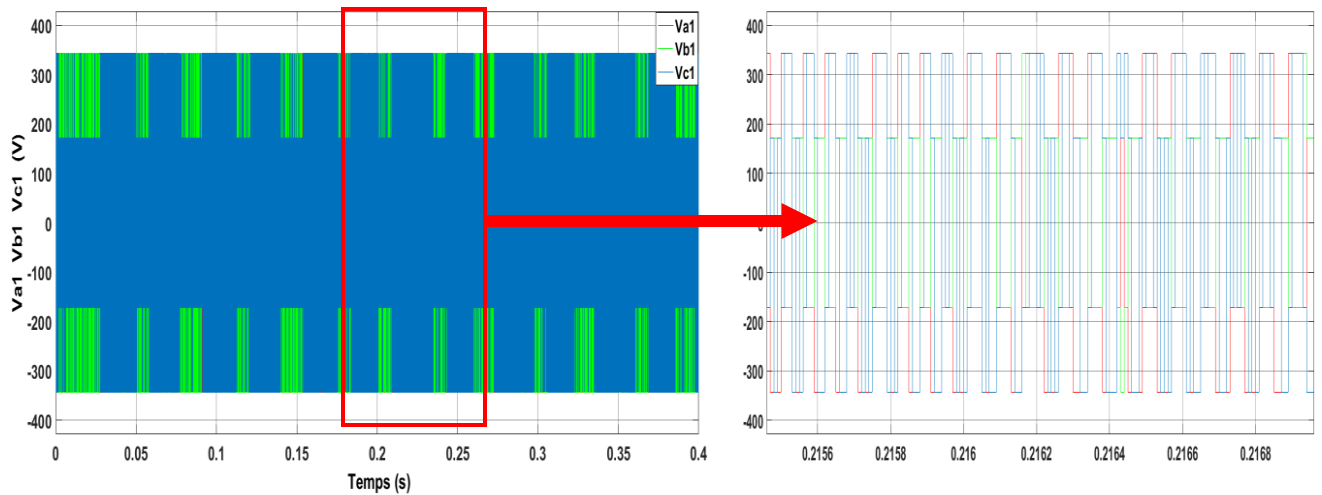
(b) : variation du couple



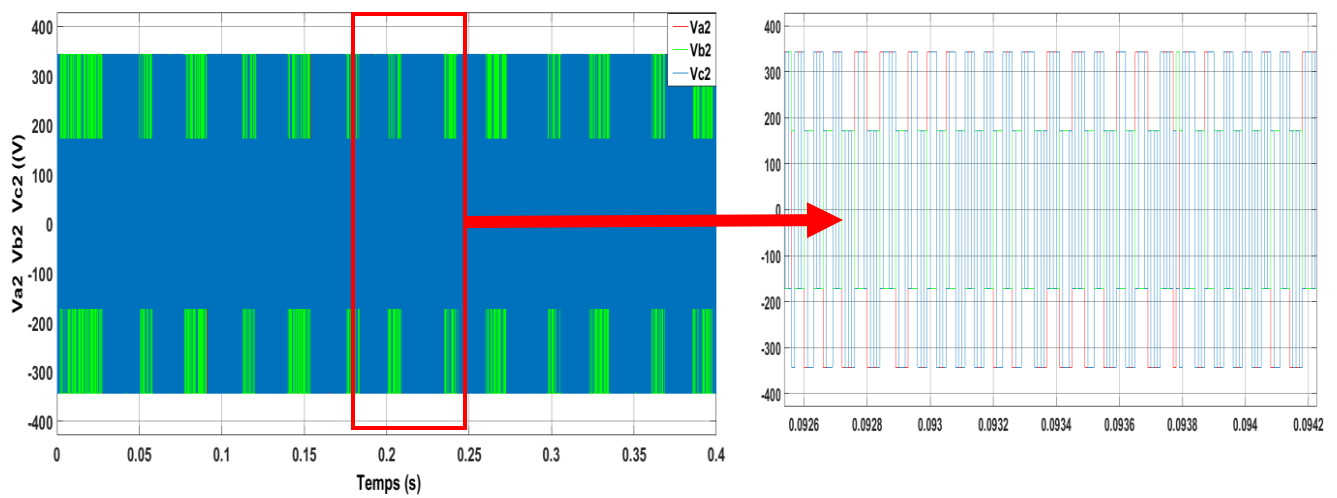
(c) : Variation du flux estimé .



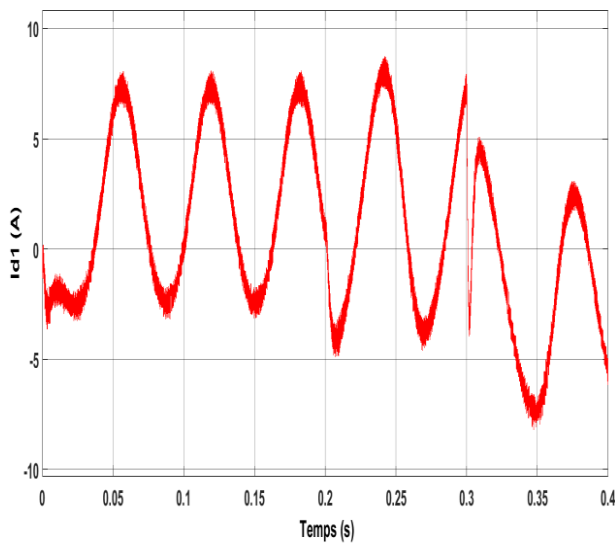
(d): Trajectoire de vecteur du flux statorique.



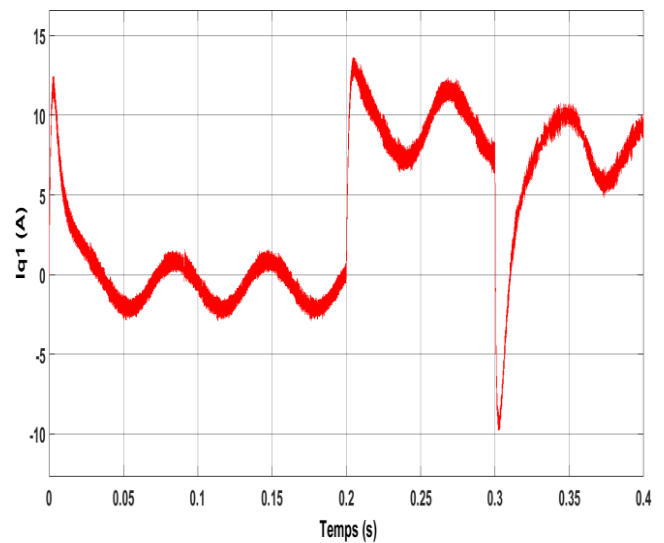
(e) : Tension composé Va1Vb1Vc1



(f) : Tension composé Va2Vb2Vc2



(j) : I_d Le courant statorique



(k) : I_q Le courant statorique

Figure III.15 : Résultat de simulation de la MSAPDE commandée par DTC avec inversion de sens de rotation.

Interprétation des résultats de simulation

Afin de tester la robustesse de la commande DTC vis-à-vis à une variation importante de la référence de vitesse, on introduit un changement de la consigne de vitesse de -100 rad/s à 100rad/s à l'instant $t= 0.3s$ après un démarrage à vide suivie d'une application de charge. La vitesse s'effectue mais avec un dépassement, de même pour le couple qui subit lui aussi un dépassement avant de se stabiliser. Les courants statoriques présentent des ondulations qui atteignent à l'inversion de vitesse la valeur du pic au démarrage. La trajectoire du flux statorique est pratiquement circulaire, le flux atteint sa référence de contrôle sans aucun dépassement des bornes de la bande hystérésis.

III.13.2 Test de robustesse vis-à-vis aux variations paramétriques

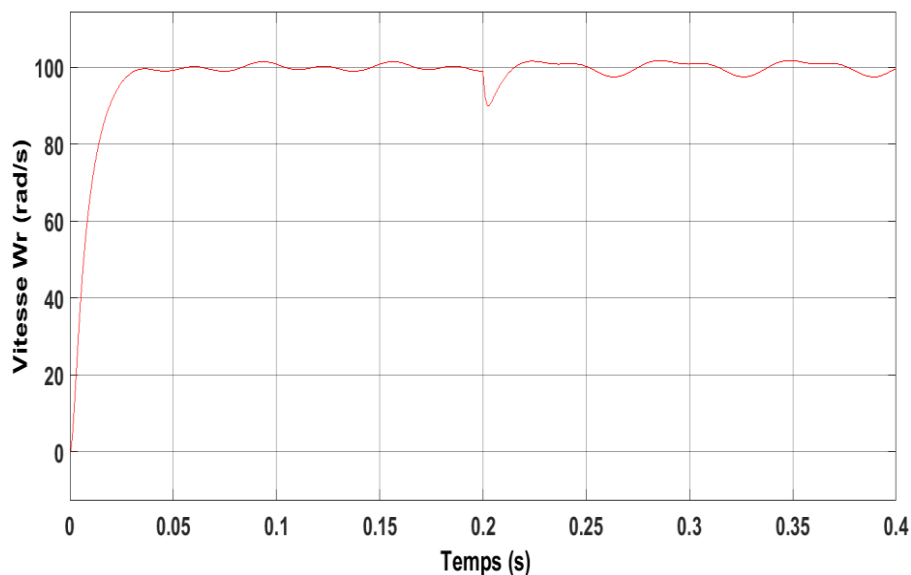
• Par variation des inductances statoriques L_d et L_q .

Dans cette partie, nous avons testé la robustesse de la commande vis a vis des variations paramétriques du moteur à savoir que : la nouvelle inductance statorique L_d égale a 50% L_d : $0.5*0.0066 = 0.0033$

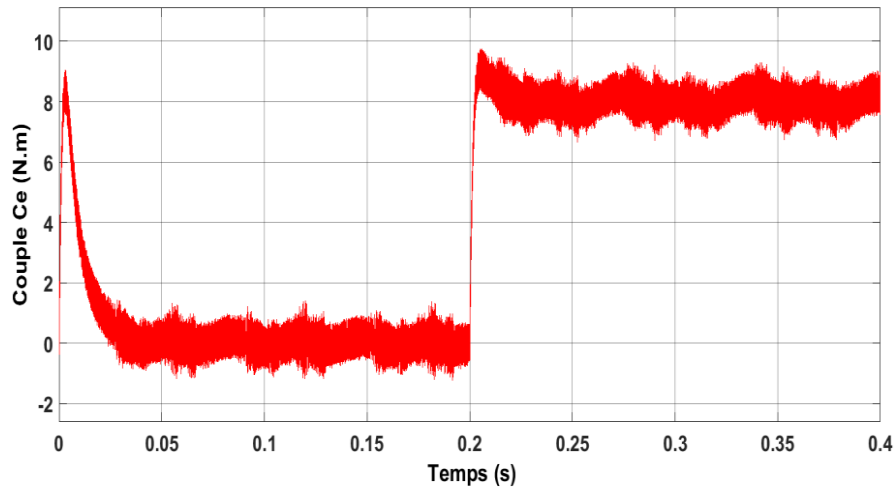
la nouvelle inductance statorique L_q égale a 50% L_q : $0.5*0.0058 = 0.0029$

Le flux de référence est pris de l'ordre de 0.3Wb

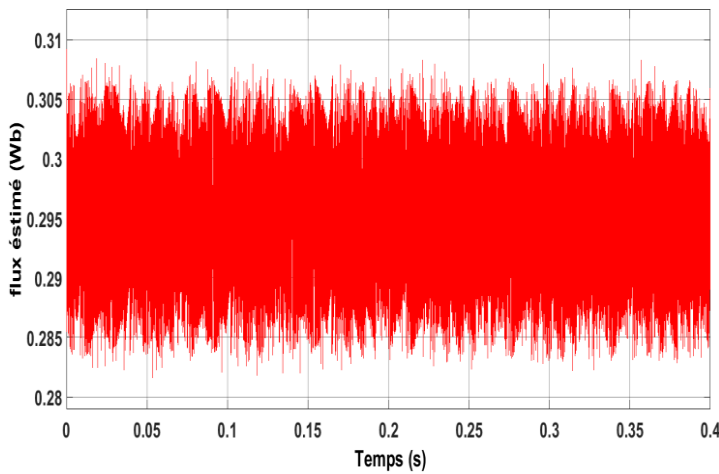
Résultats de simulation



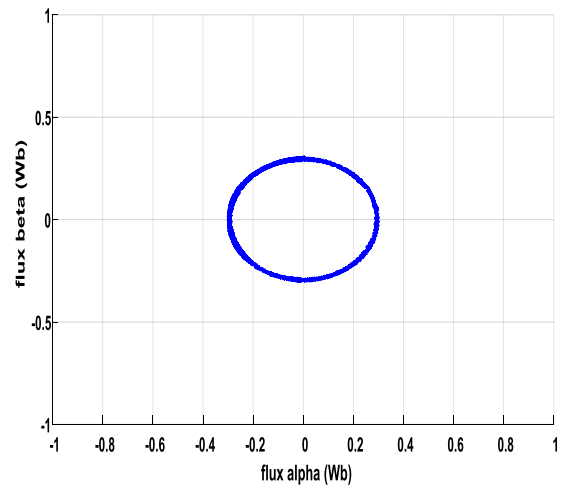
(a) : variation de la vitesse



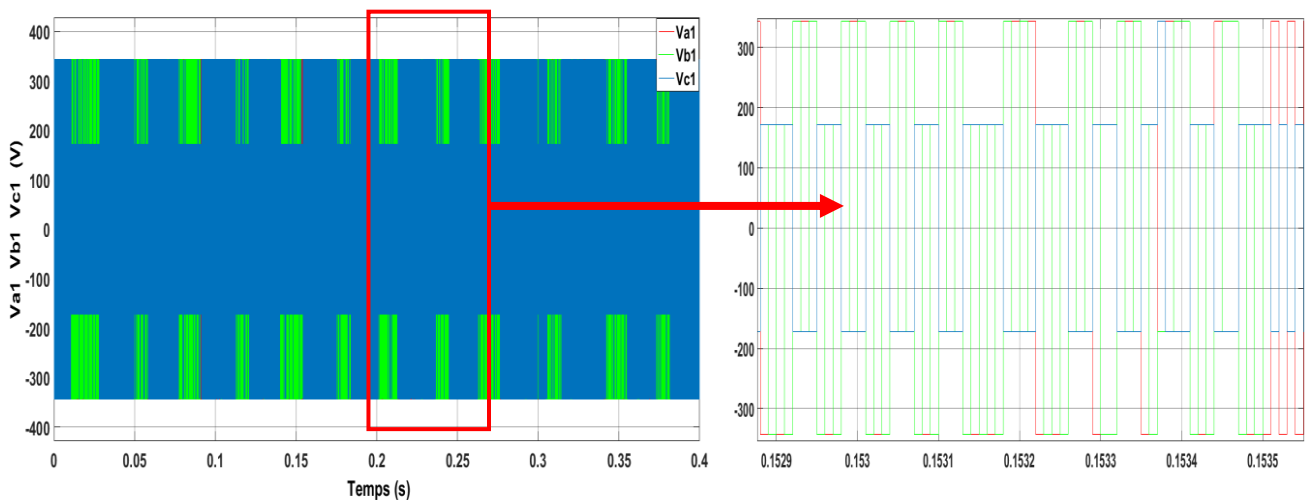
(b) : variation du couple



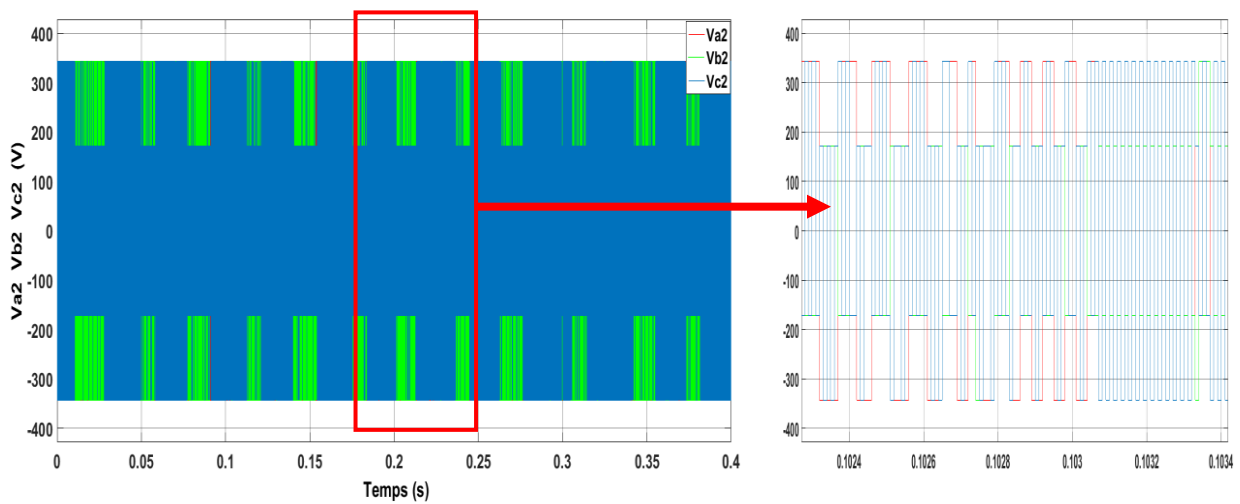
(c) : Variation du flux estimé .



(d) : Trajectoire de vecteur du flux statorique.



(e) :Tension composé Va1Vb1Vc1



(f) :Tension composé Va2Vb2Vc2

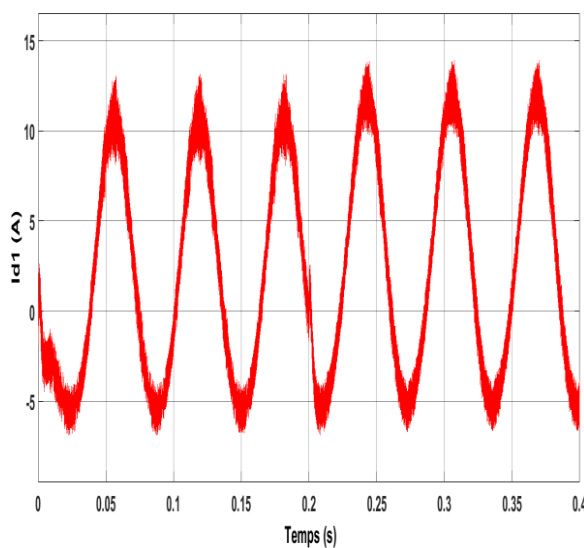
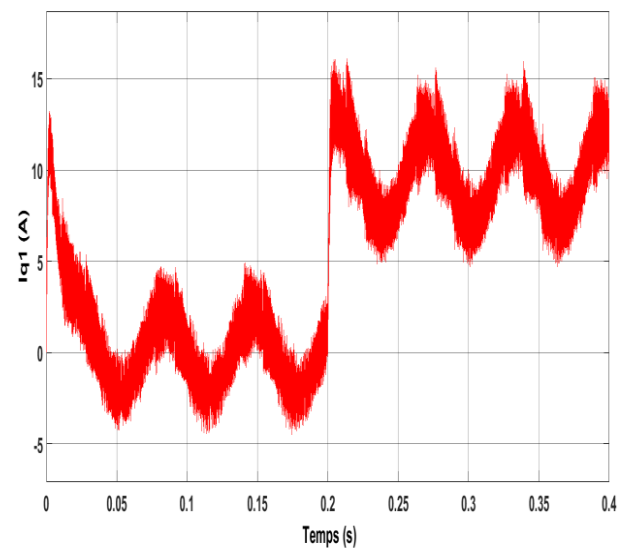
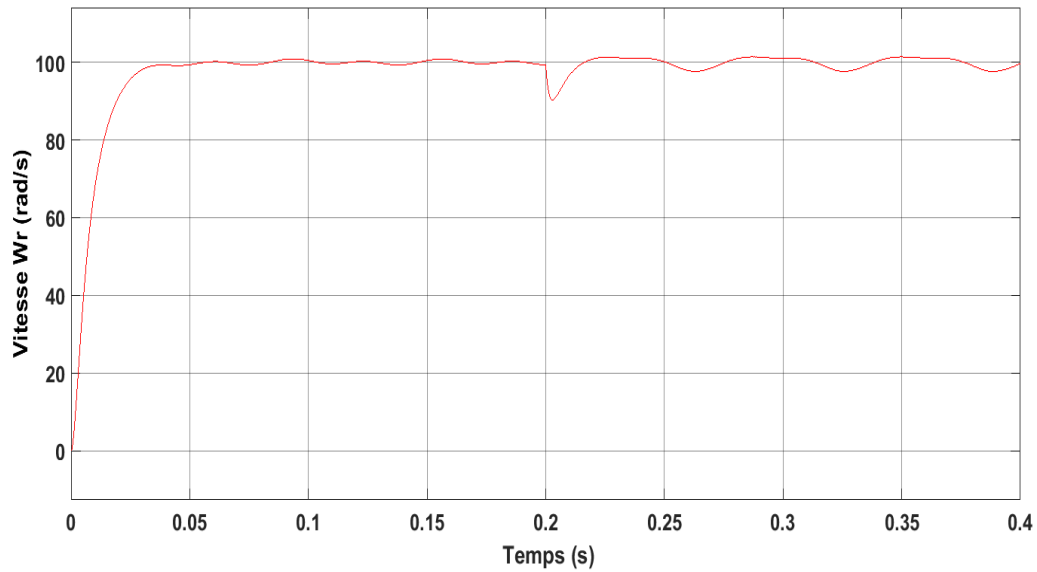
(j) : I_d Le courant statorique(k) : I_q Le courant statorique

Figure III.16 : Résultat de simulation de la MSAPDE commandée par DTC avec variation des inductances L_d et L_q .

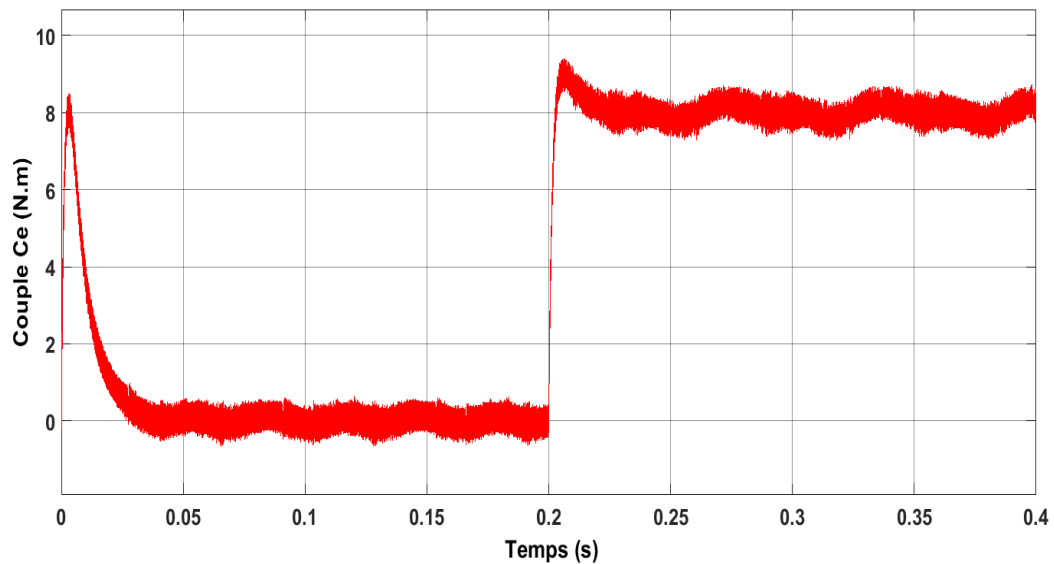
• **Par la variation de résistance statorique.**

Dans cette partie, nous avons testé la robustesse de la commande vis a vis des variations paramétriques du moteur à savoir que : la nouvelle résistance statorique R_s égale a $2R_s$: $2 * 1.4 = 2.8$

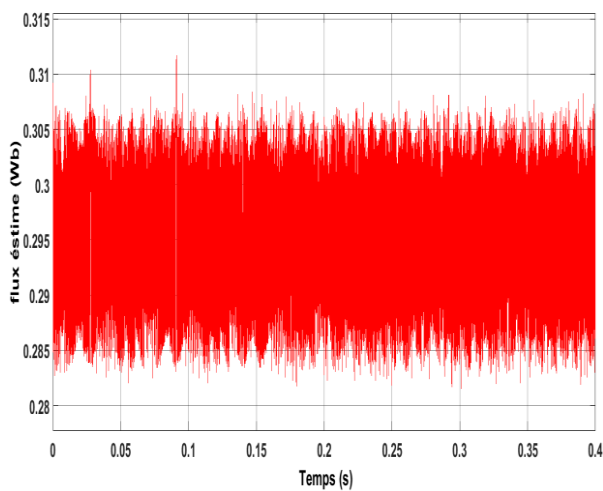
Résultats de simulation



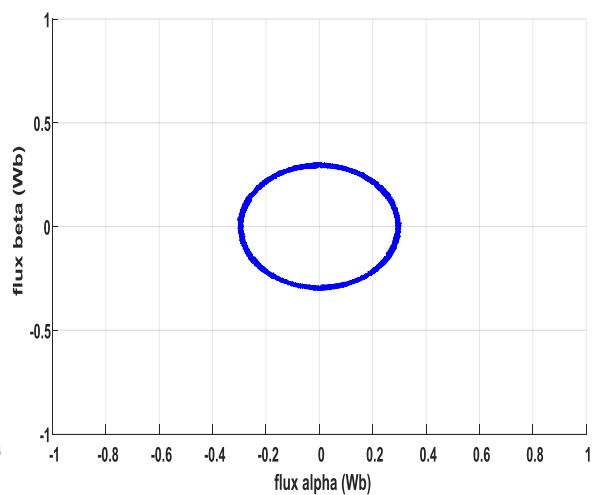
(a) :variation de la vitesse



(b) :variation du couple



(c) : Variation du flux estimé .



(d): Trajectoire de vecteur du flux statorique.

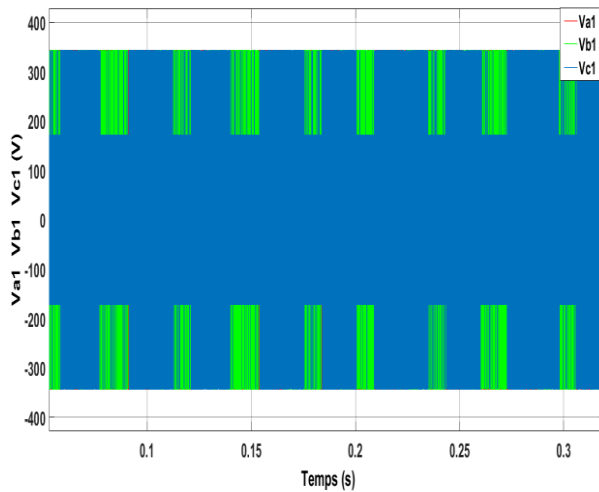
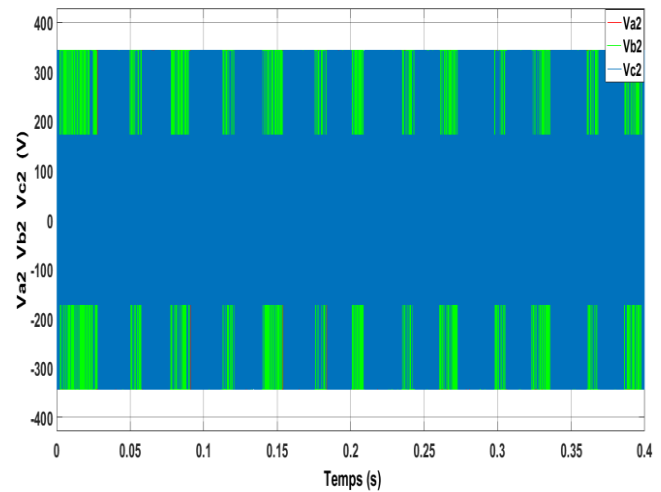
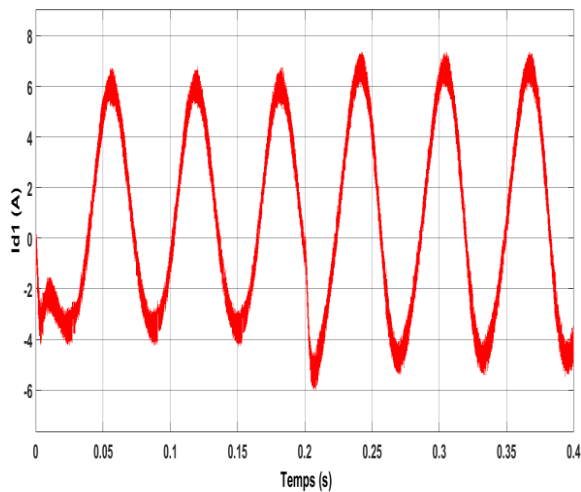
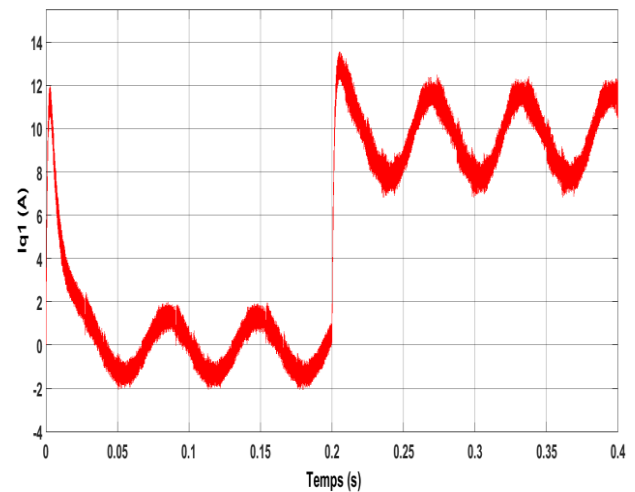
(e) :Tension composé V_{a1} V_{b1} V_{c1} .(f) : Tension composé V_{a2} V_{b2} V_{c2} (j) : I_d Le courant statorique(k) : I_q Le courant statorique

Figure III.17 : Résultat de simulation de la MSAPDE commandée par DTC avec variation de résistance R_s .

Interprétation des résultats de simulation

Les deux figures III.16 III.17 et : illustre les réponses dynamiques de la vitesse, du couple électromagnétique et de flux statorique, pour une variation des valeurs des inductances L_d et L_q de 50% de sa valeur nominale et pour une variation de valeurs de résistance R_s deux fois pour la valeur nominale .

La commande (DTC) est moins robuste vis-à-vis des variations paramétriques, telle que les inductances L_d et L_q , Cependant elle semble robuste vis-à-vis des variations non paramétriques telle que la variation de la charge.

III.14. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté le principe de la commande directe de couple appliquée à une machine synchrone à aimants permanents double étoile . Puis, nous avons abordé une structure de commande par DTC appliqué à un modèle d'une MSAPDE alimenté par deux onduleur de tension, en présence de la boucle de réglage de vitesse par un correcteur PI, nous avons présenté les résultats obtenus par la simulation de la MSAPDE pour une période d'échantillonnage donnée. La simulation a montré que la commande directe de couple offre un découplage naturel entre le couple et le flux. Cette stratégie de commande s'est montrée robuste par apport aux variations non paramétriques et un peu moins par apport aux variations paramétriques.

On peut conclure que la DTC présente de bonnes performances dynamiques et statiques et on peut considérée la DTC comme une commande robuste. En revanche, L'évolution des deux grandeurs commandées (le flux et surtout le couple) présentent des fluctuations, c'est l'inconvénient majeur de ce type de commandes.

A decorative border with a repeating blue zigzag pattern surrounds the entire page.

conclusion générale

Conclusion générale

L'objectif de ce projet concerne la stratégie de commande directe du Couple d'une machine synchrone à double étoile.

Au vu de ces conclusions, nous avons orienté notre travail sur l'utilisation d'une machine synchrone en fonctionnement moteur. Il s'agit d'une configuration utilisant deux onduleurs à deux niveaux associés à la commande directe du couple (DTC), afin de minimiser les fluctuations du couple électromagnétique.

Cette étude est centrée sur les machines MSAPDE en particulier qui exige une bonne modélisation mathématique et décrivant l'ensemble de la machine et le système à entraîner.

Cela permet de prévoir les performances dynamiques et statiques de ses entraînements.

Une étude générale de la machine synchrone à double étoile à aimant permanents a été menée sur le plan de sa constitution et sa modélisation aussi bien dans le repère triphasé que dans le repère diphasé fictif de Park. Cette modélisation a permis d'exprimer le modèle de la machine dans repère unique. Cette modélisation est validée par une simulation qui a permis d'étudier le comportement des grandeurs électromagnétiques et mécaniques. Elle a aussi révélé le couplage entre le flux et le couple ; Comme on a présenté une modélisation avancée de l'onduleur de tension classique à deux niveaux.

Pour réaliser une commande performante de l'ensemble onduleur MSAPDE un découplage naturel du flux et du couple est indispensable. Pour cela on a utilisé la technique de la commande DTC.

Ace moment-là Nous avons présenté le principe du contrôle direct du couple. En effet, cette stratégie est basée sur la détermination directe de la séquence de commande appliquée à l'onduleur par l'utilisation de régulateurs à hystérésis et d'une table de commutation optimale dont la fonction est de contrôler l'amplitude du flux statorique et le couple.

Après avoir décrit quelques avantages et quelques inconvénients propres à notre choix, nous avons présenté des critères à prendre en compte lors des différents tests de simulation numérique sur la MSAPDE.

Ainsi, la technique de la commande DTC appliquée à la MSAPDE peut maîtriser la difficulté de son réglage. Elle permet d'assurer le découplage naturel entre le flux et le couple électromagnétique à travers le vecteur de tension de référence et améliorer la dynamique de la vitesse. L'association de la commande par un régulateur de vitesse de type PI classique permet

d'obtenir une bonne performance. Mais ce dernier peut perdre sa robustesse vis-à-vis de la perturbation extérieure et la variation paramétrique.

Une simulation en SIMULINK sous MATAB a été effectuée et a révélée de remarquables qualités de cette commande. La DTC offre un découplage naturel entre le flux et le couple et elle se présente comme une commande robuste vis à vis des variations paramétriques et moins robuste par rapport aux variations de la charge. Les résultats de simulation ont montré de très bonnes performances de la technique de commande utilisée. Nous avons remarqué que le système avec et sans charge et sous les effets de perturbation exogènes et endogènes en boucle fermée possède des dynamiques très proches.

L'application de la DTC pour la commande du moteur synchrone à double étoile a conduit à de bons résultats de simulations, ce qui montre l'efficacité de cette technique pour le suivi de la vitesse, du couple de référence ainsi que le rejet de perturbation vis à vis des variations paramétriques.

En perspective :

- Etant donné que la commande directe du couple est relativement meilleure que la commande vectorielle, cependant elle présente quelques inconvénients. Il est donc impérativement nécessaire de procéder à son amélioration. A ce sujet nous proposons d'améliorer cette commande directe du couple par l'insertion d'onduleurs à MLI vectorielle ou l'usage des réseaux de neurones.
- il est donc apparu naturel d'explorer dans le cadre des travaux futurs, des systèmes hybrides à base d'une commande DTC.
- En dernier lieu, Nous recommandons la réalisation expérimentale, l'application de la commande DTC au moteur synchrone double étoile.



Références bibliographiques

Références bibliographiques

- [1] BENAAMA , K, SAADOUNE, A , BOUNASLA, N «Etude et simulation de la machine synchrone a double étoile» Mémoire d'ingénieur d'état, M'sila, 2010.
- [2] BADRAOUI M , BEREKSI REGUIG ,M «Etude et modélisation du moteur synchrone simple et double étoile avec application de la commande backstepping à la machine synchrone » Mémoire de master, Université Abou BekrBelkaïd – Tlemcen, 2016.
- [3] BOUDJLEL ,I, HADJEB,S ,TELLI ,A «La commande "DTC" de la machine asynchrone par "RNA" en utilisant la co-simulation sur "FPGA" » Mémoire d'ingénieur d'état, M'sila,2010 .
- [4] HOUCHE , N «Commande DTC flou d'un moteur synchrone à aimant Permanent» Mémoire de master , M'sila, 2016.
- [5] Chadou, I, Bendania, S « Commande Robuste d'un Moteur Synchrone à Aimants Permanents Double étoiles » Mémoire de master, Université Kasdi Merbah –Ouargla , 2017.
- [6] YOUSFI, M ,BOUHENAF, Z «Commande directe du couple de la machine synchrone double étoile alimentée par deux types d'onduleurs » Ecole Nationale Polytechnique , 2007.
- [7] Zegueb, B « Commande d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents Sans Capteur de Vitesse. Utilisation d'Un Observateur Non Linéaire » Mémoire de Magister, Université de Batna, 2008.
- [8] Hemmami, M « Commande sans capteur de vitesse d'un moteur synchrone à aimants permanents (MSAP) par l'utilisation de la commande directe du couple et d'un observateur de vitesse à mode glissant » Mémoire de Magister, Université Mohamed Khider – Biskra,
- [9] AMIRI, M ,ALI DAHMANE ,O « Commande vectorielle en vitesse du moteur synchrone à aimants permanents dotée d'un observateur mode glissant »Mémoire de master, Université Aboubakr Belkaïd– Tlemcen ,2017
- [10] D. HADIOUCHE « Contribution à l'étude de la machine asynchrone double étoile : modélisation, alimentation et structure » Thèse de doctorat de l'université Henri Poincaré, Nancy, 2001.
- [11] MESLOUB ,H « Commande DTC Prédictive D'une Machine Synchrone à Aimants Permanents » Thèse de Doctorat ,Université Mohamed Khider – Biskra, 2016.
- [12] B.Malika «Minimisation des pulsations du couple dans une commande directe du couple (DTC) d'une machine asynchrone» Thèse de magistère, Batna.

- [13] A, CHEBABHI, N, ROUABAH, E, GUERBAI « Application des techniques de l'intelligence artificiel pour le contrôle direct du couple d'une MAS » Mémoire d'ingénieur d'état, M'sila, 2009.
- [14] CHOUITER ,E, BENARIB, A « Contrôle Direct du Couple basé sur la Logique Floue d'une Machine Asynchrone Double Etoile » Mémoire de Master , M'sila, 2018.
- [15] B. Omar fethi, « Application des techniques de l'intelligence artificielle (LF-RN) pour le contrôle direct du couple d'une MAS alimentée par des onduleurs multi niveaux », Mémoire de Magister En vue d'obtention du diplôme de magister en Électrotechnique, USTO – 2013
- [16] MELKI, H « Contrôle directe du couple par logique floue d'une machine asynchrone double étoile » Mémoire de Master , M'sila, 2016.
- [17] S, KHADAR « Les stratégies de réduction des fluctuations du couple et du flux d'une machine synchrone à aimants permanents commandé par DTC » Mémoire de Master , M'sila, 2016.
- [18] H. Terrafi, « Commande directe du couple douze secteurs d'une machine synchrone à aimants permanents alimentée par onduleur de tension a trois niveaux », Mémoire Master, M'sila, 2015.
- [19] D. Hadiouche, « Contribution à l'Etude de la Machine Asynchrone Double Etoile », Modélisation, Alimentation et Structure » Thèse de Doctorat, Université Henri Poincaré de Nancy I, Faculté des Sciences et Techniques, 2001.
- [20] C. Carloss de Wit, « Modélisation Contrôle Vectoriel et DTC », Edition Hermes Sciences Europe, 2000.
- [21] H, Bensaadi, « Commande DTC-SVM d'une machine synchrone à aimants permanents » Ingénieur d'état en électrotechnique, Université de Batna, 2011.
- [22] D. Hadiouche, (Projet SMM du GdR-ME2MS), E. Semail, F. Meibody-Tabar, M. F. Benkhoris, H. Razik, M. Pietrzak-David, E. Monmasson, A. Bouscayrol, B. Davat, Ph. Delarue, B. de Fornel, J. P. Hautier, J. P. Louis, S. Piefederici, « Machines polyphasées: de la modélisation Multimachine à la commande », (Common paper of L2EP Lille, GREEN Nancy, GE44 Saint-Nazaire, France, LEEI Toulouse, SATIE Cergy-Pontoise)
- [23] B. Sebti, « Contribution à la commande directe du couple de la machine à induction », Thèse de doctorat, Université de Batna ,2005.
- [24] A.AISSA « Commande sans capteur de vitesse par DTC d'une MSAP dotée d'un observateur d'ordre complet à modes glissants » Thèse de magister d Université de Batna, 2005.
- [25] RABAH, RAHMOUNI « Estimateur robuste de la résistance statorique application à la MSAP commandée par DTC » PFE 2006 Médéa.
- [26] T, Mohammed, « Amélioration de la commande directe du couple appliquée à une machine synchrone à aimants permanents » Mémoire de master, Université de M'sila, 2013.
- [27] A. Kaddouri, « Étude d'une commande non-linéaire adaptative d'une machine synchrone à aimants permanents », Thèse de doctorat, Université Laval Québec Canada, 2000.

- [28] X. Kestelyn, « Modélisation vectorielle multimachines pour la commande des ensembles convertisseurs-machines polyphasées », Thèse de Doctorat de l'Université de Lille 1, France, Décembre 2003.
- [29] F. Scuillerd, « développement d'outils de conception de machines polyphasées à aimants utilisant l'approche multimachine ». Thèse de Doctorat d'École Nationale Supérieure d'Arts et Métiers, France, Décembre 2006.
- [30] K. Marouanil, F. Khouchal, A. Khelouil, L. Baghli, D. Hadiouche, « Study and Simulation of Direct Torque Control of Double-Star Induction Motor Drive ». In IEEE. pp. 1233– 1238, EPE-PEMC 2006, Portoroz, Slovenia.



Annexes

Annexe A : Paramètres de Modélisation de la Machine à aimants permanent :

Les paramètres de la machine synchrone à aimants permanents étudiée en simulation sont Les suivants :

❖ Fréquence nominale	$f = 50 \text{ Hz}$
❖ Tension nominale	$V = 220/380\text{v}$
❖ Puissance nominale	$P_n = 1500 \text{ W}$
❖ Couple de charge	$C_r = 14\text{N.m}$
❖ Résistance de phase	$R_s = 1.4 \Omega$
❖ Inductance cyclique sur l'axe directe (stator 1)	$L_{d1} = 0.0066 \text{ H}$
❖ Inductance cyclique sur l'axe directe (stator 2)	$L_{d2} = 0.0066 \text{ H}$
❖ Inductance cyclique sur l'axe transverse (stator 1)	$L_{q1} = 0.0058 \text{ H}$
❖ Inductance cyclique sur l'axe transverse (stator 2)	$L_{q2} = 0.0058 \text{ H}$
❖ Nombre de paire de pôle	$p = 2$
❖ Amplitude des flux des aimants permanents	$\Phi_r = 0.1546\text{Wb}$
❖ Moment d'inertie	$J = 0.00176 \text{ Kg.m}^2$
❖ inductance Mutuelle	$M_d=2.2\text{e-}3 \text{ H}$

Résumé :

Ce mémoire est consacré à l'étude et la modélisation de la machine synchrone à aimant permanent double étoile MSAPDE ainsi que l'étude de la stratégie de commande directe du couple électromagnétique et du flux statorique (DTC) appliquée à la MSAPDE. nous avons simulé et présenté une synthèse sur les performances statiques et dynamiques de la commande appliquée a la machine MSAPDE

Cette commande "DTC ", a permis de répondre aux objectifs espérés, bonnes performances dynamiques et statiques , le rejet de perturbations, le suivi de consigne et la robustesse de la stabilité vis-à-vis des variations non paramétriques.

Mots clés : commande ,machine synchrone à aimant permanent double étoile MSAPDE , Contrôle Direct du Couple (DTC), onduleur .

المخلص

تم تكريس هذه الأطروحة لدراسة ونمذجة آلة متزامنة ذات المغناطيس الدائم مزدوجة النجم MSAPDE وكذلك دراسة استراتيجية التحكم المباشر لعزم الدوران الكهرومغناطيسي وتدقق الجزء الثابت المطبق على MSAPDE. حيث قمنا بالمحاكاة وتقديم ملخصاً للأداء الثابت والديناميكي للأمر المطبق على هذا الجهاز MSAPDE

يسمح هذا التحكم "DTC" بالوفاء بالأهداف المرجوة، والأداء الديناميكي الجيد والساكن، ورفض الاضطرابات، وتتبع نقطة الضبط، وقوة الاستقرار في مواجهة التغيرات غير المحيطة.

الكلمات المفتاحية: التحكم، آلة متزامنة ذات المغناطيس الدائم مزدوجة النجم MSAPDE، التحكم المباشر في عزم الدوران (DTC)، عاكس.

Abstract:

This is dedicated to the study and the modeling of the MSAPDE double star permanent magnet synchronous machine as well as the study of the direct control strategy of the electromagnetic torque and the stator flux (DTC) applied to the MSAPDE. we simulated and presented a summary of the static and dynamic performance of the command applied to the MSAPDE machine

This "DTC" command allowed to meet the expected objectives, good dynamic and static performances, the rejection of disturbances, the setpoint tracking and the robustness of the stability vis-à-vis non-parametric variations

Key words: command, MSAPDE double star permanent magnet synchronous machine, Direct Torque Control (DTC), inverter.