

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE
MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE LA RECHERCHESCIENTIFIQUE
UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF - M'SILA

**FACULTE DE SCIENCES ET
TECHNOLOGIES DEPARTEMENT DE
GENIE ELECTRIQUE**



DOMAINE :SCIENCES ET TECHNOLOGIE

FILIERE : Génie électrique

OPTION :Réseau électrique

N° : RES-11

Mémoire présenté pour l'obtention

Du diplôme de Master Académique

Par:

ABBAD nabil

FERHAT abdelrrahman

Intitulé

**Commande de la machine synchrone double étoile
par la technique DTFC**

Soutenu devant le jury composé de:

Dr BAHIDDINE Miloud

Université Mohamed Boudiaf - M'sila

Président

Dr BENGASMIA hani

Université Mohamed Boudiaf - M'sila

Rapporteur

Dr BOUGERA abdelrrahman

Université Mohamed Boudiaf - M'sila

Examineur

Année universitaire : 2019/ 2020

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 Réseaux électrique

Nous remercions vivement toutes les personnes qui ont

Contribué

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

إهداء

قال تعالى "و من يشكر فإنما يشكر لنفسه "

أحمد الله حمدت كثيرا طيبا مباركا ملئ السماوات و الأرض على ما أكرمني
به من إتمام هذه الدراسة التي أرجو أن تنال رضاه .

إلى سكان قلبي :

إلى رجل الكفاح ألى من زرع فينا القيم و المبادئ الإسلامية إلى من أفنى زهرة شبابه
في تربيتنا والذي الحبيب حفظه الله "السعيد"

إلى حلوة اللبن التي ما خالط لبنها يوما سكر المصالح إلى ذات الصدر الحنون الذي كان لي
ظلا باردا في هجير الحياة إلى صاحبة الحب السري الذي لا زال أثره باقيا في حتى الآن
إلى كانت دعواتها الصادقة سر نجاحي أُمي الحبيبة "وريدة "

إلى من قال في ربنا عزوجل "سنشد عضدك بأخيك " دمت سندا لي أخي الحبيب "جمال "

إلى من يحسبونني إبنهم لا أخوهم إلى أخواتي حفظهم الله

إلى من أخالها أختي لا زوجة أخي "أم هاشم "

إلى بسمة ثغري إلى مدلل بيتنا إلى مؤنس روعي إلى "هاشم أصيل "

إلى رمز الوفاء إلى وردة حياتي أليك انت "بشرى"

إلى من زرعت فيا حب الخير إلى أختي "سارة شغوب" إلى روح والدها رحمه الله

إلى ابن أُمي أخي و صاحبي "خليل عبدلي"

إلى أخي و زميلي في المذكرة "عبد الرحمن السوفي"

إلى كل من علمني حرفا إلى أساتذتي

عباد نبيل

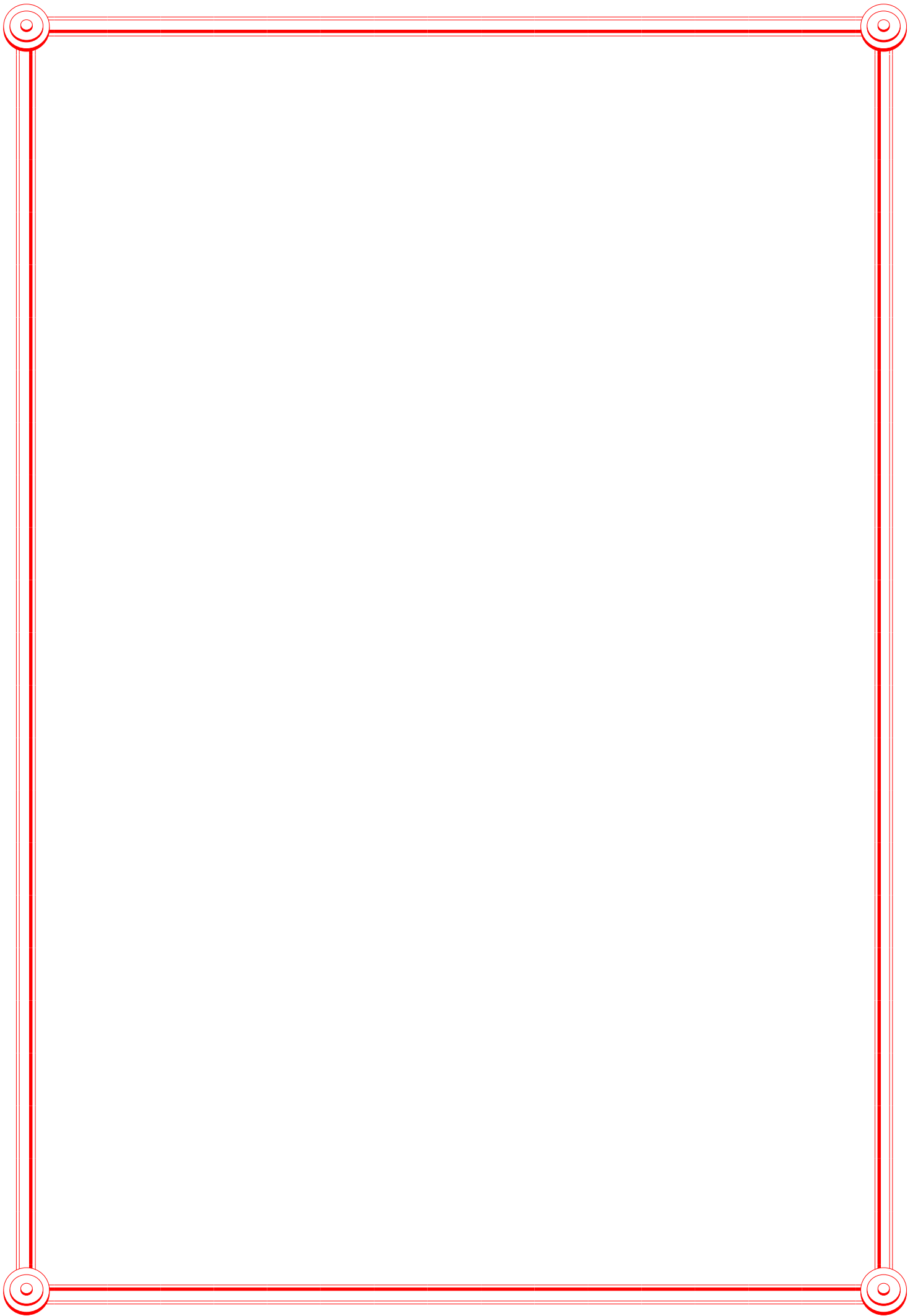


Table des matières

Table des matières

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

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

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

Table des matières

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

Table des matières

II.4. Projection les vecteurs de tension V_s dans le plan de tension ($\alpha - \beta$)	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 ($\alpha - \beta$)	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

Table des matières

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

LISTE DES FIGURES

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

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

LISTE DES FIGURES

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

LISTE DES TABLE

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 d u 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

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

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
C_r	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	
$-\mathbf{P}_{S1}(\theta)$	Matrice de transformation de Park (stator 1)	
$-\mathbf{P}_{S2}(\theta)$	Matrice de transformation de Park (stator 2)	
$-\mathbf{P}_{S1}(\theta)^{-1}$	Matrice de transformation inverse de Park (stator 1)	
$-\mathbf{P}_{S2}(\theta)^{-1}$	Matrice de transformation inverse de Park (stator 2)	
D	Transformation de Concordia	
$-\mathbf{D}_{33}$	Matrice de transformation de Concordia	
$-\mathbf{D}_{33}^{-1}$	Matrice de transformation inverse de Concordia	

Nomenclature

- $V_a V_b V_c$	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
$\phi_a \phi_b \phi_c$	Flux statorique de la phase a ,b et c.	Wb
ϕ_s	Flux statorique.	Wb
F	coefficient de frottement visqueux -a , b, c	–
-d q	Axes correspondants au référentiels fixe par rapport au champ tournant.	–
$-\alpha \beta$	Axes correspondants au référentiels fixe par rapport au stator.	–
	Angle électrique entre la phase 1 a et la position du rotor.	rad
	Angle électrique entre les deux étoiles.	rad
	Angle électrique entre les phases d'un stator	rad

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

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 est 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]

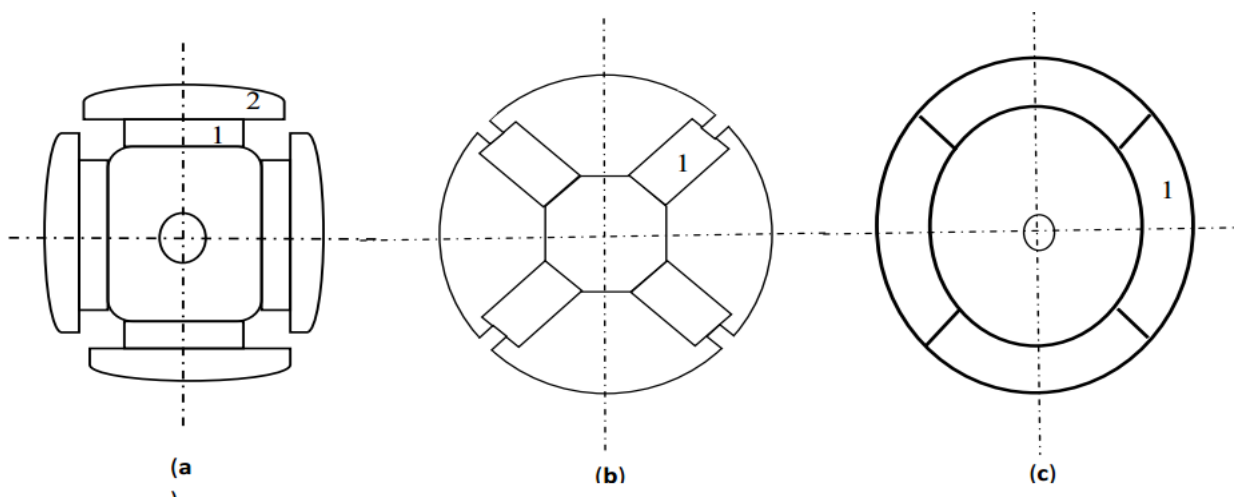


Figure I.1 : Différents types de rotors d'une MSAPDE.[8]

Activer Win

- (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 au 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 des phases statoriques de référence d'un angle δ mesurant la position du rotor.

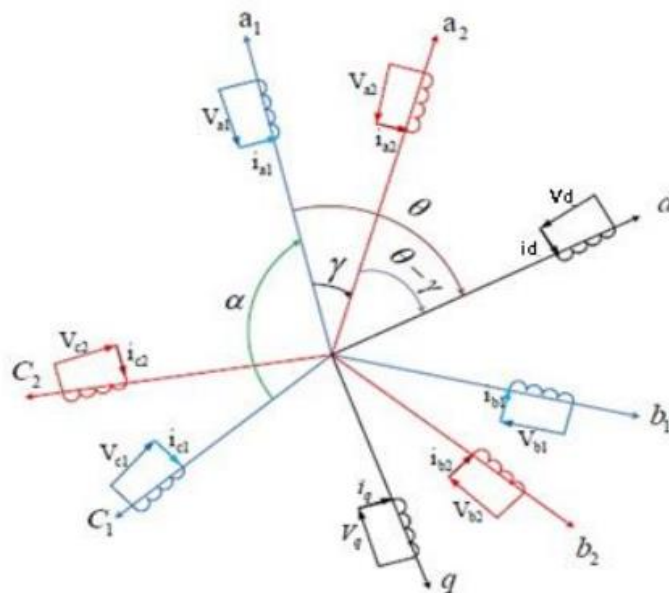


Figure I.2 : Représentation des enroulements statoriques de la machine synchrone à double stator (étoile).

. $a_1 b_1 c_1$: 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 a 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 mégawatts (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 sousmarins,
- ✓ les machines- outils,
- ✓ les applications de l'énergie de l'éolienne.

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 est 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]

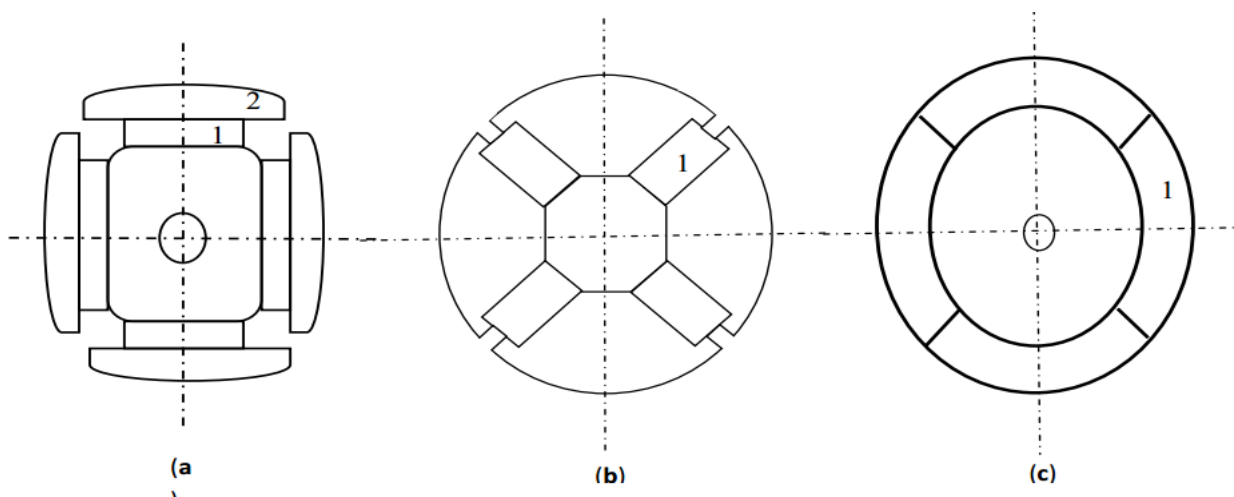


Figure I.1 : Différents types de rotors d'une MSAPDE.[8]

Activer Win

- (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 au 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.

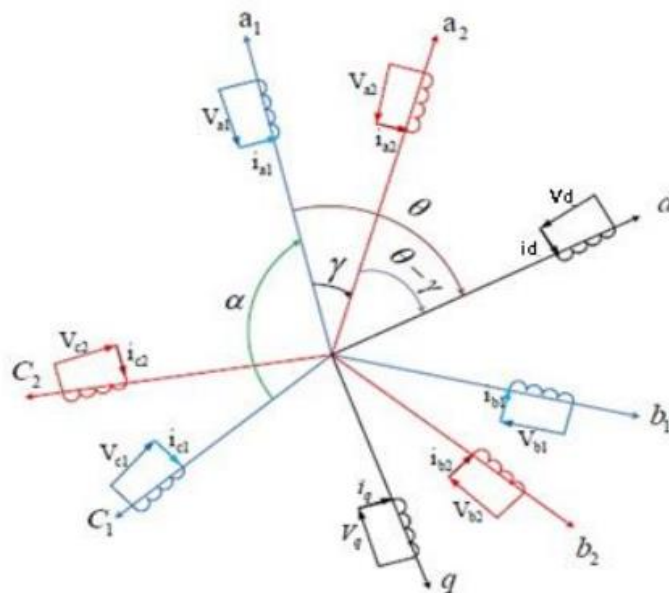


Figure I.2 : Représentation des enroulements statoriques de la machine synchrone à double stator (étoile).

. $a_1 b_1 c_1$: 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 a 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 sousmarins,
- ✓ les machines- outils,
- ✓ les applications de l'énergie de l'éolienne.

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, phases...), les machines poly-étoile représentent le deuxième type

Dans le cas de notre machine (la machine synchrone à double étoile) l'étude n'est pas aussi évidente, car plusieurs phénomènes complexes interviennent lors de son fonctionnement comme par exemple la saturation, l'effet de peau...etc. Pour réduire cette complexité, on a effectué un certain nombre d'hypothèses simplificatrices, qui nous permettent d'obtenir des équations simples et qui traduisent le fonctionnement de la machine

Dans ce chapitre, nous allons étudier la machine synchrone à double étoile (MSDE). Le modèle de cette machine est présenté par neuf équations dont les coefficients sont des fonctions périodiques du temps. L'élimination du problème des coefficients variables nécessite la transformation de Park. Elle transforme le système d'équations à coefficients variables en un système d'équations à coefficients constants, ceci facilite la mise en œuvre de la simulation, puis on passera ensuite à la modélisation dans une nouvelle transformation qui permet de diagonaliser la matrice inductance

I.2 Présentation de la Machine Synchrone Double Etoile (MSDE)

I.2.1 Description de la machine

La machine à étudier est de type synchrone. Elle est formée d'un stator constitué de deux enroulements triphasés montés en étoile décalés d'un angle électrique θ voir figure (1-1).

Dans les encoches régulièrement réparties sur la surface interne du stator sont logés deux enroulements triphasés identiques, leurs axes sont décalés entre eux d'un angle égal à $\gamma = 30^\circ$.

Le rotor est formé d'un enroulement alimenté en continu. L'axe du rotor est décalé par rapport à l'axe de la phase statorique (a1, a2) d'un angle θ_r .

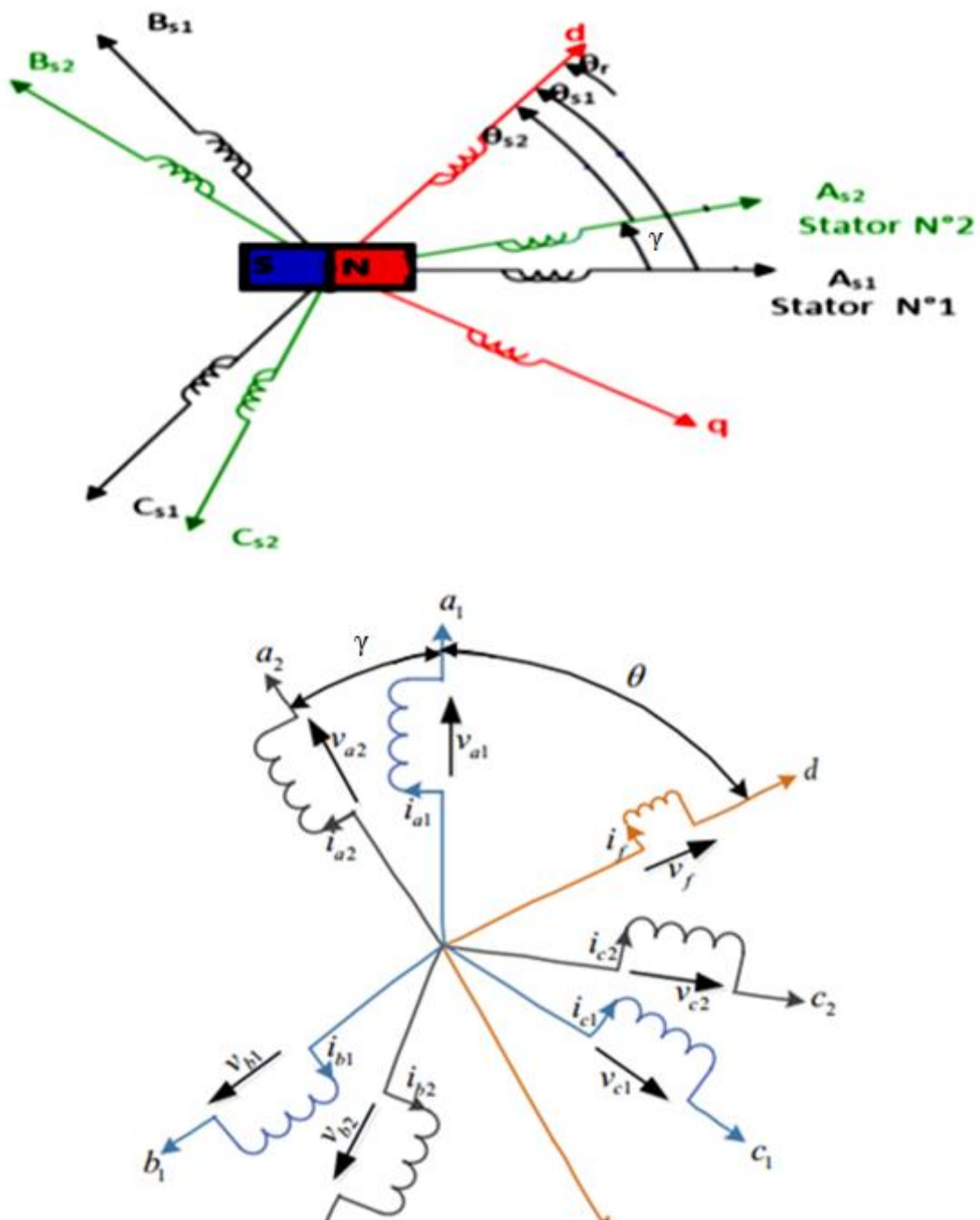


Figure (1-1) : Machine synchrone à double étoile

I.2.2 Hypothèses

Pour l'établissement du modèle de la machine synchrone à double étoile on a adopté les hypothèses simplificatrices suivantes :

- 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
- 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

- Les effets des encoches ne sont pas pris en compte ;
- Les deux étoiles identiques et déphasées (γ).

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

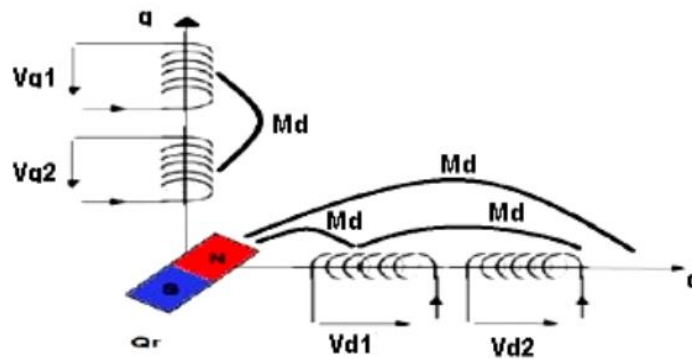


Figure I.7 : La représentation schématique de la machine dans le repère (d,q).

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

$$V_{d1} = R_s I_{d1} + \frac{d\varphi_{d1}}{dt} - \omega_r \varphi_{q1}$$
$$V_{q1} = R_s I_{q1} + \frac{d\varphi_{q1}}{dt} - \omega_r \varphi_{d1}$$

$$V_{d2} = R_s I_{d2} + \frac{d\varphi_{d2}}{dt} - \omega_r \varphi_{q2}$$

$$V_{q2} = R_s I_{q2} + \frac{d\varphi_{q2}}{dt} - \omega_r \varphi_{d2}$$

Equation des flux au système biphasé (d, q)

φ_r : constant

$$\varphi_{d1} = L_{d1} I_{d1} + \varphi_r + M_d I_{d2}$$

$$\varphi_{d1} = L_{d1} I_{d1} + M_d I_{q2}$$

$$\varphi_{d2} = L_{d2} I_{d2} + \varphi_r + M_d I_{d1}$$

$$\varphi_{d2} = L_{d2} I_{d2} + M_d I_{q1}$$

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

$$C_{e1} = \frac{3}{2} p (\varphi_{d1} I_{q1} - \varphi_{q1} I_{d1})$$

$$C_{e2} = \frac{3}{2} p (\varphi_{d2} I_{q2} - \varphi_{q2} I_{d2})$$

La forme matricielle

$$[V] = [R][I] + [L][di/dt] + \omega_s [M][I] + \omega_s [Q]$$

$$[Q] = \begin{bmatrix} 0 \\ \varphi_r \\ 0 \\ \varphi_r \end{bmatrix}$$

$$[L] = \begin{bmatrix} L_{d1} & 0 & M_d & 0 \\ 0 & L_{q1} & 0 & M_d \\ M_d & 0 & L_{d2} & 0 \\ 0 & M_d & 0 & L_{q2} \end{bmatrix}$$

$$[R] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}$$

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

Equations d'état de la MSAPDE

$$j \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r - C_F$$

$$\frac{dI_{d1}}{dt} = \frac{1}{L_{d1}} (V_{d1} - R_s I_{d1} - M_d \frac{dI_{d2}}{dt} + W_r L_{q1} I_{q1} + W_r M_d I_{q2})$$

$$\frac{dI_{q1}}{dt} = \frac{1}{L_{q1}} (V_{q1} - R_s I_{q1} - M_d \frac{dI_{q2}}{dt} + W_r L_{d1} I_{d1} - W_r \varphi_r + W_r M_d I_{d2})$$

$$\frac{dI_{d2}}{dt} = \frac{1}{L_{d1}} (V_{d2} - R_s I_{d2} - M_d \frac{dI_{d1}}{dt} + W_r L_{q2} I_{q2} + W_r M_d I_{q1})$$

$$\frac{dI_{q2}}{dt} = \frac{1}{L_{q2}} (V_{q2} - R_s I_{q2} - M_d \frac{dI_{q1}}{dt} + W_r L_{d2} I_{d2} - W_r \varphi_r + W_r M_d I_{d1})$$

$$C_e = \frac{3}{2} P \left[((\varphi_{d1}) I_{q1} - (\varphi_{q1}) I_{d1}) + ((\varphi_{d2}) I_{q2} - (\varphi_{q2}) I_{d2}) \right]$$

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 l'ère correspondant au système transformé :

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 :

$$\begin{aligned} [V_{dq0}] &= [P(\theta)]^{-1} [V_{abc}] \\ [V_{abc}] &= [P(\theta)] [V_{dq0}] \end{aligned}$$

$[PS1(\theta)]$, $[PS2(\theta)]$ 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 :

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

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 :

$$\begin{aligned} [V_{dq0}] &= [P(\theta)]^{-1} [V_{abc}] \\ [V_{abc}] &= [P(\theta)] [V_{dq0}] \end{aligned}$$

$[PS1(\theta)]$, $[PS2(\theta)]$ 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 :

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

Transformation de Concordia

La transformation directe de Concordia est définie par une matrice $[D]$. Aux vecteurs originaux $[V_{ABC}][i_{ABC}][\varphi_{ABC}]$, la transformation de Concordia fait correspondre les vecteurs $[V_{\alpha\beta o}][i_{\alpha\beta o}][\varphi_{\alpha\beta o}]$. Elle est appliquée de manière identique aux tensions, aux courants, et aux flux.

La transformation de Concordia est définie par :

$$[X_{\alpha\beta o}] = [D][X_{ABC}]$$

$$[X_{ABC}] = [D]^{-1}[X_{\alpha\beta o}]$$

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 :

$$\begin{pmatrix} X_{\alpha 1} \\ X_{\beta 1} \\ X_{o1} \end{pmatrix} = [D_{33}]^{-1} \begin{pmatrix} X_{a1} \\ X_{b1} \\ X_{c1} \end{pmatrix} = [D_{33}]^{-1} \begin{pmatrix} X_{a2} \\ X_{b2} \\ X_{c2} \end{pmatrix}$$

Avec $[D_{33}]$ la matrice de Concordia.

$$[D_{33}] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad [D_{33}]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$

Si l'on sépare la composante homopolaire des coordonnées $X_{\alpha\beta} = \begin{bmatrix} X_{\alpha} \\ X_{\beta} \end{bmatrix}$ la matrice D_{33}

de Concordia se décompose en deux sous matrices D_{13} et D_{23} .

Avec : $D_{13} = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$ $D_{23} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$

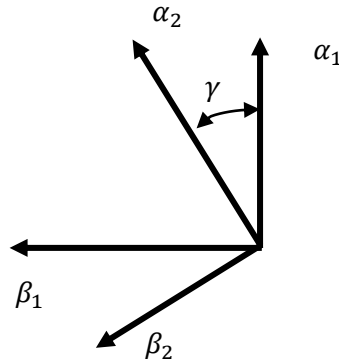


Figure I.5 : Représentation de la MSAPDE dans le repère (α_1 - β_1) et (α_2 - β_2)

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).

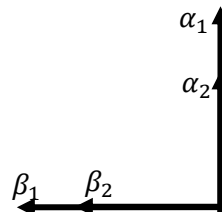


Figure. I.6 : Représentation de la MSAPDE dans le repère (α_1 - β_1)

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) .

Référentiel lié au stator (fixe comme le stator)

Dans ce référentiel, les axes (d, q) sont immobiles par rapport au stator, dans ce cas l'axe d coïncide avec l'axe a . 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 alternatifs.

Référentiel lié au rotor (référentiel immobile par rapport au rotor)

Dans cette référence, 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.

Référentiel 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.

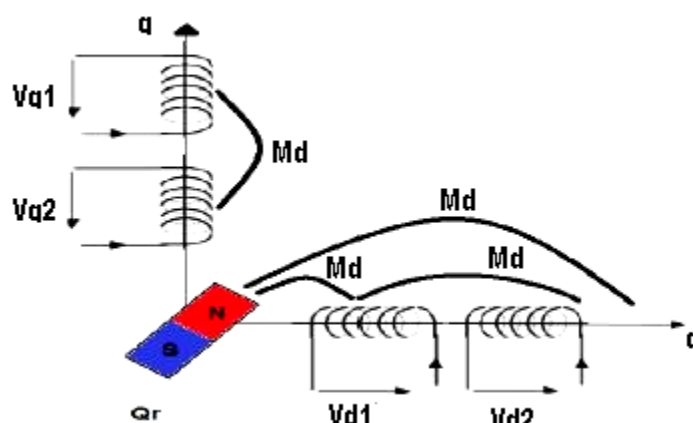
I.3 Modélisation de la machine synchrone à aimant permanent double étoile " MSAPDE "

La machine synchrone double à étoile peut être modélisée par deux modèles qui la définissent d'une part, comme une machine à double étoile et d'autre part comme une machine hexaphasée.

Le comportement de la machine synchrone à double étoile est défini par trois types d'équations. On utilise la forme matricielle pour exprimer les équations de la machine.

de la
dans
Unive

Modèle de machine synchrone MSAPDE le repère



(dq)

I.3.1 Equations dans le repère triphasé

I.3.1.1 Equations électrique

L'équation électrique de la machine synchrone à double étoile s'exprime en fonction des différents courants dans ses enroulements et de la dérivée de ses flux. Il est possible d'établir le comportement de la machine synchrone à double étoile par l'équation différentielle suivante :

$$\begin{bmatrix} v_{s1} \\ v_{s2} \\ v_{s2} \end{bmatrix} = [R_S] \begin{bmatrix} I_{S1} \\ I_{S2} \\ I_{S3} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_1 \\ \phi_2 \\ \phi_3 \end{bmatrix}$$

Les vecteurs des tensions, courants et flux sont définis comme suit :

$[V_{s1}] = [V_{a1} V_{b1} V_{c1}]^T$: Vecteur tension du premier stator

$[V_{s1}] = [V_{a2} V_{b2} V_{c2}]^T$: Vecteur tension du deuxième stator

$[V_r] = [V_f V_d V_q]^T$: Vecteur tension du rotor

$[i_{s1}] = [i_{a1} i_{b1} i_{c1}]^T$: Vecteur courant du premier stator

$[i_{s2}] = [i_{a2} i_{b2} i_{c2}]^T$: Vecteur courant du deuxième stator

$[i_r] = [i_f \ 0 \ 0]^T$: Vecteur courant du rotor

$[\phi_{s1}] = [\phi_{a1} \phi_{b1} \phi_{c1}]^T$: Vecteur flux du premier stator

$[\phi_{s2}] = [\phi_{a2} \phi_{b2} \phi_{c2}]^T$: Vecteur flux du deuxième stator

$[\phi_{s1}] = [\phi_f \ 0 \ 0]^T$: Vecteur flux du rotor

La matrice [R] est une matrice diagonale et les termes qui la constituent sont les valeurs des résistances des différents enroulements :

$$[R] = \text{diag} (R_s R_s R_s R_s R_s R_s R_f \ 0 \ 0)$$

Avec :

R_s : Résistance d'une phase statorique.

R_f : Résistance rotorique

I.3.1.2 Equations magnétiques

Les flux totalisés s'expriment sous la forme suivante :

$$\begin{bmatrix} [\phi_{s1}] \\ [\phi_{s2}] \\ [\phi_{sr}] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_s(\theta)] [M_{ss}] [M_{sr}(\theta)] \\ [M_{ss}]^T [L_{ss}(\beta)] [M_{sr}(\beta)] \\ [M_{sr}(\theta)]^T [M_{sr}(\beta)] [L_r] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [i_{s1}] \\ [i_{s2}] \\ [i_r] \end{bmatrix}$$

Le développement de la matrice inductance en tenant compte des hypothèses simplificatrices citées précédemment nous permet d'écrire :

La matrice inductance propre de chaque enroulement (étoile) statorique s'écrit :

$$[L_s(\theta)] = \begin{bmatrix} L_s M_s M_s \\ M_s L_s M_s \\ M_s M_s L_s \end{bmatrix} + L_{sf} \begin{bmatrix} \cos(2\theta) \cos\left(2\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \cos\left(2\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(2\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \cos\left(2\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \cos(2\theta) \\ \cos\left(2\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \cos(2\theta) \cos\left(2\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix}$$

En posant $\beta = \theta - \gamma$, la matrice des inductances du deuxième stator est :

$$[L_s(\beta)] = \begin{bmatrix} L_s M_s M_s \\ M_s L_s M_s \\ M_s M_s L_s \end{bmatrix} + L_{sf} \begin{bmatrix} \cos(2\beta) \cos\left(2\beta - \frac{2\pi}{3}\right) \cos\left(2\beta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(2\beta - \frac{2\pi}{3}\right) \cos\left(2\beta + \frac{2\pi}{3}\right) \cos(2\beta) \\ \cos\left(2\beta + \frac{2\pi}{3}\right) \cos(2\beta) \cos\left(2\beta - \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix}$$

La matrice des inductances mutuelles entre le premier stator et le second stator est :

$$[M_{ss}] = -2M_s \begin{bmatrix} \cos(\gamma) \cos\left(\gamma - \frac{2\pi}{3}\right) \cos\left(\gamma + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\gamma - \frac{2\pi}{3}\right) \cos\left(\gamma + \frac{2\pi}{3}\right) \cos(\gamma) \\ \cos\left(\gamma + \frac{2\pi}{3}\right) \cos(\gamma) \cos\left(\gamma - \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \\ + L_{sf} \begin{bmatrix} \cos(2\theta - \gamma) \cos\left(2\theta - \gamma - \frac{2\pi}{3}\right) \cos\left(2\theta - \gamma + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(2\theta - \gamma - \frac{2\pi}{3}\right) \cos\left(2\theta - \gamma + \frac{2\pi}{3}\right) \cos(2\theta - \gamma) \\ \cos\left(2\theta - \gamma + \frac{2\pi}{3}\right) \cos(2\theta - \gamma) \cos\left(2\theta - \gamma - \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix}$$

La matrice des inductances mutuelles entre le premier stator et le rotor est :

$$[M_{sr}(\theta)] = \begin{bmatrix} M_{sf} \cos(\theta) & 0 & 0 \\ M_{sf} \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & 0 & 0 \\ M_{sf} \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

La matrice des inductances mutuelles entre le deuxième stator et le rotor est :

$$[M_{sr}(\theta)] = \begin{bmatrix} M_{sf} \cos(\beta) & 0 & 0 \\ M_{sf} \cos\left(\beta - \frac{2\pi}{3}\right) & 0 & 0 \\ M_{sf} \cos\left(\beta + \frac{2\pi}{3}\right) & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Comme le rotor est identique à celui d'une machine triphasée classique, les matrices des inductances propres au rotor restent inchangées.

L'inductance du rotor est :

$$[L_r] = \begin{bmatrix} L_f M_{fd} & 0 & 0 \\ M_{fd} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Avec :

L_s, L_f : respectivement les inductances propres des enroulements statoriques et rotorique.

M_s : Inductance mutuelle entre les deux enroulements statoriques.

M_{sf} : Inductance mutuelle entre les enroulements statoriques et rotorique

M_{fd} : Inductance mutuelle entre les enroulements rotorique et des amortisseurs.

I.3.1.3 Equations électromagnétiques

Le couple électromagnétique est donné par l'équation suivante :

$$C_{em} = \frac{1}{2} [i] \frac{\partial}{\partial t} [L] [i]$$

Avec :

$$[L] = \begin{bmatrix} [L_s(\theta)] & [M_{ss}] & [M_{sr}(\theta)] \\ [M_{ss}]^T & [L_s(\beta)] & [M_{sr}(\beta)] \\ [M_{sr}(\theta)]^T & [M_{sr}(\beta)]^T & [L_r] \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad [i] = \begin{bmatrix} [i_{s1}] \\ [i_{s2}] \\ [i_r] \end{bmatrix}$$

Dans la base naturelle nous avons un système de neuf équations différentielles et une expression du couple dont certains coefficients font intervenir des fonctions sinusoïdales dues au mouvement du rotor ce qui complique la résolution analytique. A cet effet, nous considérons une transformation qui offre le passage d'un système triphasé à un système biphasé équivalent.

I.3.1.4 Equations mécaniques

L'étude des caractéristiques de la machine synchrone double étoile fait introduire de la variation non seulement des grandeurs électriques (tension, courant) mais aussi des grandeurs mécaniques (couple, vitesse).

Donc l'expression de l'équation mécanique est donnée par :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_m - C_r - f\Omega$$

Avec :

J : Moment d'inertie.

Ω : Vitesse de rotation rotorique de la machine.

C_{em} : Couple électromagnétique.

C_r : Couple résistant.

F : Coefficient de frottement.

I.3.2 Modélisation dans le repère ($d_1q_1 d_2q_2$)

Dans le but d'obtenir un système d'équations différentielles à coefficients constants, on transforme les enroulement statoriques et rotoriques en enroulements orthogonaux

équivalents. Les enroulements (abc) du premier stator sont transformés en enroulements d_1 et q_1 et les enroulements abc du deuxième stator sont transformés en enroulements d_2 et q_2

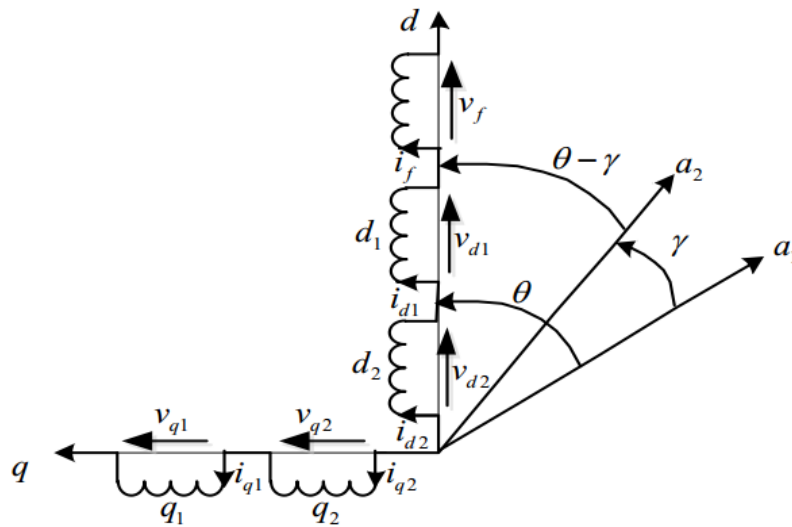


Figure (1.2) : Machine synchrone à double étoile dans le repère de Park

I.3.2.1 Equations électriques

L'équation de la tension est :

$$[V_{d1q1}] = [P_{s1}][V_{abc1}] + \frac{d[\Phi_{abc1}]}{dt}$$

Dans un référentiel lié au rotor :

$$[V_{d1q1}] = [P_{s1}][V_{abc1}]$$

Avec : $[P_{s1}]$ la matrice de transformation de Park donnée par :

$$[P_{s1}] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) \quad -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \quad -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} \quad \frac{1}{\sqrt{2}} \quad \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$

Avec :

$$[V_{abc1}] = [R_s][i_{abc1}] + \frac{d[\phi_{abc1}]}{dt}$$

D'où, on obtient :

$$[P_{s1}][V_{abc1}] = [R_s][p_{s1}][i_{abc1}] + [p_{s1}] \frac{d[\phi_{abc1}]}{dt}$$

Sachant que :

$$\frac{d([P_{s1}][\phi_{abc1}])}{dt} = [P_{s1}] \frac{d[\phi_{abc1}]}{dt} + \frac{d[P_s]}{dt} [\phi_{abc1}]$$

Il vient :

$$\begin{aligned} [P_{s1}] \frac{d[\phi_{abc1}]}{dt} &= \frac{d([P_{s1}][\phi_{abc1}])}{dt} - \frac{d[P_s]}{dt} [\phi_{abc1}] \\ \frac{d[P_s]}{dt} [\phi_{abc1}] &= \frac{d\theta}{dt} \left(\frac{d[P_{s1}]}{d\theta} \right) [\phi_{abc1}] \end{aligned}$$

En dérivant la matrice de Park par rapport à l'angle électrique on obtient :

$$\frac{d[P_{s1}]}{dt} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) \quad -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \quad -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} \quad \frac{1}{\sqrt{2}} \quad \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (1.17)$$

On obtient l'équation (1.18) les tensions statoriques dans le repère dq:

$$\begin{bmatrix} V_{d1} \\ V_{q1} \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_{d1} \\ i_{q1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{d}{dt} - \omega_r \\ \omega_r \frac{d}{dt} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{d1} \\ \phi_{q1} \end{bmatrix} \quad (1.18)$$

La tension du deuxième stator est :

$$[V_{abc2}] = [R_s][i_{abc2}] + \frac{d[\phi_{abc2}]}{dt} \quad (1.19)$$

En multipliant l'équation (1.19) par la matrice de transformation de Park du deuxième stator, on obtient :

$$[P_{s2}][V_{abc2}] = [R_s][P_{s2}][i_{abc2}] + [P_{s2}] \frac{d[\phi_{abc2}]}{dt} \quad (1.20)$$

Sachant que la matrice de transformation du deuxième stator est :

$$[P_{s2}] = \sqrt{2}/3 \begin{bmatrix} \cos(\theta - \gamma) \cos\left(\theta - \gamma - \frac{2\pi}{3}\right) \cos\left(\theta - \gamma + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta - \gamma) -\sin\left(\theta - \gamma - \frac{2\pi}{3}\right) -\sin\left(\theta - \gamma + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (1.21)$$

Les tensions satoriques dans le repère dq sont exprimées par :

$$\begin{bmatrix} V_{d2} \\ V_{q2} \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_{d2} \\ i_{q2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{d}{dt} - \omega_r \\ \omega_r \frac{d}{dt} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{d2} \\ \phi_{q2} \end{bmatrix} \quad (1.22)$$

L'enroulement inducteur est modélisé sur l'axe d par :

$$V_f = R_f i_f + \frac{d\phi_f}{dt} \quad (1.23)$$

I.3.2.2 Equations magnétiques

L'application de la transformation de Park sur l'équation du flux conduit à :

$$[P_{s1}][\phi_{abc1}] = [P_{s1}][L_s(\theta)][i_{abc1}] + [P_{s1}][M_{ss}][i_{abc2}] + [P_{s1}][M_{sr}(\theta)] \quad (1.24)$$

En faisant le produit matriciel $[P_{s1}][L_s(\theta)][i_{abc1}]$

on obtient :

$$L_d = L_s - M_{sls2} + \frac{3}{2} L_{sf} \quad (1.25)$$

L_d : est l'inductance directe :

$$L_q = L_s - M_{sls2} + \frac{3}{2} L_{sf} \quad (1.26)$$

L_q : est l'inductance en quadratique.

Et en faisant le produit matriciel $[P_{s1}][M_{ss}][i_{abc1}]$, nous aurons :

$$M_d = -3M_s - \frac{3}{2} M_{mfs} \quad (1.27)$$

M_d : est la mutuelle inductance entre les enroulements d_1 et d_2

$$M_q = -3M_s - \frac{3}{2}M_{mfs} \quad (1.28)$$

M_q : est la mutuelle inductance entre les enroulements q_1 et q_2

Finalement, les expressions des flux au système biphasé (d, q) :

Pour le premier stator :

$$\begin{cases} \phi_{sd1} = L_d i_{d1} + M_d i_{d2} + M_{fd} i_f \\ \phi_{sq1} = L_q i_{q1} + M_q i_{q2} \end{cases} \quad (1.29)$$

Il est de même pour le second stator :

$$\begin{cases} \phi_{sd2} = L_d i_{d2} + M_d i_{d1} + M_{fd} i_f \\ \phi_{sq2} = L_q i_{q2} + M_q i_{q1} \end{cases} \quad (1.30)$$

L'expression du flux rotorique :

$$\phi_f = L_f i_f + M_{df} i_{d1} i_{d2}$$

L'équation du couple électromagnétique est donnée par :

$$C_{em} = C_{em1} + C_{em2} \quad (1.31)$$

$$C_{em1} = \frac{3}{2} P (\phi_{d1} i_{q1} - \phi_{q1} i_{d1}) \quad (1.32)$$

$$C_{em2} = \frac{3}{2} P (\phi_{d2} i_{q2} - \phi_{q2} i_{d2}) \quad (1.33)$$

D'où le couple :

$$C_{em} = \frac{3}{2} P (\phi_{d1} i_{q1} + \phi_{d2} i_{q2} - \phi_{q1} i_{d1} - \phi_{q2} i_{d2}) \quad (1.34)$$

- Le flux rotorique ϕ_f est constant.

La forme matricielle

$$[V] = [R] [I] + [L] [dI/dt] + \omega_s [M] [I] + [Q]$$

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

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

Equations d'état de la MSAPDE dans le plan de Park

$$\left\{ \begin{array}{l} j \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r - C_f \\ \frac{dI_{d1}}{dt} = \frac{1}{L_{d1}} \left(V_{d1} - R_s I_{d1} - M_d \frac{dI_{d2}}{dt} + W_r L_{q1} I_{q1} + W_r M_d I_{q2} \right) \\ \frac{dI_{q1}}{dt} = \frac{1}{L_{q1}} \left(V_{q1} - R_s I_{q1} - M_d \frac{dI_{q2}}{dt} - W_r L_{d1} I_{d1} - W_r \varphi_r - W_r M_d I_{d2} \right) \\ \frac{dI_{d2}}{dt} = \frac{1}{L_{d2}} \left(V_{d2} - R_s I_{d2} - M_d \frac{dI_{d1}}{dt} + W_r L_{q2} I_{q2} + W_r M_d I_{q1} \right) \\ \frac{dI_{q2}}{dt} = \frac{1}{L_{q2}} \left(V_{q2} - R_s I_{q2} - M_d \frac{dI_{q1}}{dt} - W_r L_{d2} I_{d2} - W_r \varphi_r - W_r M_d I_{d1} \right) \\ C_e = \frac{3}{2} P \left[\left((\varphi_{d1}) I_{q1} - (\varphi_{q1}) I_{d1} \right) + \left((\varphi_{d2}) I_{q2} - (\varphi_{q2}) I_{d2} \right) \right] \end{array} \right.$$

Schéma équivalent de la MSAPDE dans le plan de Park

Le modèle du MSAP dans le repère de Park peut être schématisé par la Figure (II-2).

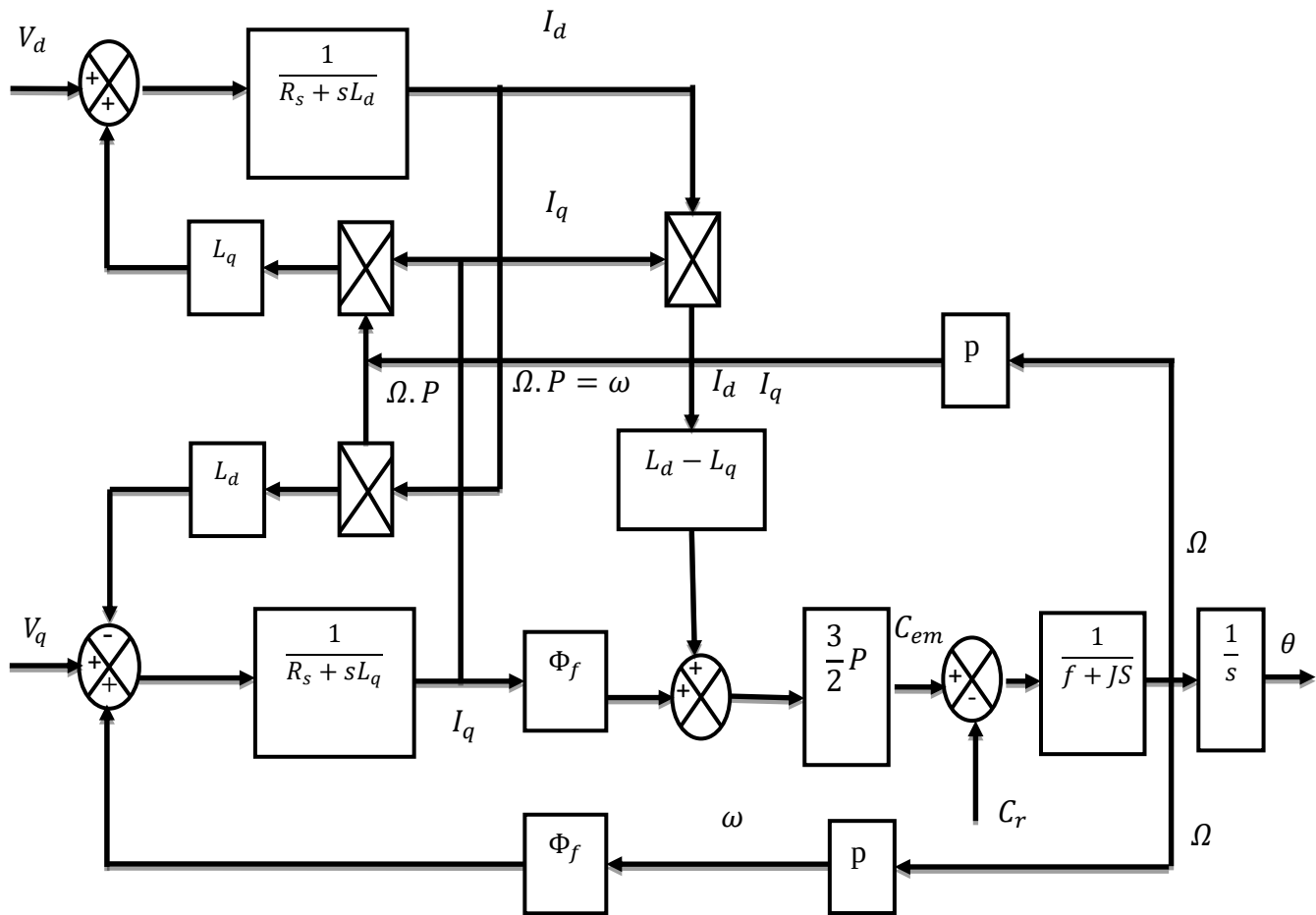
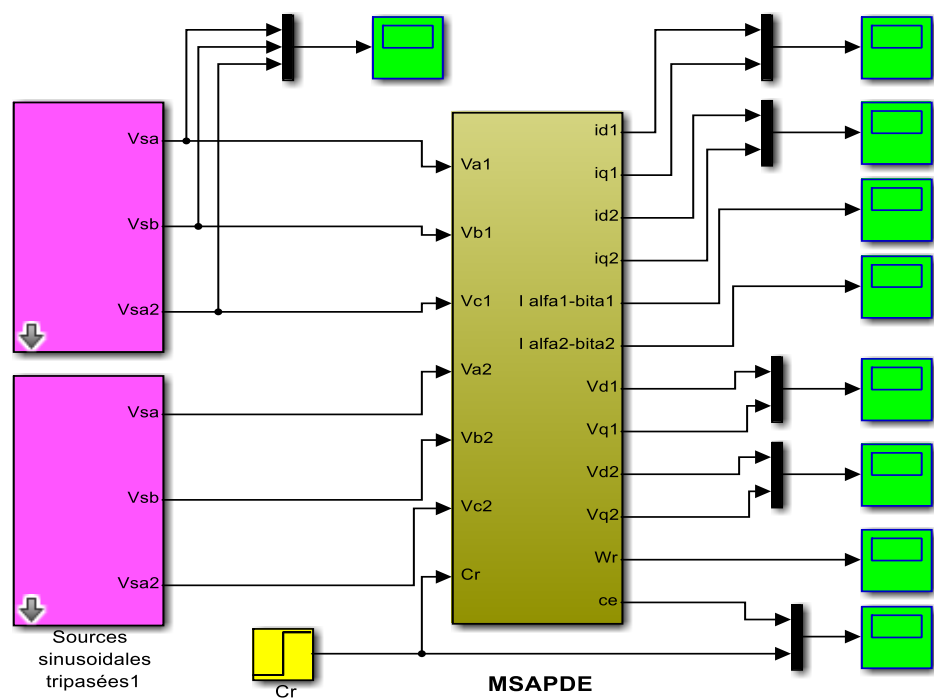


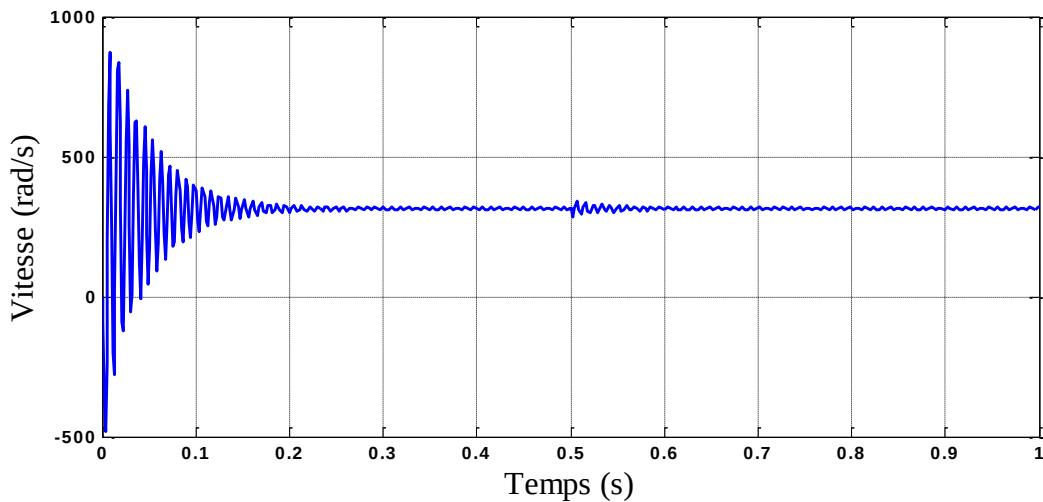
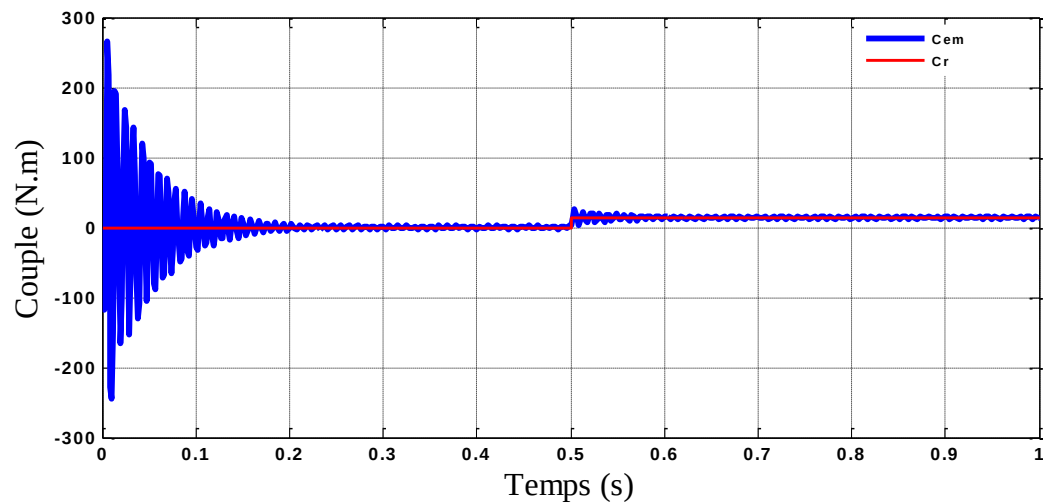
Figure (II-2) : Schéma bloc du modèle de la MSAP



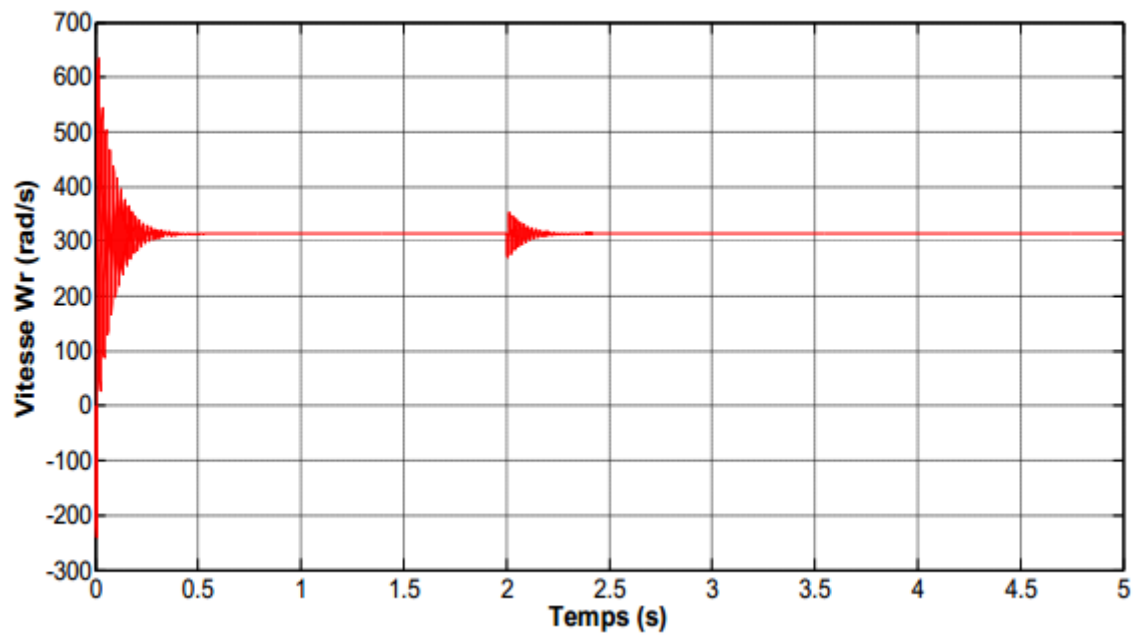
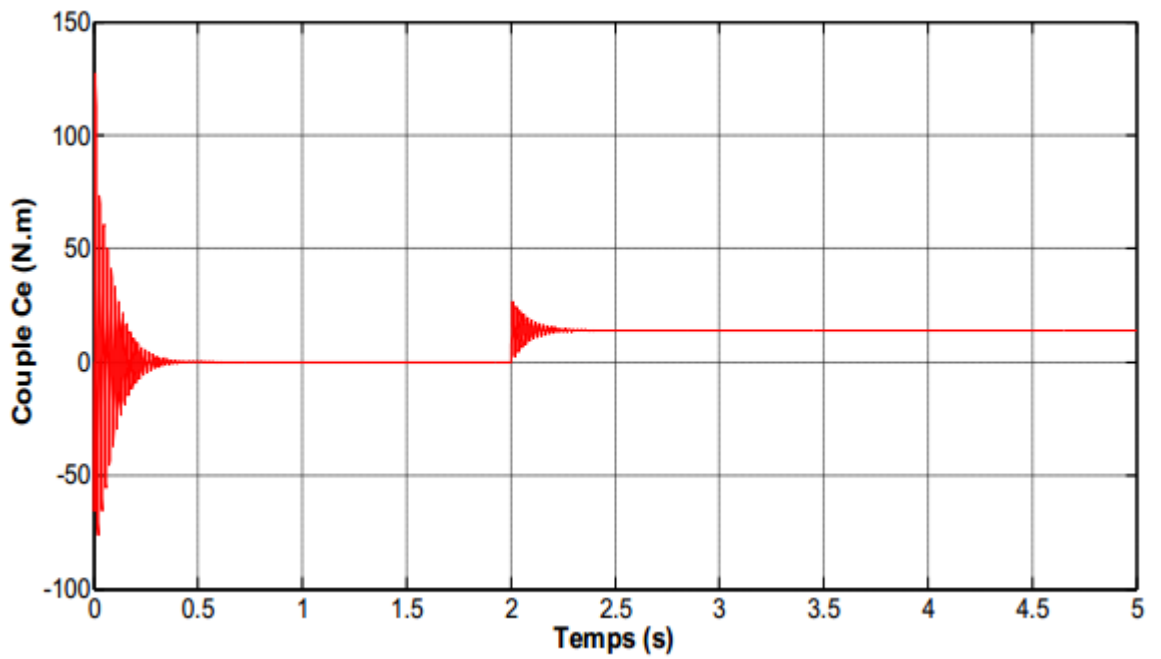
. Résultats de simulation

La figure (I.10) représente les performances de la conduite de la machine synchronetripasée à aimants permanent double étoile lors d'un démarrage à vide. La figure (I.11) représente les performances de la conduite de la machine synchronetripasée à aimants permanent double étoile lors d'un démarrage avec application d'un

I.7.1. Test en vide :



I.7.2. Test en charge :



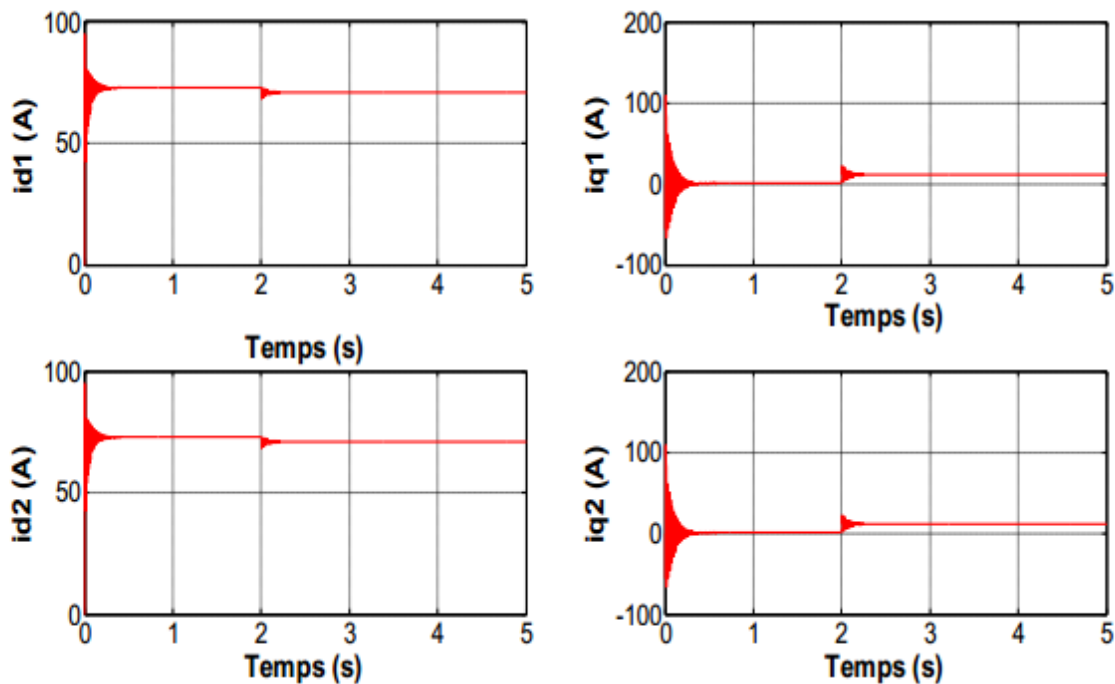


Figure I.11: Performances de la conduite de la machine synchrone triphasée à aimants permanent double étoile lors d'une application d'un couple résistant $C_r=14\text{N.m}$ à $t=2\text{s}$

I.7.3. Interprétation des résultats de simulation

* Teste à vide :

La figure (I.10) montre le comportement du MSAP DE 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 statiquessubissent des contraintes importantes en tension et en courant, ce qui limite leur fréquence dedécoupage. La structure segmentée des machines double étoile autorise l'utilisation decomposants de calibre inférieur pour une fréquence plus élevée, mais cette dernière reste toutde même relativement faible. Par conséquent, et compte tenu de l'éventuelle existence descourants de circulation entre les deux étoile de la MS APDE, les onduleurs de tension alimentant la MS APDE 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, ilsconstituent 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 lavariation de vitesse des machines à courants alternatif. La forte évolution de cette fonction s'est appuyée, sur le développement de composants à semi - conducteur s entièrementcommandable, puissants, robuste et rapides, d'autre part, sur l'utilisation quasi généraliséesdes 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 unestructure 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 interrupteurspour chacun. Chaque interrupteur est monté en parallèle inverse avec une diode derécupération. 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)

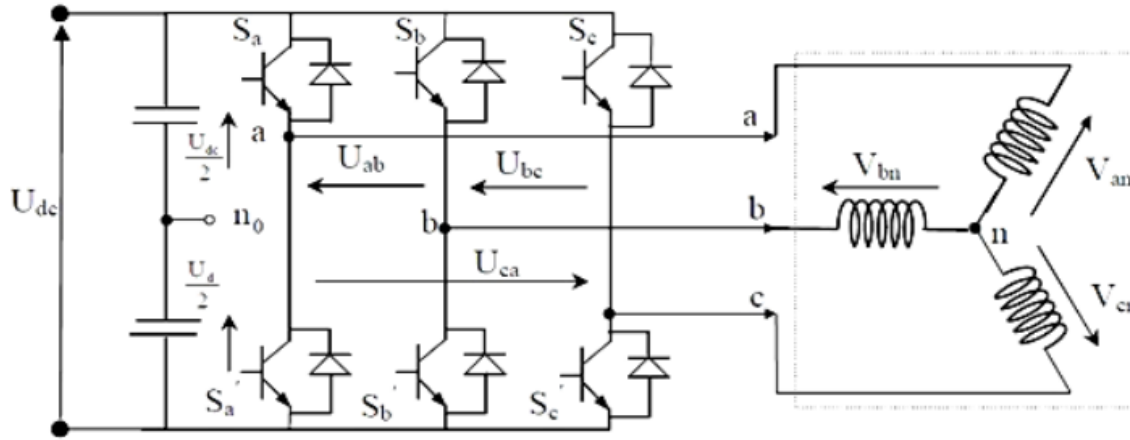


Figure II.1 : Onduleur Triphasé à Deux Niveaux.

Pour simplifier l'étude et la complexité de la structure de l'onduleur multi niveaux, on suppose 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 ($i=a, b, c$), 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 et les grandeurs booléennes de commande S_i ($i=a, b, c$).

Les tensions simples de la machine sont :

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

En admettant que les tensions de phases sont équilibrées :

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

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:

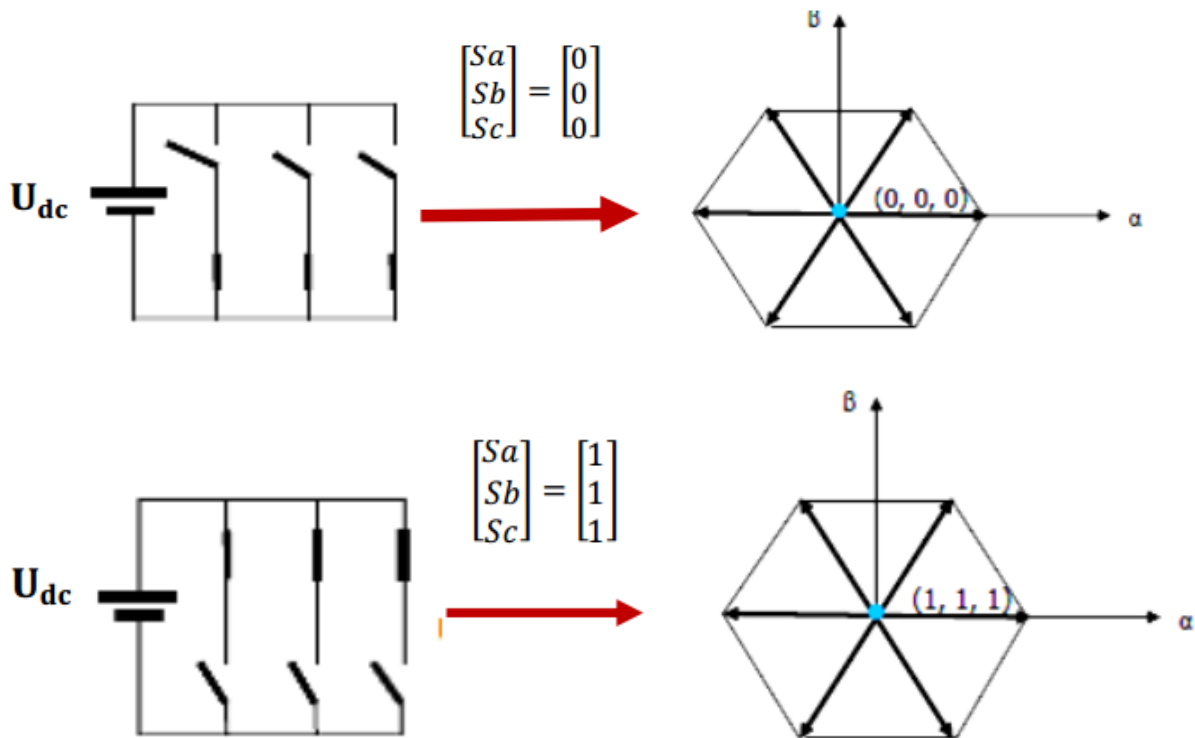
$$\begin{cases} V_a = \frac{U_{dc}}{3} (2S_a - S_b - S_c) \\ V_b = \frac{U_{dc}}{3} (2S_a + 2S_b - S_c) \\ V_c = \frac{U_{dc}}{3} (-S_a - S_b + 2S_c) \end{cases} \quad (II.3)$$

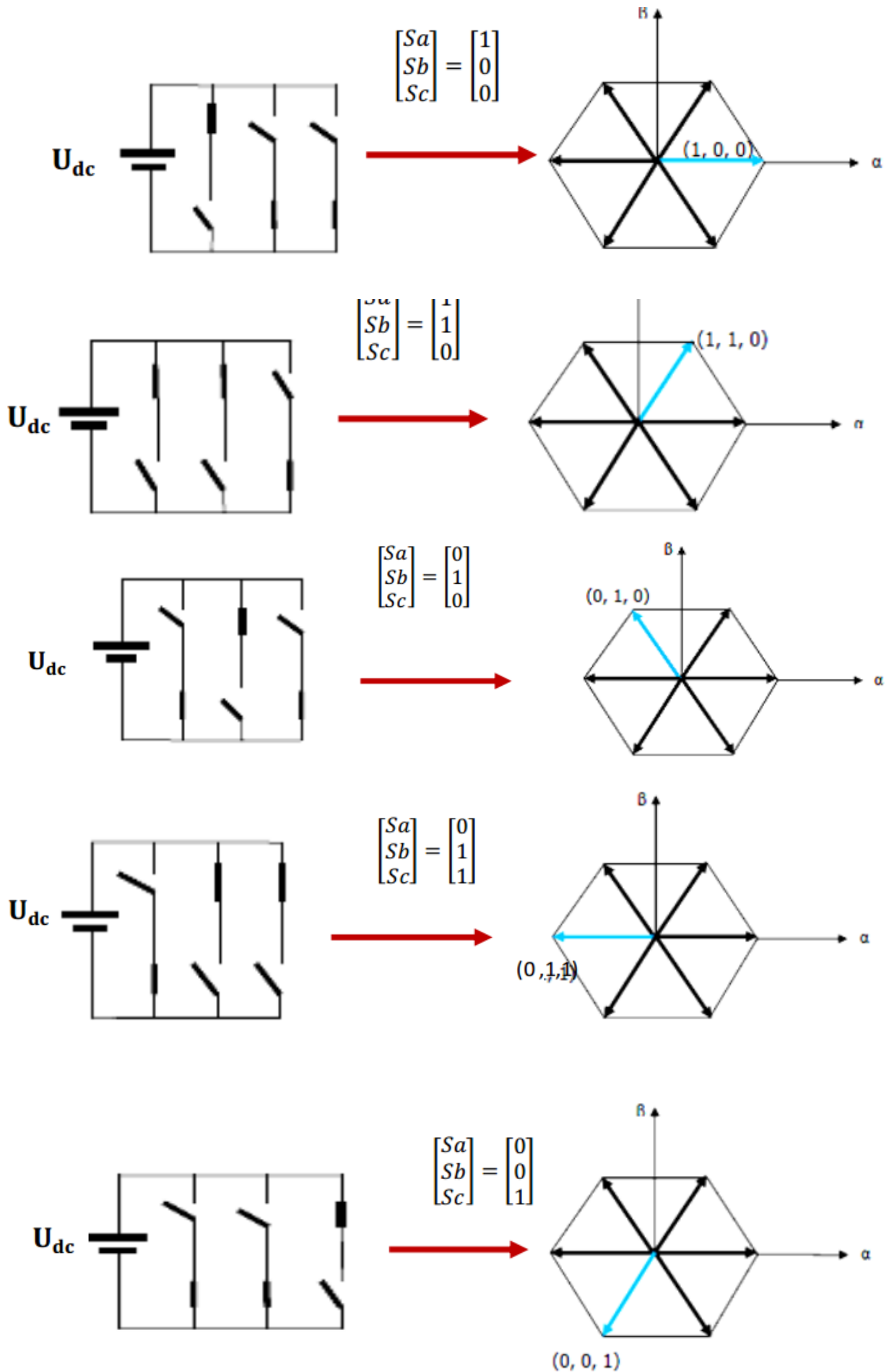
Nous pouvons écrire le système suivant d'après le relation (II.3) :

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

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).





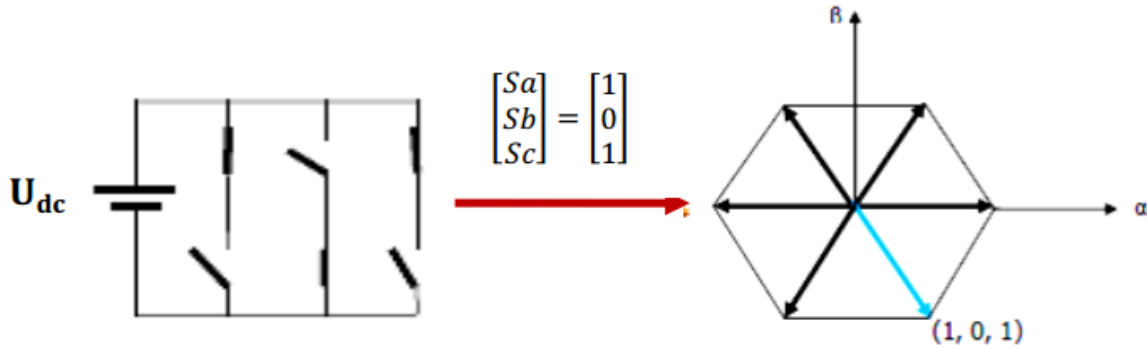


Figure II.2 : Etat des interrupteurs pour chaque vecteur de tension

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 phas

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

$$\alpha = e^{j\frac{2\pi}{3}}$$

$$\alpha^2 = e^{j\frac{4\pi}{3}}$$

Nous avons donne :

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

$$V_a = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(S_a - \frac{1}{2} S_b - \frac{1}{2} S_c \right) U_{dc} \quad (\text{II. 7})$$

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

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	$U_{dc}/3$	$U_{dc}/3$	$-2U_{dc}/3$	$\sqrt{1/6}U_{dc}$	$\sqrt{1/2}U_{dc}$	$\sqrt{2/3}U_{dc} e^{j\frac{\pi}{3}}$
V_3	0	1	0	$-U_{dc}/3$	$2U_{dc}/3$	$-U_{dc}/3$	$-\sqrt{1/6}U_{dc}$	$\sqrt{1/2}U_{dc}$	$\sqrt{2/3}U_{dc} e^{j\frac{2\pi}{3}}$
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)

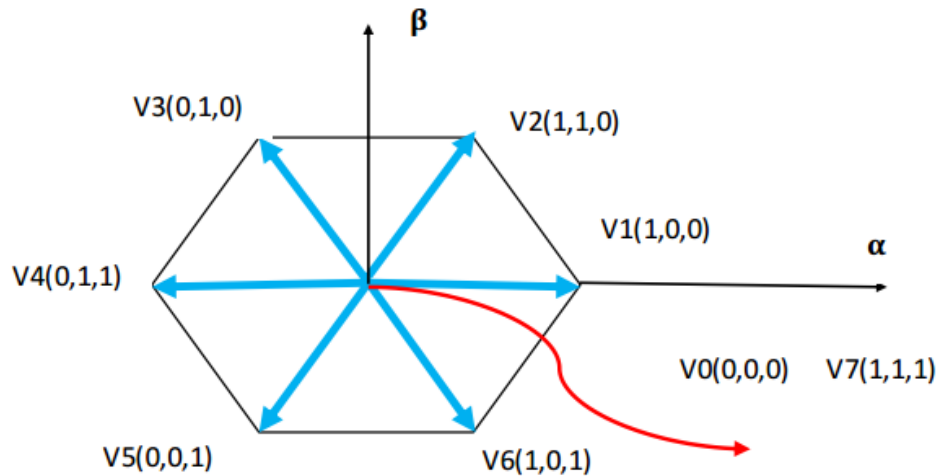


Figure II.3 : Représentation vectorielle du vecteur de tension de l'onduleur

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)

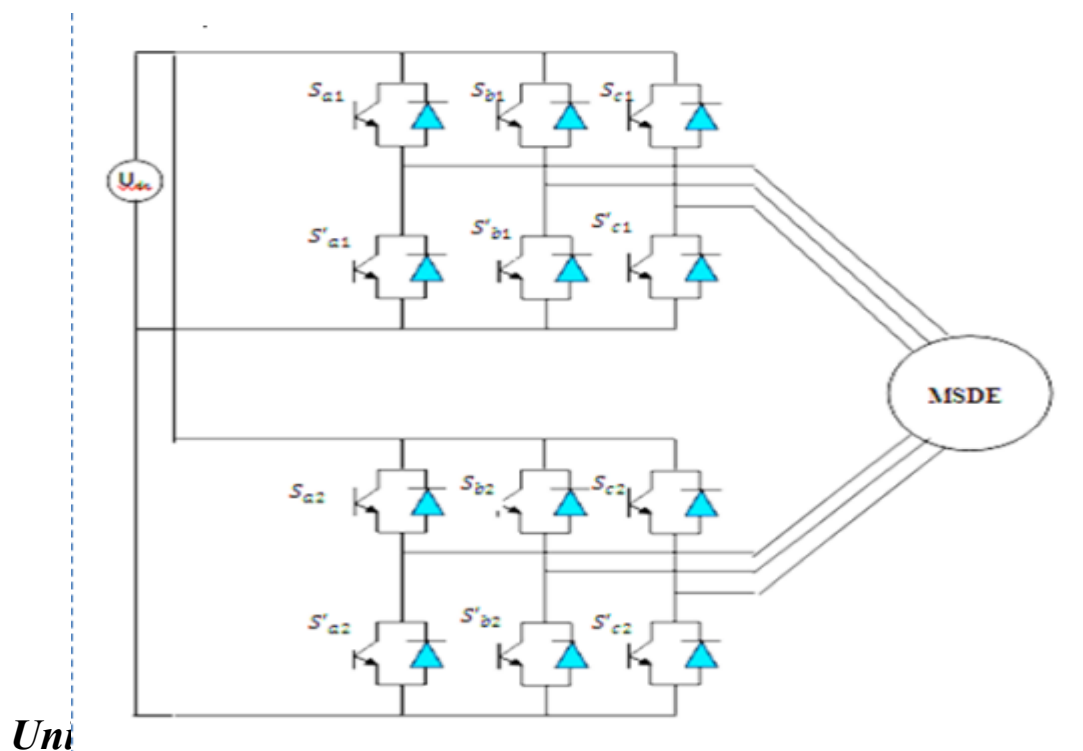


Figure II.4: association l'onduleur deux niveaux à la MSDE

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

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

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} :

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

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 MSAP DE 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 (α - β)

La projection des vecteurs de tension V_s dans le plan (α - β), est représentée parLa figure suivante :

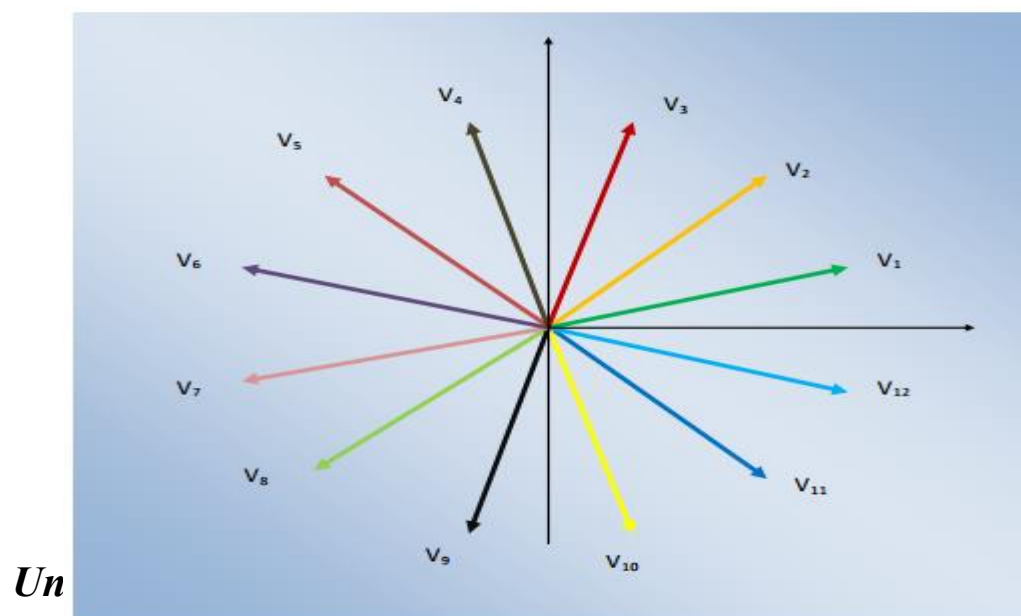
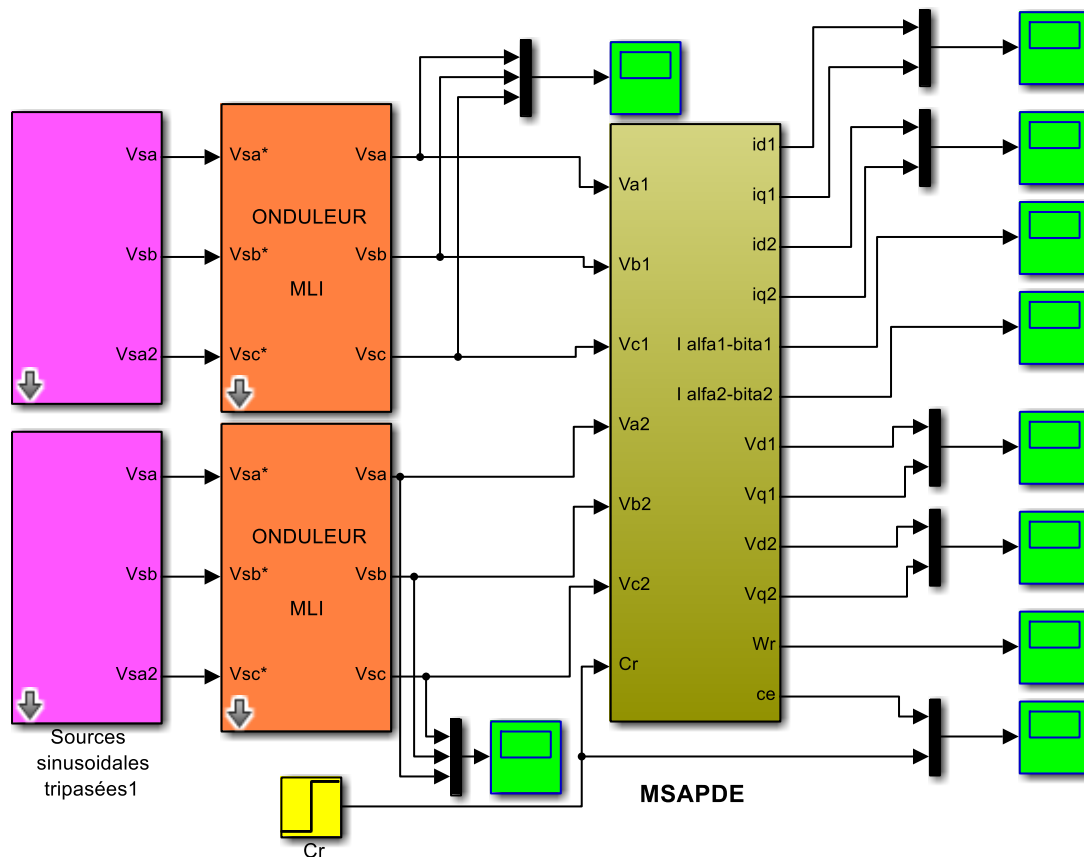


Figure II.5 : Représentation vectorielle du vecteur de sortie V_s des deux onduleurs

II.8. Association convertisseur –MSAPDE

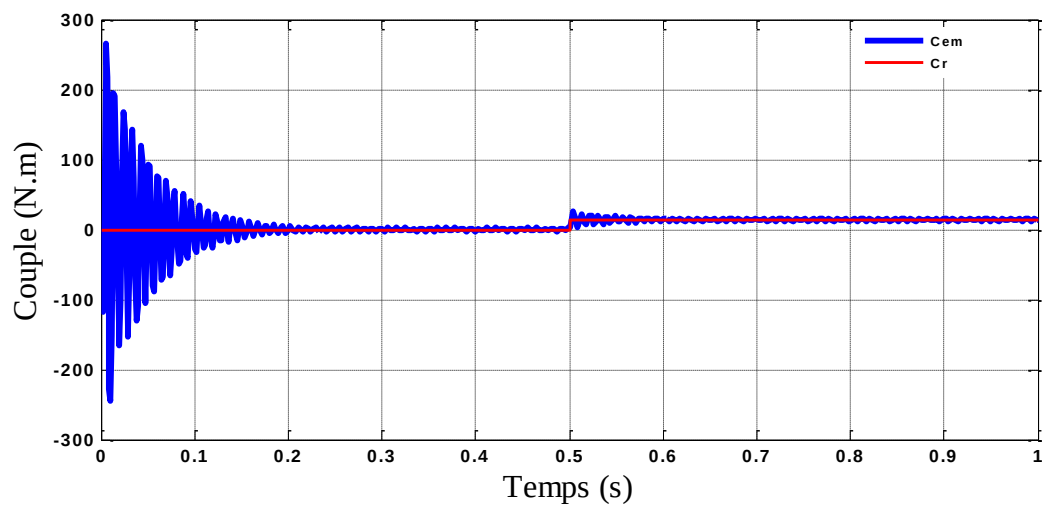
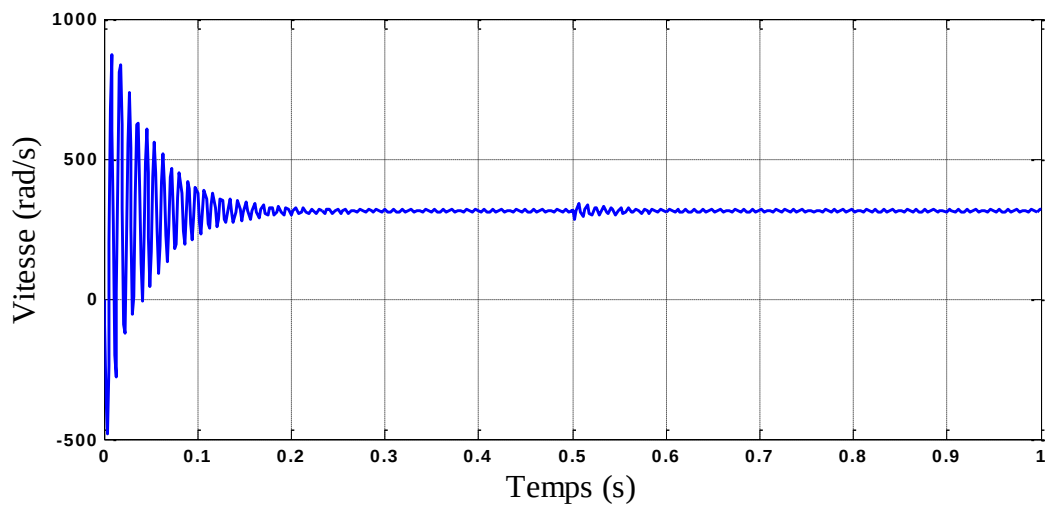
Le schéma bloc du modèle de la MSAPDE associé par deux onduleur est représenté par la figure (II.6) :

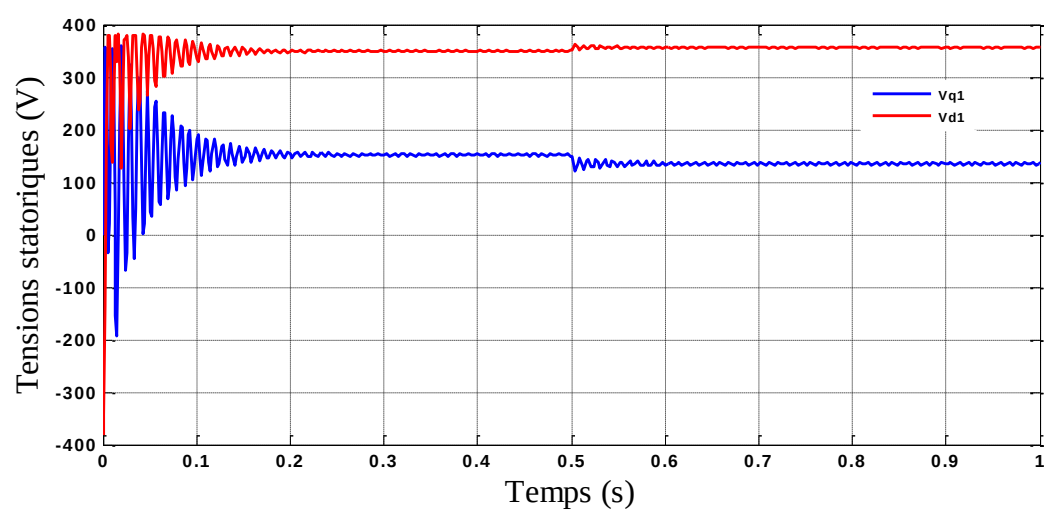
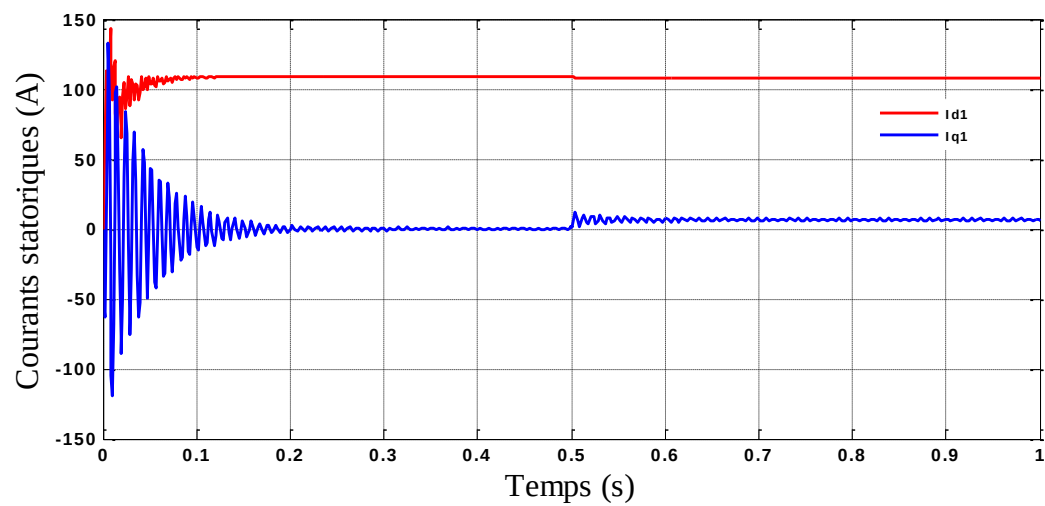
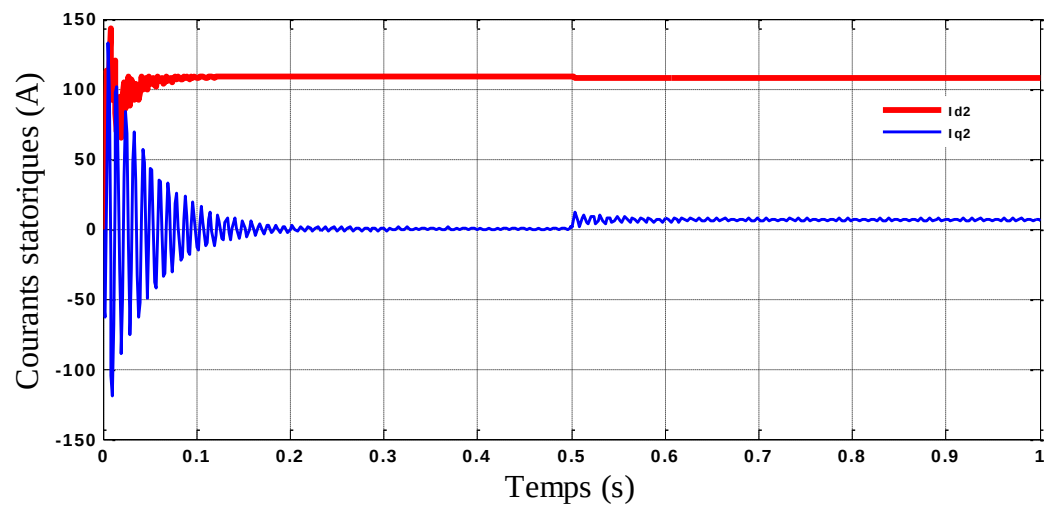


II.8.1 Résultats de simulation

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)





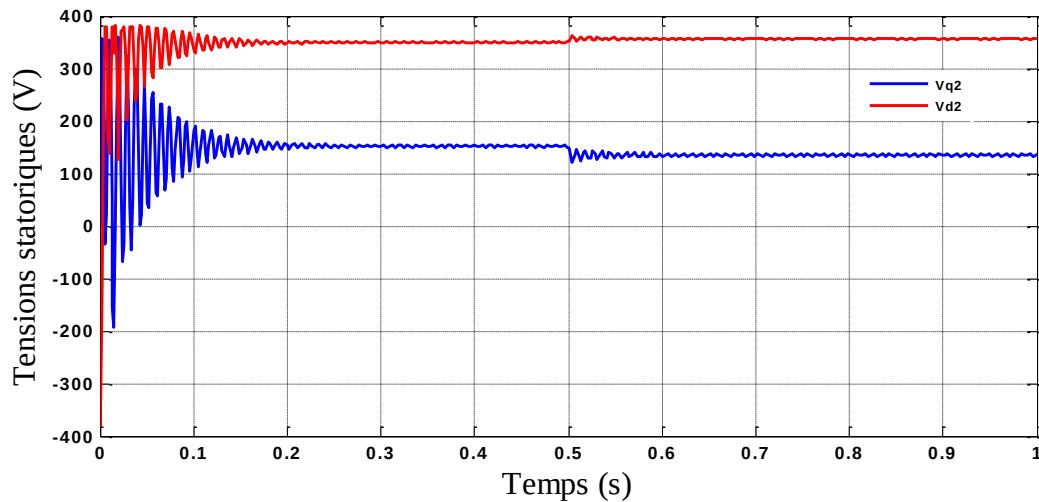


Figure II.7: Performances de la conduite de la machine synchrone triphasée à aimants permanent double étoile avec convertisseur lors d'une application($C_r=14\text{N.m}$ $t=2\text{s}$)

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 picsassez importants pendant un temps très court, puis s'établissent à leurs valeurs en régimepermanent 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 MS APDE, traitant directement le choix adéquat des modes de commutations des interrupteurs des deux onduleurs alimentés la MS APDE, qui ce fait sur la base de minimiser la distorsion harmonique du courants de circulation entre les deux étoiles de la MS AP DE

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 précalculées 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 utilisée 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 alimentée 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 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 MSAP DE, 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 (α - β) liés au stator est donnée par l'équation suivante, [17]

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

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

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 :

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

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) :

$$\overline{\varphi}_s(k+1) \approx \overline{\varphi}_s(k) + \overline{V}_s \cdot T_e \quad (III.4)$$

On encore

$$\overline{\varphi}_s(T_e) \approx \overline{\varphi}_s(0) + V_s \cdot T_e \quad (III.5)$$

$$\Delta \overline{\varphi}_s \approx V_s \cdot T_e \quad \overline{V}_s \{ \overline{V}_0 \dots \dots \dots \overline{V}_7 \} \quad (III.6)$$

$\overline{\varphi}_s(k)$: 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.

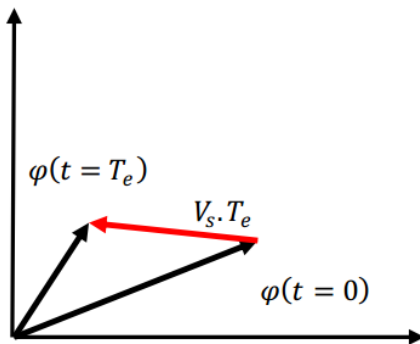


Figure III.1: Application d'un vecteur tension statorique qui permet de diminuer le module du flux statorique

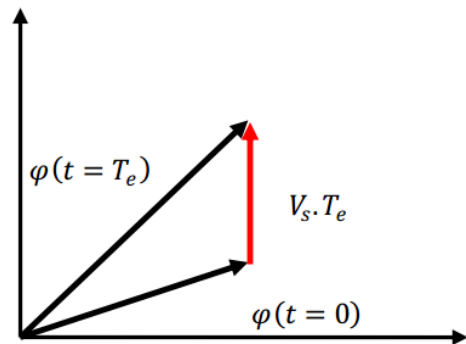


Figure III.2 : Application d'un vecteur tension statorique qui permet d'augmenter le module du flux statorique

« La composante de flux » de vecteur tension (composante radial), 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] :

$$c_e = k(\bar{\varphi}_s \wedge \bar{\varphi}_r) = k \|\bar{\varphi}_s\| \|\bar{\varphi}_r\| \sin(\gamma) \quad (\text{III. 6})$$

Telque $k = \frac{p}{l_q}$

Avec :

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

$\bar{\varphi}_r$: 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 $\bar{\varphi}_r$ et $\bar{\varphi}_s$ et de leur position relative. Si l'on parvient à contrôler parfaitement le flux $\bar{\varphi}_s$ (à partir de $\bar{V}_s$) en module et en position, on peut donc contrôler l'amplitude de $\bar{\varphi}_s$, et le couple électromagnétique de façon découplée.

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 de 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 $\bar{\varphi}_s$ 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)

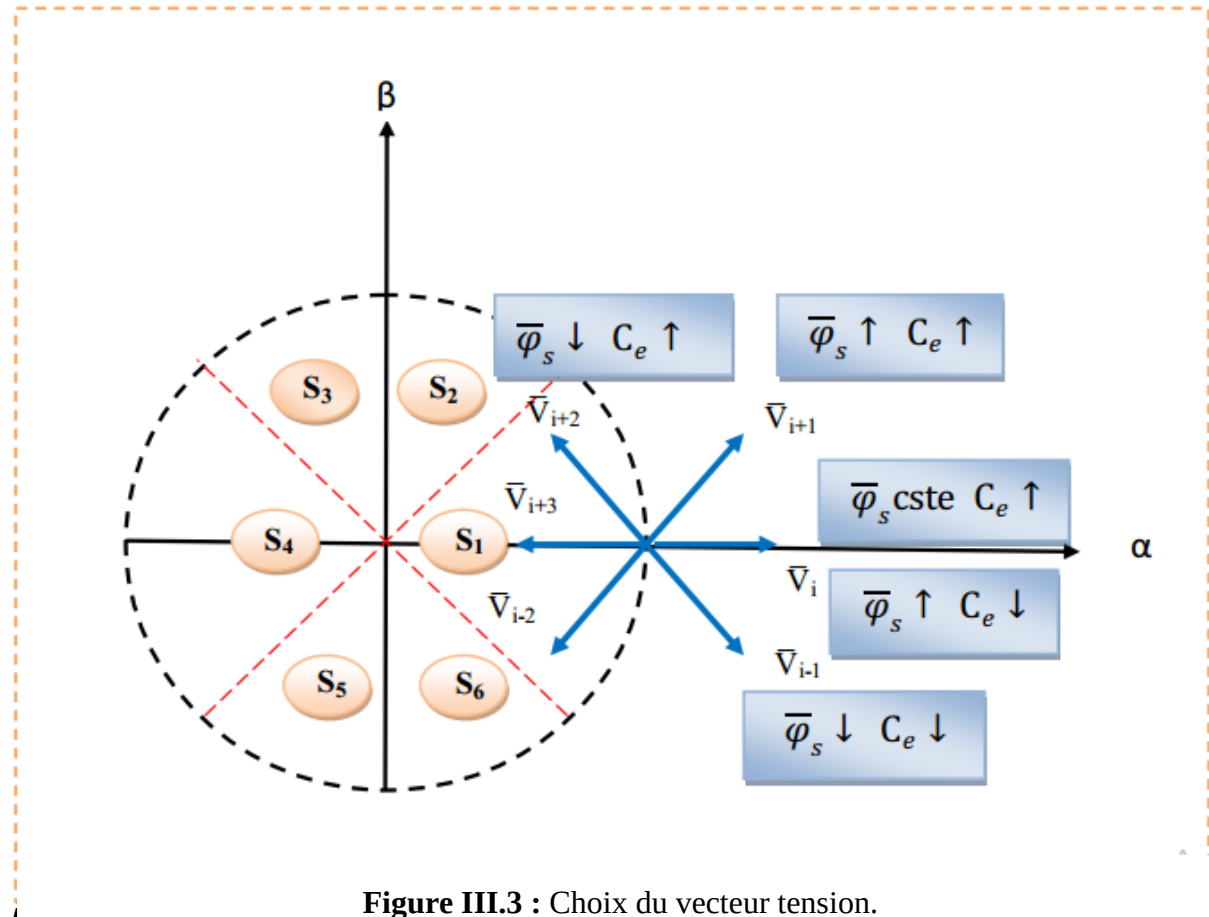
Lorsque le flux $\bar{\varphi}_s$ se trouve dans une zone i , le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnant l'un des huit vecteurs tensions suivants : [4]

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 ;



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) .

$$\overline{\varphi_s} = \overline{\varphi_\alpha} + j\overline{\varphi_\beta} \quad (\text{III. 7})$$

Le module du flux statorique s'écrit :

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

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

La zone dans laquelle se situe le vecteur flux $\overline{\varphi_s}$ est déterminée à partir des composantes $\overline{\varphi_{s\alpha}}$ et $\overline{\varphi_{s\beta}}$

L'angle entre le référentiel statorique et le vecteur $\overline{\varphi_s}$ est égale :

$$\theta = \arctg \frac{\overline{\varphi_{s\alpha}}}{\overline{\varphi_{s\beta}}}$$

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 :

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

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

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

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

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

III.6.2. Estimation du couple électromagnétique

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

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

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]

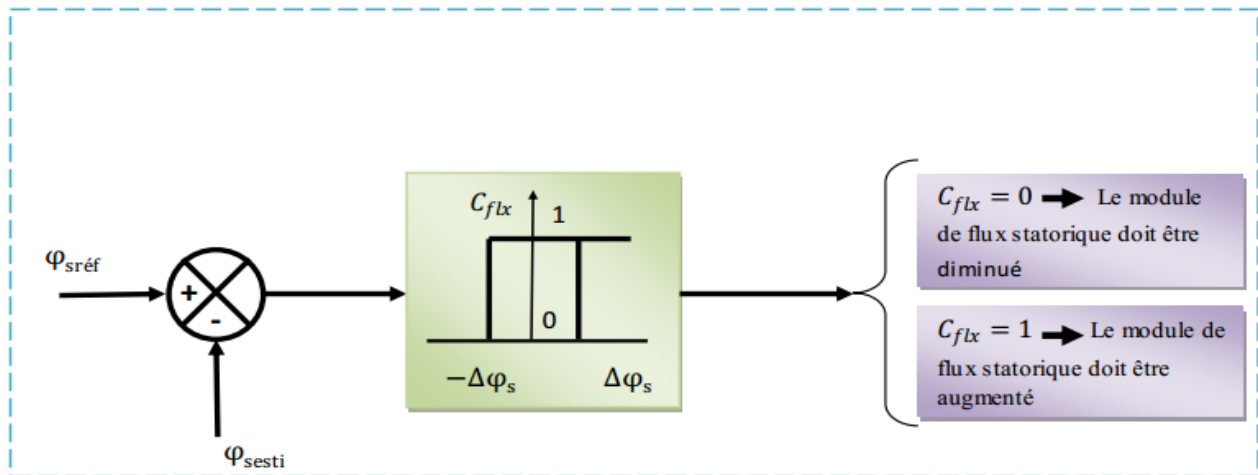


Figure III.4 : Contrôle à hystérésis à deux niveaux.

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

$$|\overline{\varphi_{réf}} - \overline{\varphi_s}| \leq \Delta\overline{\varphi_s}$$

Avec :

$\overline{\varphi_{réf}}$: la consigne de flux

$\Delta\overline{\varphi_s}$: l'écart d'hystérésis du contrôleur.

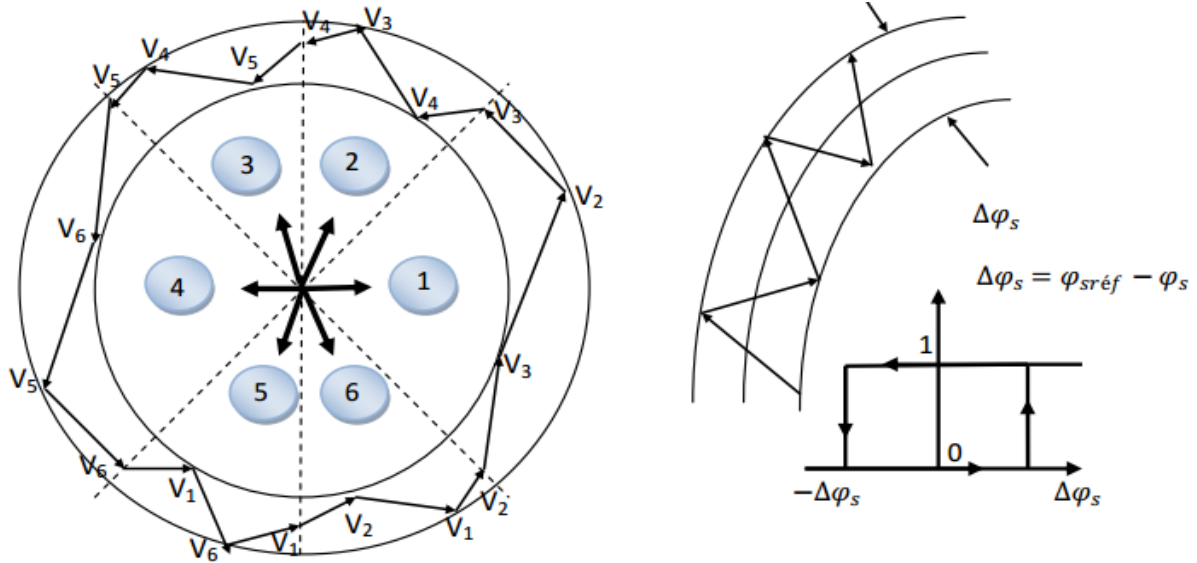


Figure III.5 : Correcteur de flux à hystérésis et sélection des vecteurs tensions

$$\begin{aligned} \Delta\overline{\varphi_s} &> \varepsilon_\varphi & C_{flx} &= 0 \\ 0 \leq \Delta\overline{\varphi_s} \leq \varepsilon_\varphi & \text{et } \frac{d\Delta\varphi_s}{dt} > 0 & C_{flx} &= 0 \\ 0 \leq \Delta\overline{\varphi_s} \leq \varepsilon_\varphi & \text{et } \frac{d\Delta\varphi_s}{dt} < 0 & C_{flx} &= 0 \\ \Delta\overline{\varphi_s} &\leq -\varepsilon_\varphi & C_{flx} &= 0 \end{aligned}$$

En effet, si on introduit l'écart $\Delta\overline{\varphi_s}$, 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 $\overline{\varphi_s}$.

III.7.2. Contrôleur du couple

$$|C_{ref} - C_e| \leq \Delta C_e$$

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 vecteurs de tensions V_{i+1} et V_{i+2} et les vecteurs nuls peuvent être sélectionnés pour évoluer le vecteur flux. La diminution du couple est assurée par la sélection des vecteurs de tensions nuls

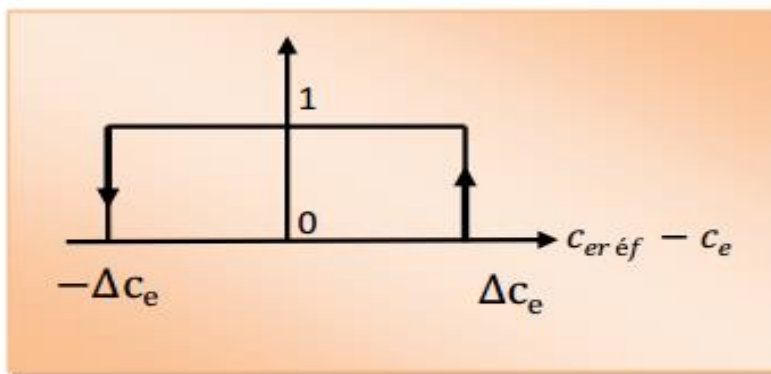


Figure III.6 : Contrôleur à hystérésis à deux niveaux.

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 C_{cpl} indique directement si l'amplitude du couple doit être augmentée en valeur absolue ($C_{cpl} = 1$) pour une consigne positive et ($C_{cpl} = -1$) pour une consigne négative) ou diminuée ($C_{cpl} = 0$) [12] (voir figure III.7) :

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

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 ($Ccpl=1$) pour augmenter le couple, ($Ccpl = -1$) pour le réduire et ($Ccpl = 0$) 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 $\Delta \varphi_{set}$ du couple ΔC_e 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 $\Delta \varphi_{set}$ 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.

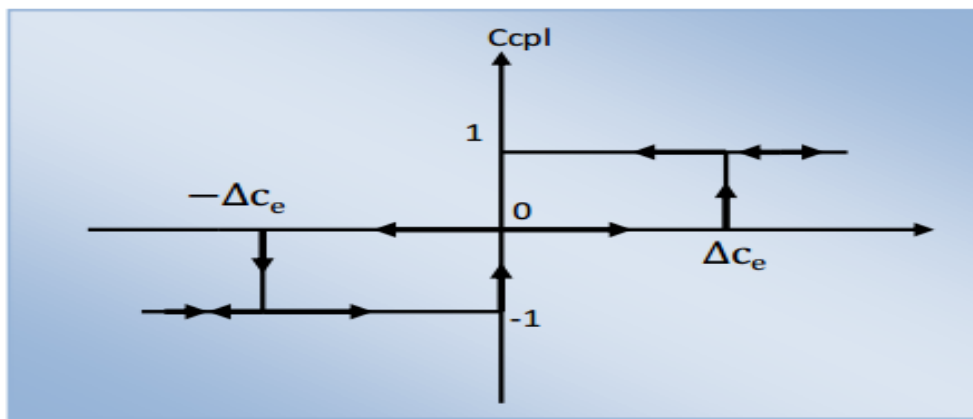


Figure III.7 : Correcteur à hystérésis à trois niveaux

	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
$\varphi_s \nearrow$	$V_6 V_1 V_2$	$V_1 V_2 V_3$	$V_2 V_3 V_4$	$V_3 V_4 V_5$	$V_4 V_5 V_6$	$V_5 V_6 V_1$
$\varphi_s \searrow$	$V_3 V_4 V_5$	$V_4 V_5 V_6$	$V_5 V_6 V_1$	$V_6 V_1 V_2$	$V_1 V_2 V_3$	$V_2 V_3 V_4$

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.

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 :

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

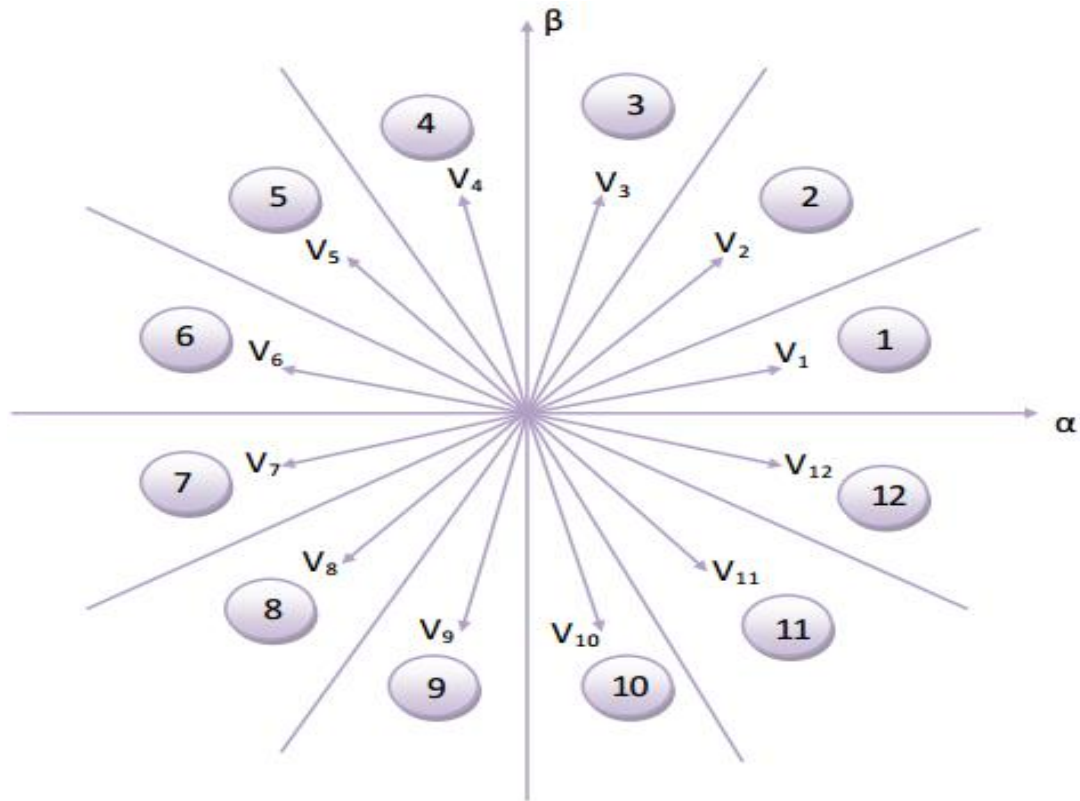
III.9.2 La DTC modifiée :

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

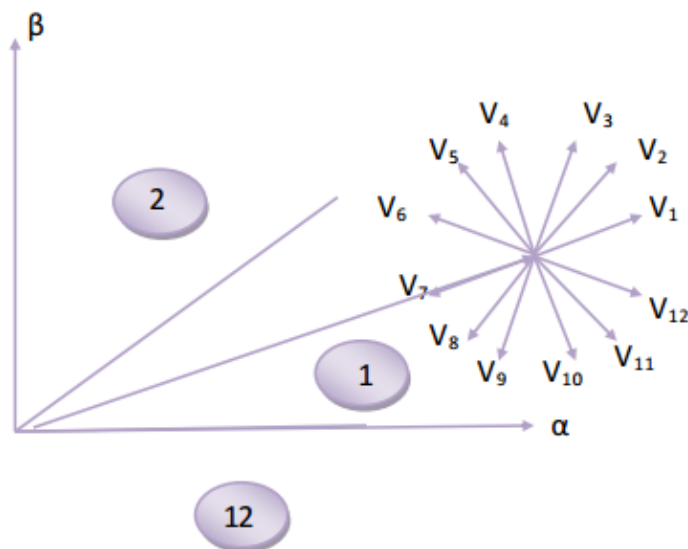
adaptant une nouvelle répartition des zones. Ainsi au lieu d'avoir le premier secteur de -15° à 15° , nous le décalons dans le sens antihoraire d'un angle de 15° , ce qui mène au choix de 0° à 30° pour la première zone [24].

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.

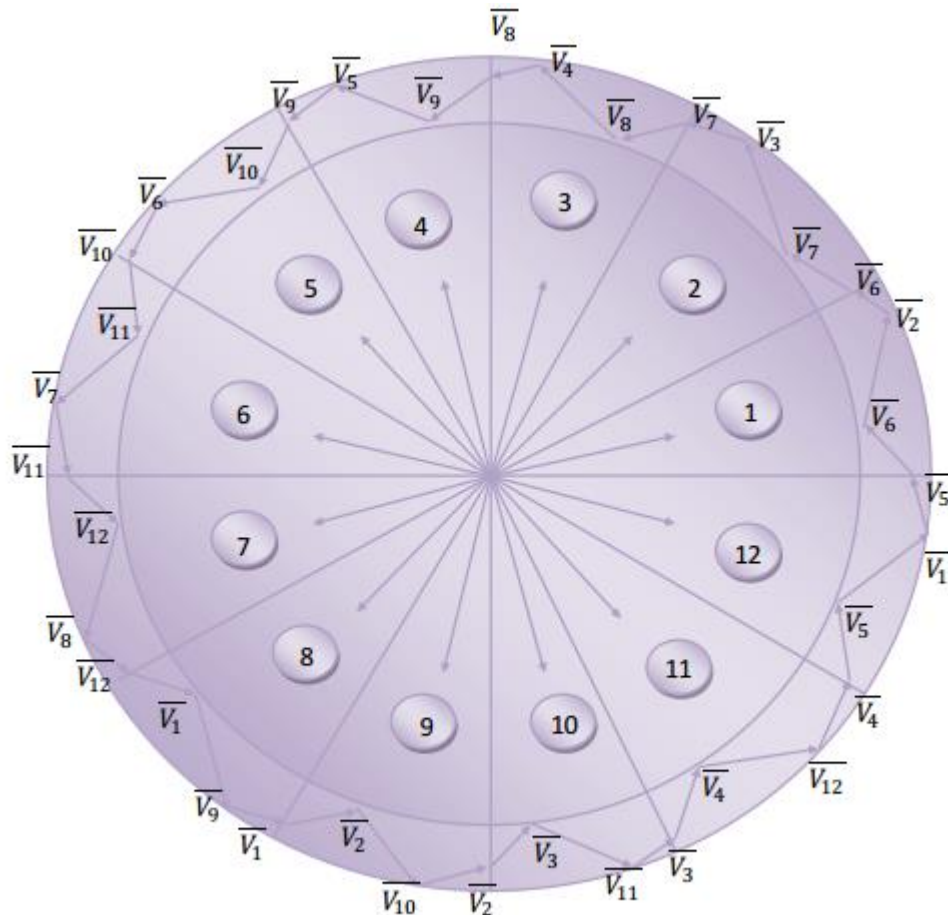


Figure III.9 : Correcteur de flux à hystérésis et sélection des vecteurs tensions.

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

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

Zone (i)		1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
$C_{fx}=1$	$C_{cpl}=1$	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}
$C_{fx}=0$	$C_{cpl}=1$	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
$C_{fx}=1$	$C_{cpl}=1$	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}
$C_{fx}=0$	$C_{cpl}=1$	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

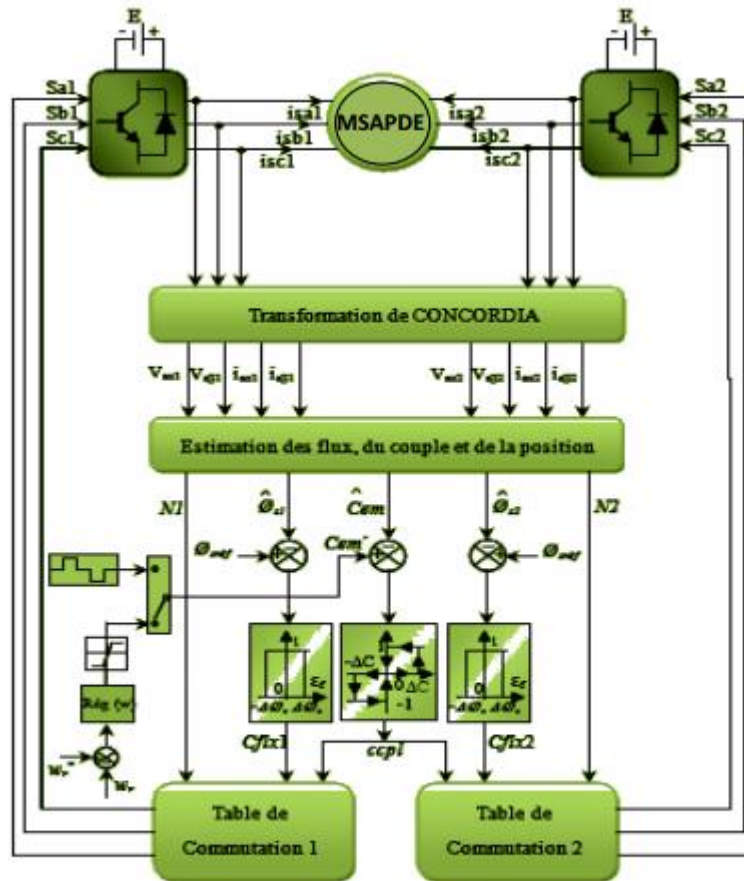


Schéma de la structure générale du control directe du couple DTC

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).

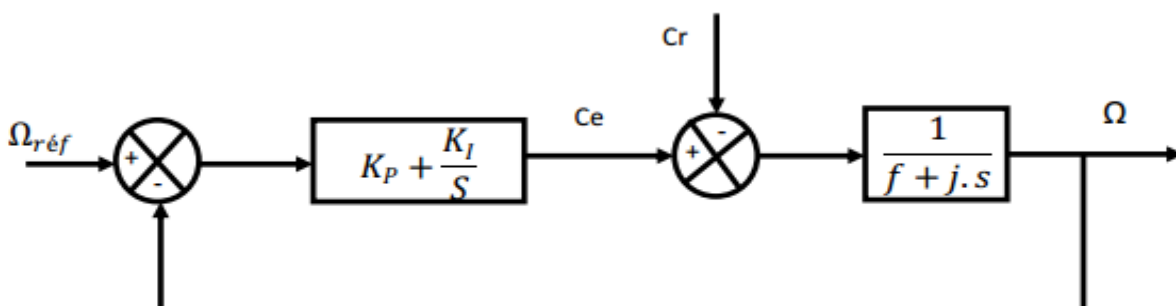


Figure III.11 : Régulation de la vitesse.

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 ($Cr(s)=0$):

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

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

Par analogie on peut trouver les paramètres du régulateur PI :

$$ki = \omega^2 j$$

$$kp = 2\xi\omega j - f$$

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 :

$$ki = 101.37 \quad kp = 0.67$$

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.

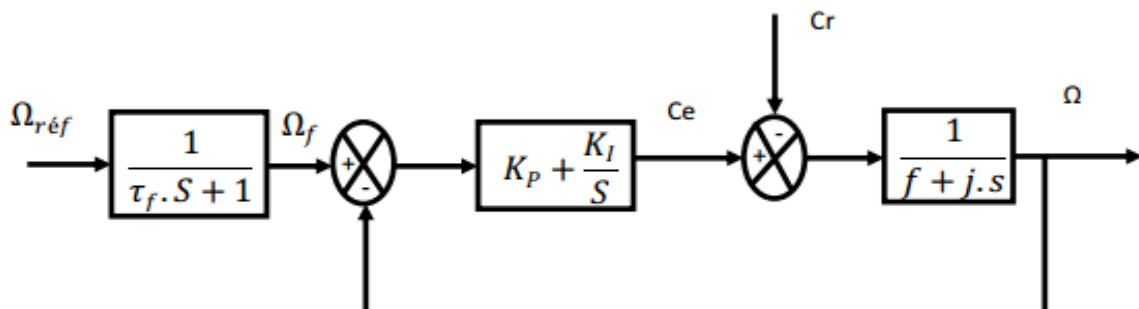


Figure III.12 : Schéma fonctionnel de régulation de la vitesse.

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

$$\frac{\Omega f}{\Omega_{ref}} = \frac{1}{\tau f s + 1} \quad (\text{III. 21})$$

τf : 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

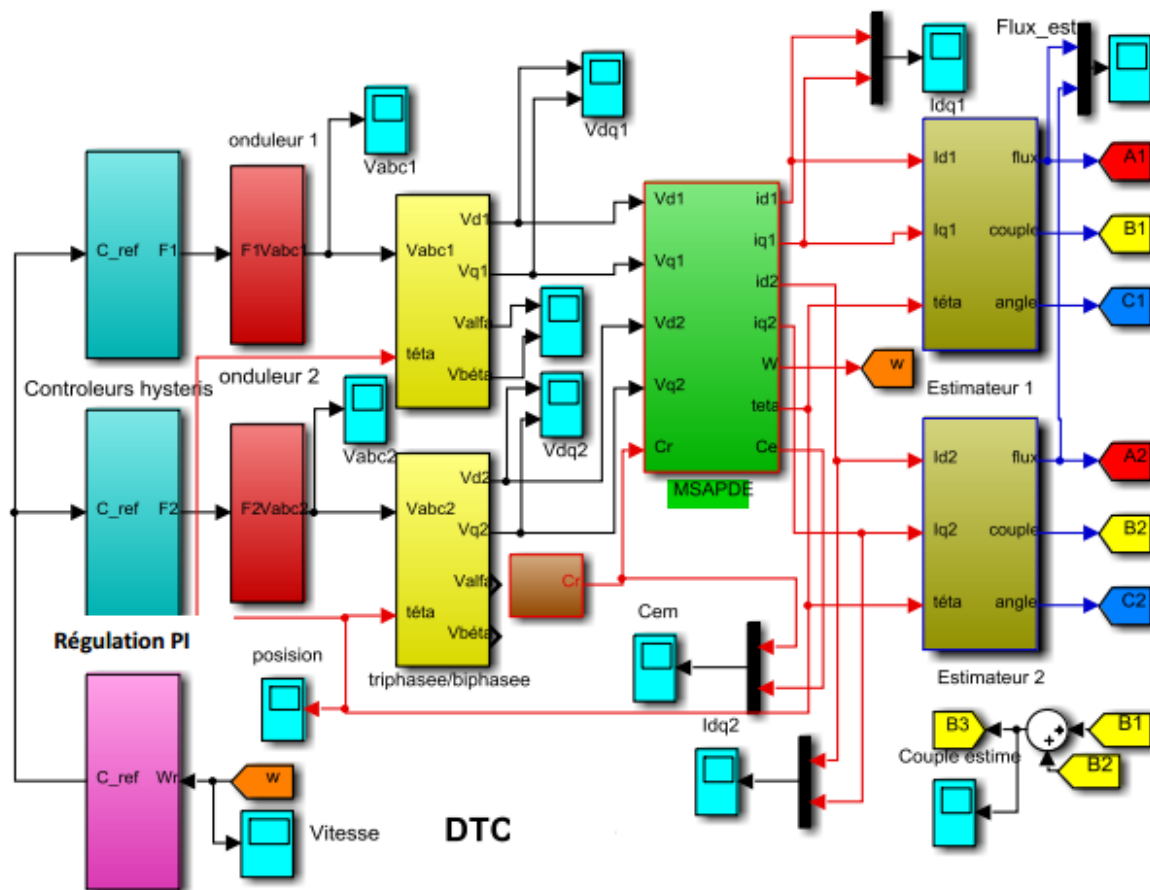


Figure III.13 : Schéma de simulation de la DTC appliquée au MSAPDE

III.13.Résultats de simulation:

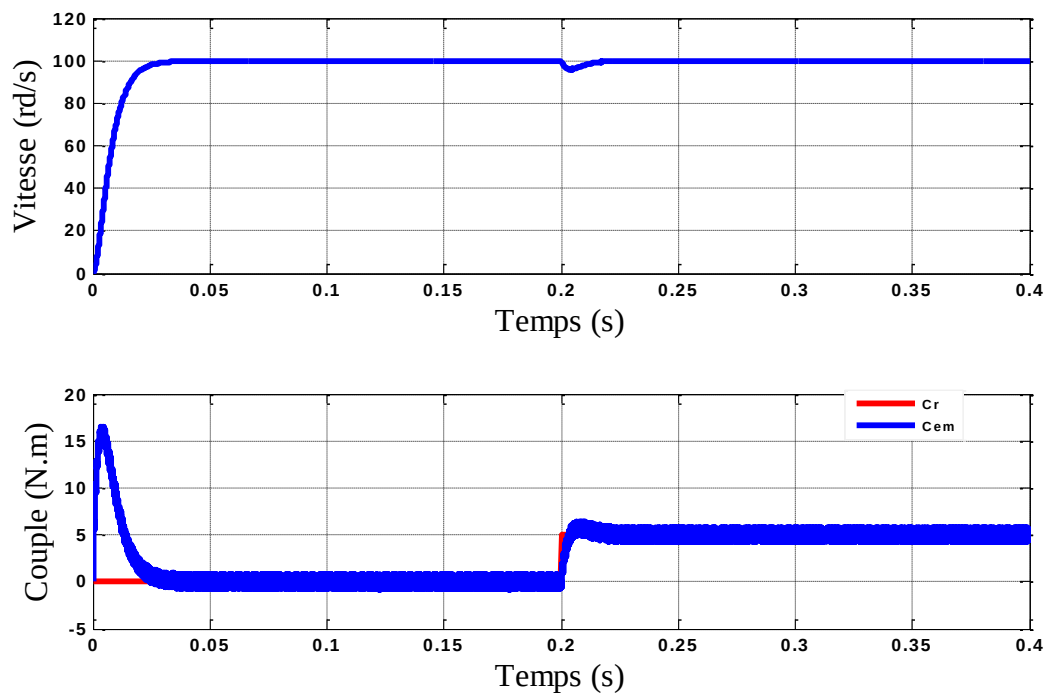
Pour illustrer le comportement de la structure de commande par DTC appliquée au modèle du MSAPDE en présence de la boucle de réglage de vitesse. On a effectuée des simulations pour les régimes de fonctionnements suivants:

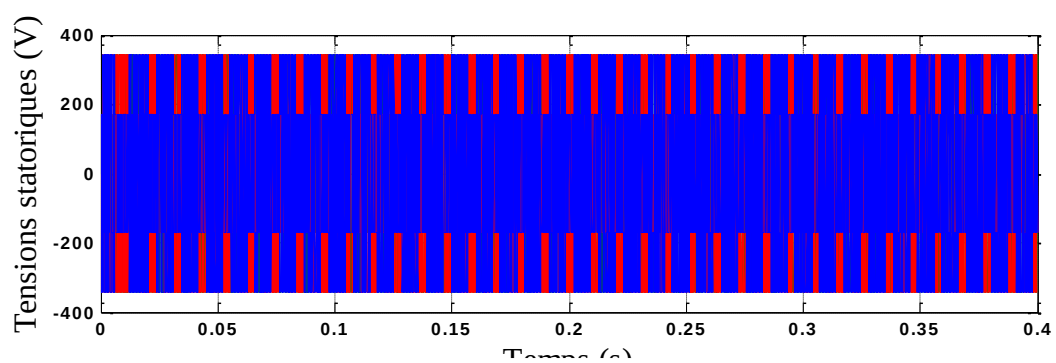
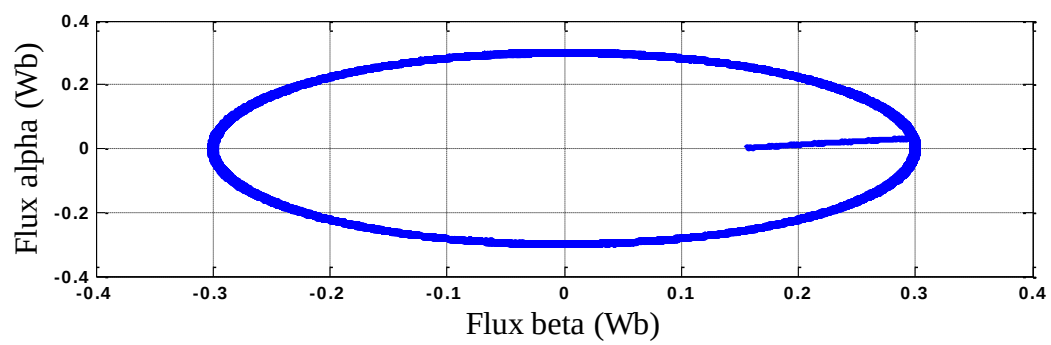
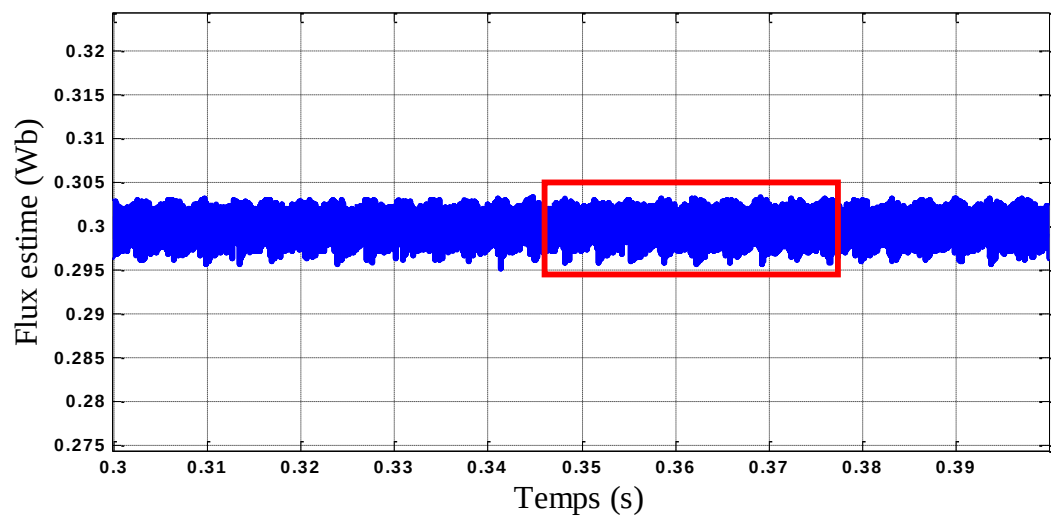
III.13.1 Test de robustesse vis-à-vis aux variations non paramétriques

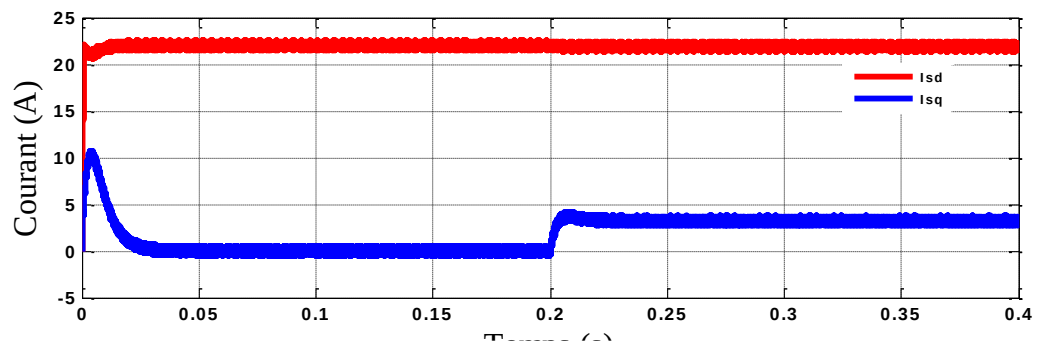
Test de robustesse vis -à-vis des variations de la charge

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

Résultats de simulation







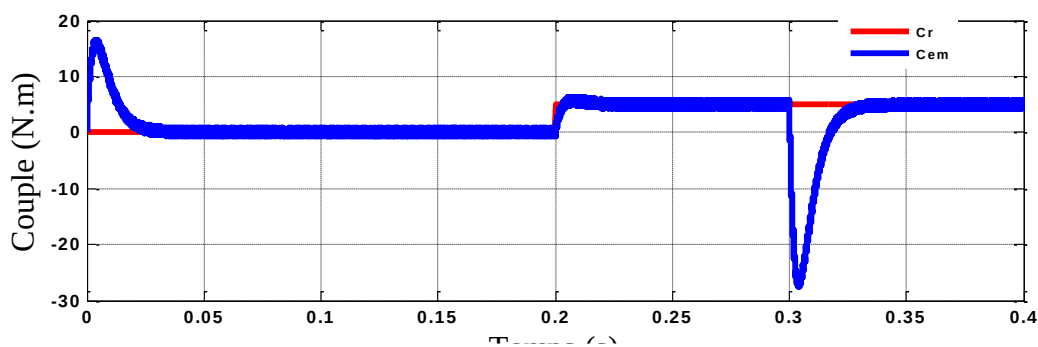
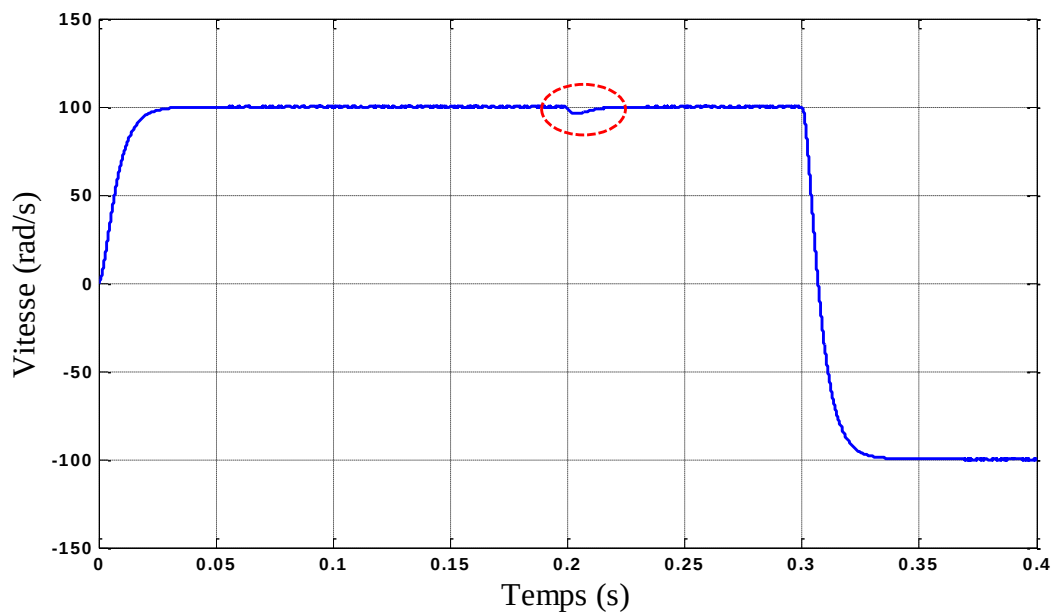
Interprétation des résultats de simulation

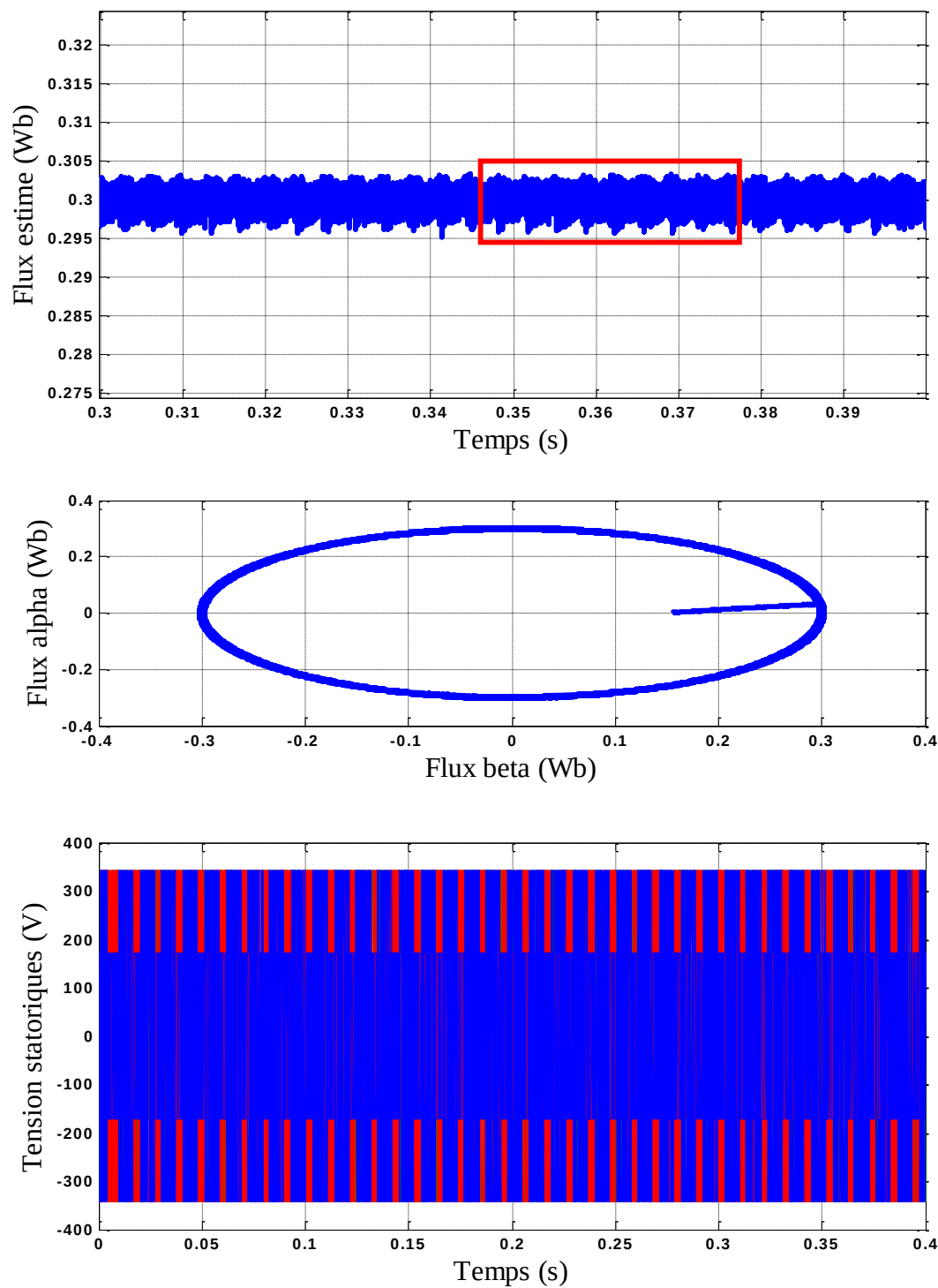
Au démarrage, le couple électromagnétique atteint sa valeur maximale de 6N.m et se stabilise à une valeur pratiquement nulle en régime permanent après un temps de démarrage 0.2s puis se stabilise pour une valeur finale 5N.m avec une oscillation importante pour couple de charge 8N.m ; En plus en remarque 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

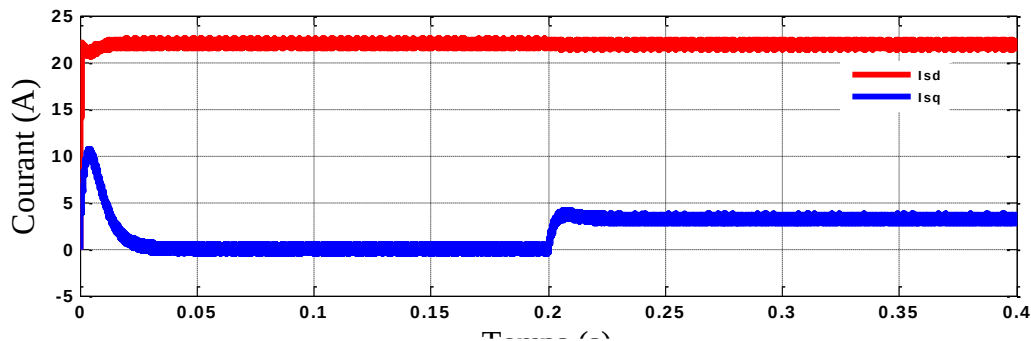
Test de robustesse vis à vis des variations du couple de charge et inversion du sens de rotation

Ce test a été effectué de la manière suivante: après un démarrage à vide est à l'instant $t = 0.2$ son 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 rad/s à -100 rad/s à l'instant $t = 0.3$ s

Résultats de simulation







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 100 rad/s à l'instant $t = 0.3$ s 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.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 MSAP DE 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 rapport aux variations non paramétriques et un peu moins par rapport aux variations paramétriques. On peut conclure que la DTC présente de bonnes performances dynamiques et statiques et on peut considérer 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.

Chapitre IV :

La Commande directe du couple- floue DTFC de la machine synchrone double étoile triphasee

III.1 - INTRODUCTION :

De ce qui précède la DTC classique présente plusieurs inconvénients, tel que l'obtention d'une fréquence de commutation variable, les ondulations du couple électromagnétique, fluxet du courant statorique dans le régime transitoire et permanent, à cause du terme résistif et de l'utilisation des comparateurs à hystérésis, ce qui signifie que le contrôle de l'action sera le même dans toute la gamme d'erreur [17].

Pour cela, on va étudier dans ce chapitre la commande directe du couple basée sur la technique intelligente (flou type1). Des simulations numériques sont présentées pour tester les performances de régulateur flou.

III.2 - Logique floue (FL) :

III.2.1 - Historique :

La logique floue (fuzzy logic) est une technique utilisée en intelligence artificielle. En réalité elle existait déjà depuis longtemps ce sont les paradoxes logiques et les principes de

l'incertitude d'Heisenberg qui ont conduit au développement de la "logique à valeurs multiples" dans les années 1920 et 1930. En 1937, le philosophe Max Black a appliqué la logique continue, qui se base sur l'échelle des valeurs vraies {0, 1/2 et 1}, pour classer les éléments ou symboles. Les bases théoriques de la logique floue ont été formalisées en 1965 par le professeur Lotfi A. Zadeh de l'université de Californie de Berkeley [18].

A cette époque, la théorie de la logique floue n'a pas été prise au sérieux. En effet, les ordinateurs, avec leur fonctionnement exact par tout ou rien (1 ou 0), ont commencé à se répandre sur une grande échelle [14]. Par contre, la logique floue permettait de traiter des variables non exactes dont la valeur peut varier entre 1 et 0. Initialement, cette théorie a été appliquée dans des domaines non techniques, comme la médecine et le commerce. Mamdani a été le premier à appliquer ce nouveau formalisme. A partir de 1985, la logique floue a été appliquée dans des domaines aussi variés que l'automatisme, la robotique, la gestion de la circulation routière, le contrôle aérien, l'environnement (météorologie, climatologie, sismologie) [14, 18].

III.2.2 - Commande par logique floue :

La commande par la logique floue est de grande actualité aujourd'hui. En effet, cette méthode permet d'obtenir une loi de réglage souvent très efficace sans devoir faire des modélisations approfondies. Par opposition à un régulateur classique, Le régulateur flou ne traite pas une relation mathématique bien définie (algorithme de réglage), mais utilise des inférences avec plusieurs règles, se basent sur des variables linguistiques. Dans ce qui suit, nous allons présenter les bases générales de la commande par logique floue et la procédure générale de la conception d'un régulateur flou utilisé dans la stratégie DTC [19, 20, 22].

III.3 - Principe de la logique floue :

Le principe du réglage par logique floue part du constat suivant : dans les problèmes de régulation auxquels il est confronté, l'homme ne suit pas, à l'image de ses inventions, un modèle mathématique fait de valeurs numériques et d'équations. Au contraire il utilise des termes tels que « un peu trop chaud, aller beaucoup plus vite, freiner à fond, etc... » ainsi que ses propres connaissances qu'il a dans le domaine. Celles-ci sont, le plus souvent, acquises de façon empirique. Le principe du réglage par la logique floue s'approche de la démarche humaine dans le sens que les variables traitées ne sont pas des variables logiques (au sens de la logique binaire ou booléenne) mais des variables linguistiques, proches du langage humain de tous les jours. De plus, ces variables linguistiques sont traitées à l'aide de règles qui font référence à une certaine connaissance du comportement du système à régler. Sur la base de ce principe, différentes réalisations ont vu le jour et, actuellement, on trouve deux types d'approche pour le réglage par logique floue. Dans l'une de ces approches, les règles sont appliquées aux variables à l'aide d'une procédure numérique par le biais d'un microprocesseur ou d'un ordinateur. Dans l'autre approche, les règles sont appliquées aux variables de façon analogique. Ces deux approches permettent de développer des organes de contrôle par logique floue que l'on désigne par processeur digital flou ou par processeur analogique flou [23].

III.4 - Structure générale d'un système flou :

Chaque système basé sur la logique floue est composé de quatre blocs principaux [2] :

- ✓ Une base de connaissance sous forme de règles floues et paramètres des fonctions d'appartenance ;
- ✓ Un bloc de décision ou moteur d'inférence ;
- ✓ Une fuzzification qui consiste en la transformation des entrées précises en degrés d'appartenance ;
- ✓ Une défuzzification qui consiste en la transformation des résultats flous en des

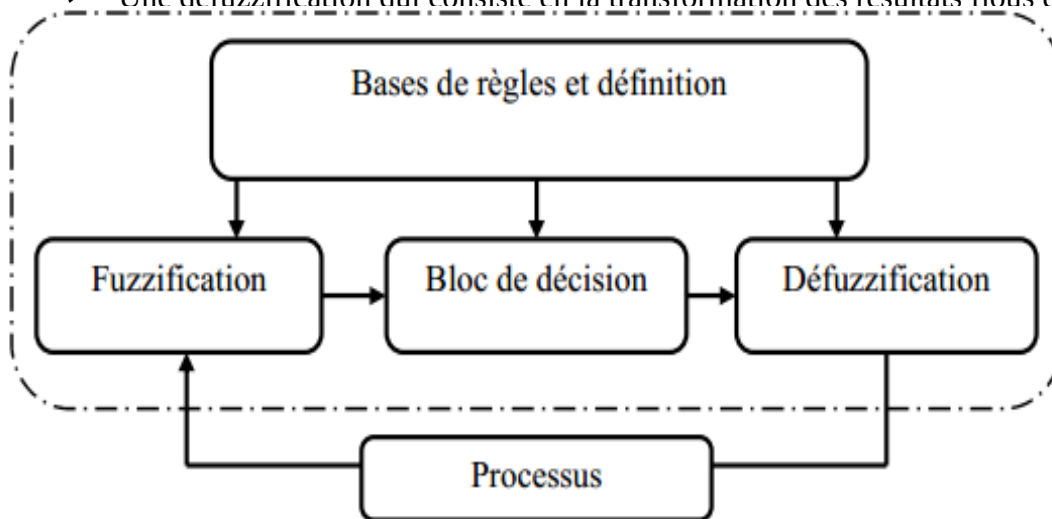


Figure III.1 : Structure interne d'un système flou [19].

Il faut transformer les variables réelles à l'entrée du régulateur flou, c'est à dire celles qui ont une réalité physique, en variables floues. On appelle cette étape la fuzzification. On utilise alors ces variables floues dans un mécanisme d'inférence qui crée et détermine les variables floues de sortie en utilisant les opérations sur les fonctions d'appartenance [21, 20]. Enfin, on opère à la défuzzification qui consiste à extraire une valeur réelle de sortie à partir de la fonction d'appartenance du sous-ensemble flou de sortie établi par le mécanisme d'inférence [14].

III.4.1 - Constitution d'un système flou :

Un système flou est composé de quatre parties essentielles:

- La base de connaissance constituée d'une base de données et d'une base de règles,
- Le système d'inférence,
- L'interface de fuzzification.
- Une défuzzification.

III.4.2 - Fuzzification

Les ensembles flous des variables d'entrée et leurs fonctions d'appartenance sont à définir en premier lieu. La fuzzification comprend l'adaptation des variables d'entrées et l'attribution d'un ensemble de degrés d'appartenance à chaque valeur d'entrée. La dernière étape de la fuzzification est la génération des degrés d'appartenance à chaque valeur linguistique définie par sa fonction d'appartenance. Dans le cas du réglage par logique floue, on utilise en général des fonctions d'appartenance trapézoïdale ou triangulaire. Il s'agit des formes les plus simples, composées par morceaux de droites. Cependant, il existe d'autres formes telles que la forme de cloche, gaussienne, sigmoïde [14, 19, 20].

III.4.3 - La base des règles :

C'est la collection de règle qui permet de lier les variables floues d'entrée et de sortie, elles ont la forme: "IF THEN" ou "SI-ALORS", elles peuvent être écrites textuellement faisant appel à des entrées et à des sorties et elles sont données par des experts d'une manière directes numériques ou par des termes ou variables linguistique à travers des fonctions d'appartenance.

III.4.4 - Inférence floue :

La stratégie de réglage dépend essentiellement des inférences adoptées, elles lient les grandeurs mesurées, qui sont les variables d'entrées (transformées en variables linguistiques à l'aide de la fuzzification) aux variables de sorties. Dans le cas du réglage par logique floue, ils'agit d'inférences avec plusieurs règles. Les inférences souvent prennent la forme suivante

SI (l'ensemble des conditions sont satisfaites)

ALORS (l'ensemble des conséquences peuvent être supposées).

Un moteur d'inférence est un ensemble de plusieurs règles. L'opérateur 'ET' s'applique aux variables à l'intérieur d'une règle, tandis que l'opérateur 'OU' lie les différentes règles. Il existe plusieurs possibilités pour réaliser ces opérateurs qui s'appliquent aux fonctions d'appartenances. On introduit alors la notion de méthode d'inférence. Elle détermine la réalisation des différents opérateurs dans une inférence. Nous distinguons une variété importante d'inférences floues, mais nous nous contentons d'en présenter quatre types. L'inférence de Max-min (Mamdani), Max-prod, (Som-prod et Sugeno). Les quatre inférences diffèrent par la manière les sorties sont déterminées [20].

III.4.5 - Défuzzification :

Comme on l'a vu à la section précédente, les méthodes d'inférence fournissent une information floue pour la variable de sortie du contrôleur, il faut prévoir une transformation de cette information floue en une information déterminée. Cette transformation est appelée défuzzification (concrétisation) [14, 18]. La méthode de la défuzzification la plus utilisée est celle de la détermination du centre de gravité. Si les bases de règles de la partition triangulaire sont utilisées, les univers de discours des entrées et sorties sont subdivisés utilisant les fonctions d'appartenance triangulaire. Il est à signaler que le choix des fonctions d'appartenances de même type, symétriques et équitables facilitera considérablement le processus de défuzzification [20].

III.5 - Eléments de base de la logique floue :

III.5.1 - Univers de discours [24] :

L'univers de discours est l'ensemble des valeurs réelles que peut prendre la variable floue x et $\mu_A(t)$ est le degré d'appartenance de l'élément x à l'ensemble flou A . Plus généralement, le domaine de définition de $\mu_A(t)$ peut être réduit à un sous ensemble de l'univers de discours. On peut ainsi avoir plusieurs fonctions d'appartenance, chacune caractérisant un sous-ensemble flou. C'est par l'association de tous les sous-ensembles flous de l'univers de discours que l'on obtient l'ensemble flou de la variable floue x .

III.5.2 - Fonction d'appartenances :

Un ensemble flou est défini par sa fonction d'appartenance qui correspond à la notion de fonction caractéristique en logique classique, elle permet de mesurer le degré d'appartenance d'un élément à l'ensemble flou. En toute généralité, une fonction d'appartenance d'un ensemble flou est désignée par $\mu_A(t)$. L'argument x se rapporte à la variable caractérisée, alors que l'indice A indique l'ensemble concerné. Les fonctions d'appartenances trapézoïdale et triangulaire sont prouvées d'être de bon compensateur entre l'efficacité et la facilité d'implantation [24]. La figure (III.2) montre les différentes fonctions d'appartenance des entrées $e_n(t)$, $\frac{de_n(t)}{dt}$ et $du_n(t)$ respectivement

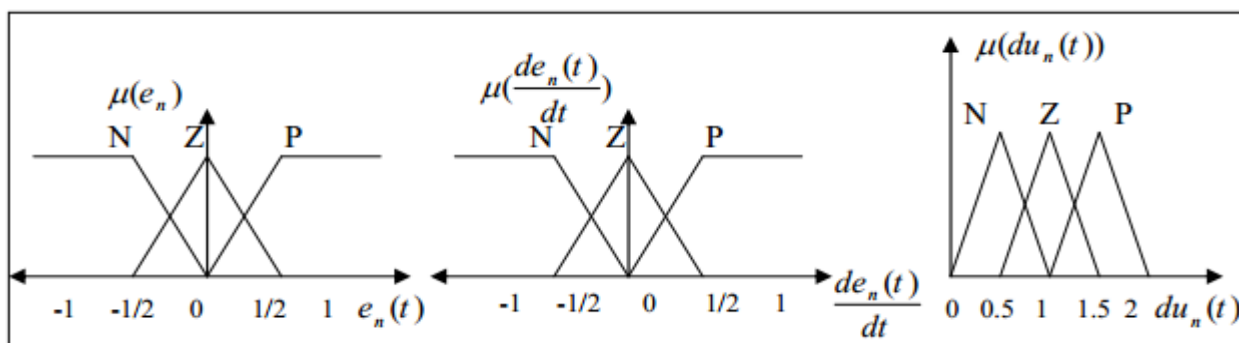


Figure III.2 : Les fonctions d'appartenance du contrôleur floue.

La matrice d'inférence utilisée est décrite par le tableau suivant :

		de		
		N	Z	P
e	N	N	N	Z
	Z	N	Z	P
	P	Z	P	P

Tableaux III.1 : Matrice d'inférence.

Les classes sont notées comme suit : Z : zéro ; N : négatif ; P : positif

III.6 - Conception d'une commande floue :

Le schéma de base du régulateur repose sur la structure d'un régulateur classique à la différence que l'on va retenir la forme incrémentale. Cette dernière donne en sortie, non pas le couple ou le courant à appliquer mais plutôt l'incrément de cette grandeur

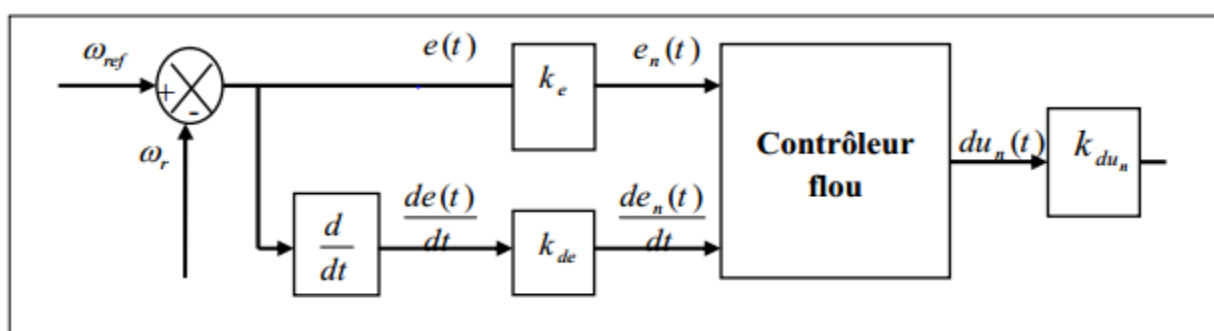


Figure III.3 : Schéma de base du contrôleur floue.

A partir de la valeur de la variable de sortie, le contrôleur flou permet de déterminer la commande appropriée à appliquer au processus. Celle-ci est calculée généralement pour les systèmes automatiques grâce aux deux entrées $e(t)$ et $e_n(t)$, et l'inférence des règles floues.

En général, $e(t)$ représente l'écart entre le signal de sortie du processus et la consigne :

$$e(t) = \omega_{réf} - \omega_r(t)$$

La variation de l'erreur entre le signal de sortie du processus et la consigne

$$\frac{de(t)}{dt} = e(t) \cong \frac{e(t+1) - e(t)}{T_e}$$

III.7 - Contrôleur flou de vitesse à cinq niveaux :

Cette partie est consacrée à l'application de la logique floue à la commande de vitesse d'une machine synchrone à aimants permanents avec l'utilisation du contrôleur à cinq niveaux

III.7.1 - Structure de base d'un contrôleur flou de vitesse [25] :

Généralement, la conception d'un régulateur flou pour la commande des entraînements électriques exige les choix des paramètres suivants :

- ✓ Choix des variables linguistiques ;
- ✓ Choix des fonctions d'appartenance ;
- ✓ Choix de la méthode d'inférence ;
- ✓ Choix de la stratégie de défuzzification.

Pour les systèmes mono variables simples, les entrées du contrôleur flou sont généralement l'erreur (la différence entre la consigne et la sortie du processus) et sa variation (traduction de la dynamique de système). Et la majorité des contrôleurs développés utilisent le schéma simple proposé par Mamdani, comme le montre la Figure (III.4) :

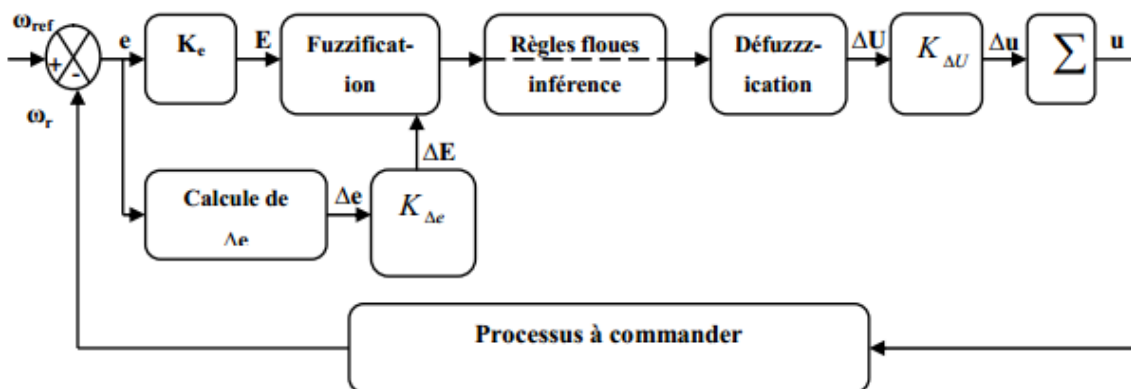


Figure III.4 : Schéma synoptique d'un contrôleur flou de vitesse.

L'erreur de vitesse notée e est définie par :

$$e = \Delta\omega = \omega_{réf} - \omega_r$$

• La variation de l'erreur de vitesse notée Δe est définie par :

$$\Delta e = e(t + \Delta t) - e(t) = e(k + 1) - e(k)$$

La sortie du régulateur correspond à la variation de la commande ou du couple électromagnétique notée Δu :

Les trois grandeurs e , Δe et Δu sont normalisées comme suit :

$$E = K_e \cdot e, \Delta E = K_{\Delta e} \cdot \Delta e, \Delta U = K_{\Delta u} \cdot \Delta u$$

Où K_e , $K_{\Delta e}$ et $K_{\Delta u}$ sont des facteurs d'échelle ou de normalisation, et jouent un rôle déterminant sur les performances statiques et dynamiques de la commande.

- ✓ Un bloc de calcul de la variation de l'erreur de vitesse Δe au cours de temps ;
- ✓ Des facteurs d'échelle associés à l'erreur et sa variation et la grandeur de commande ;
- ✓ Un bloc de fuzzification ;
- ✓ Des règles floues ;
- ✓ Un bloc de défuzzification utilisé pour convertir la variation de la commande en valeur numérique ;
- ✓ Un bloc sommateur qui calcule la valeur intégrale de la commande.

III.7.2 - Fuzzification :

Les ensembles flous des variables d'entrée, de sortie et leurs fonctions d'appartenance sont présentés comme suit :

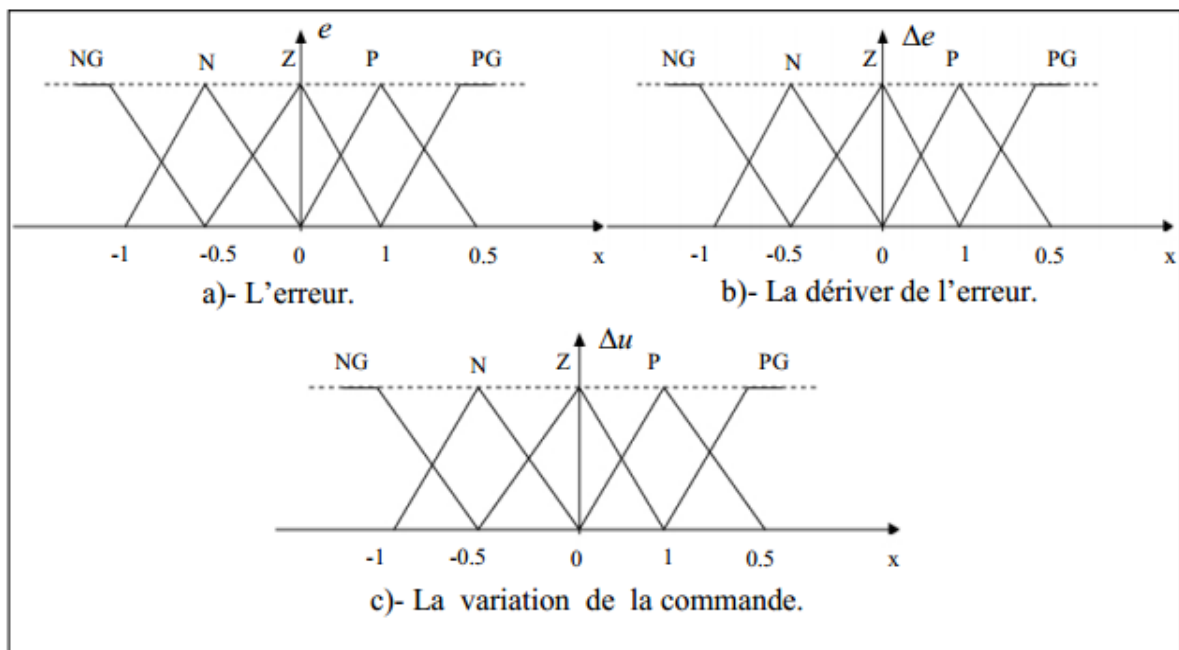


Figure III.5 : Les fonctions d'appartenance pour les variables d'entrée et de sortie.

III.7.3 - Table des règles :

A partir de l'étude du comportement du système, nous pouvons établir les règles de commande, qui relient la sortie avec les entrées. Comme nous l'avons mentionné, chacune des deux entrées linguistiques du contrôleur flou possède cinq ensembles flous, ce qui donne un ensemble de vingt-cinq règles. Celles-ci peuvent être représentées par la matrice d'inférence suivante :

Δu		Δe				
		NG	N	Z	P	PG
e	NG	NG	NG	N	N	Z
	N	NG	N	N	Z	P
	Z	N	N	Z	P	P
	P	N	Z	P	P	PG
	PG	Z	P	P	PG	PG

Tableaux III.2 : Matrice d'inférence des règles floues.

III.7.4 - Défuzzification :

Lorsque la sortie floue est calculée, il faut la transformer en une valeur numérique. Il existe plusieurs méthodes pour réaliser cette transformation [24]. La méthode de défuzzification la plus utilisée est celle du centre de gravité, notre choix est porté sur cette dernière du fait qu'elle est facile à implémenter et ne nécessite pas beaucoup de calcul

III.8 - Commande floue Directe du Couple (DTC flou):

Le schéma bloc de la commande floue directe du couple (DTC floue) d'une machine synchrone est présenté par la figure (III.6). Pour obtenir les meilleures performances de la DTC, un contrôleur flou a été introduit pour remplacer le contrôleur PI classique [4, 17].

Chapitre IV : La Commande directe du couple-floue DTFC de la machine synchrone double étoile triphasée

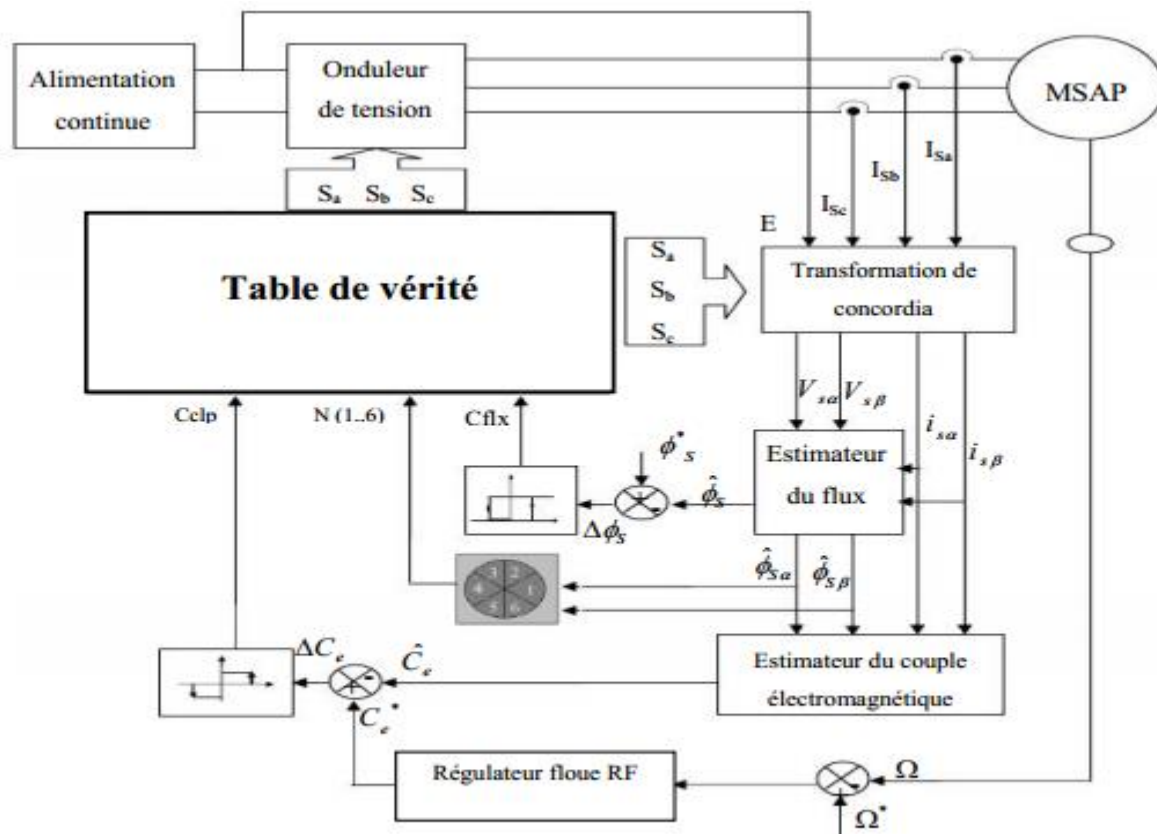
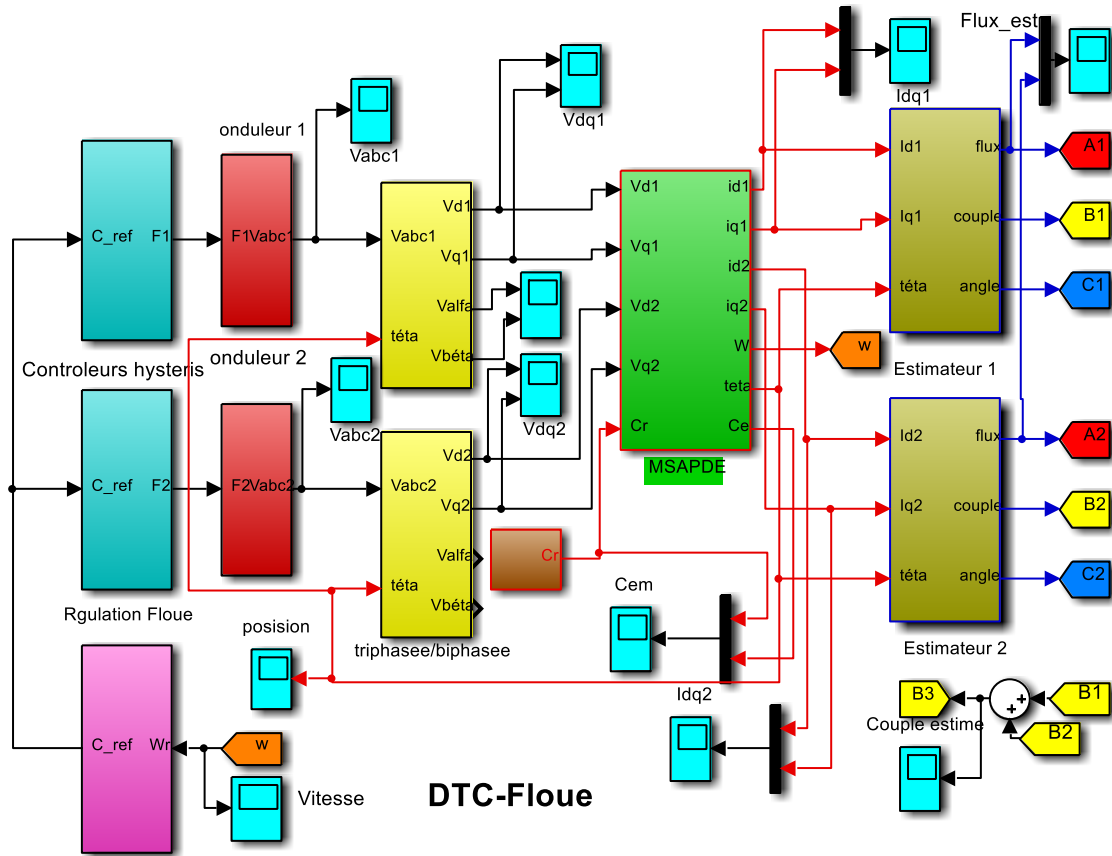


Figure III.6 : Schéma bloc de la commande DTC floue.



II.9 - Résultats de simulation :

• Test à vide :

On a simulé le comportement du système d'entraînement représenté par le schéma de bloc de la figure (III.6), pour $\omega_{ref} = 100 \text{ rad/s}$ lord d'un démarrage à vide, ce qui nous a permis d'établir les caractéristiques dynamiques illustrées par la figure (III.7).

On remarque le temps de réponse de la vitesse s'effectue sans dépassement au bout de $t=0.08\text{s}$ qui correspond au temps d'établissement du régime permanent considéré à 63% de la valeur de la vitesse nominale. Le couple marque un pic et se stabilise sur la consigne nulle au bout d'un temps de l'ordre de $t=0.06\text{s}$. Le module du flux statorique trace un cercle dans le plan($\alpha\beta$).

Chapitre IV : La Commande directe du couple-floue DTFC de la machine synchrone double étoile triphasée

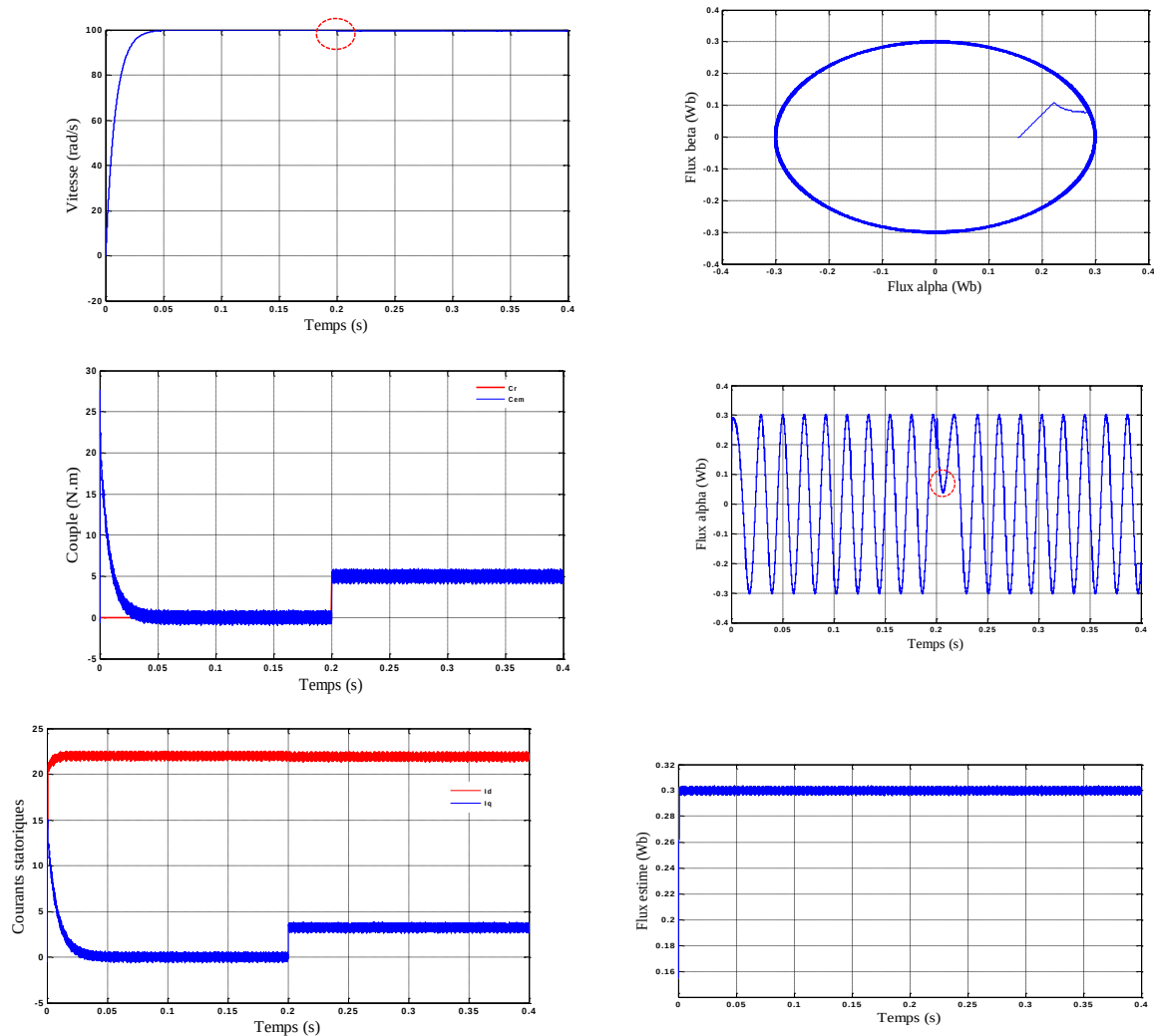


Figure III.7 : Résultat de simulation de la MSAP commandée par DTC flux
(à vide $C_r=0$,

• Test en charge :

Pour tester la robustesse du réglage de la MSAP par un régulateur flou, on a introduit un couple de charge de 5N.m à l'instant $t=0.2s$.

On constate que la vitesse atteint sa référence $\omega_{ref} = 100rad/s$ sans dépassement et que les rejets de perturbation dus le consigne de charge appliqué à l'instant $t=0.2s$. On note aussi que l'effet de régulation persiste toujours, en effet le couple électromagnétique agit très rapidement pour suivre le consigne de charge introduite. La dynamique des composantes de flux statorique n'est pas affectée par cette application.

Chapitre IV : La Commande directe du couple-floue DTFC de la machine synchrone double étoile triphasée

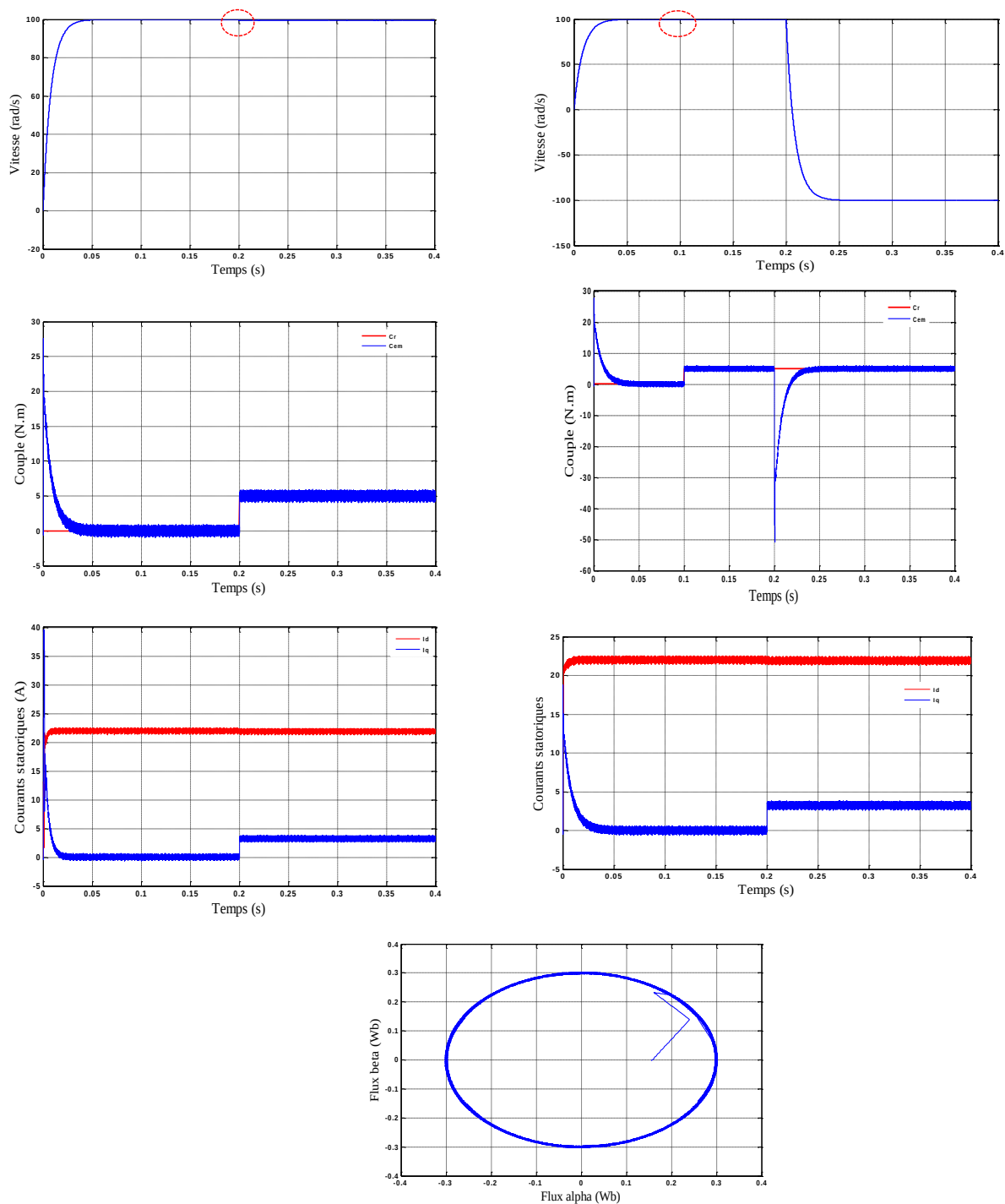


figure III.8 : Résultat de simulation de la MSAP commandée par DTC Flou
(En charge $C_r=5\text{N.m}$,

III.10 - CONCLUSION :

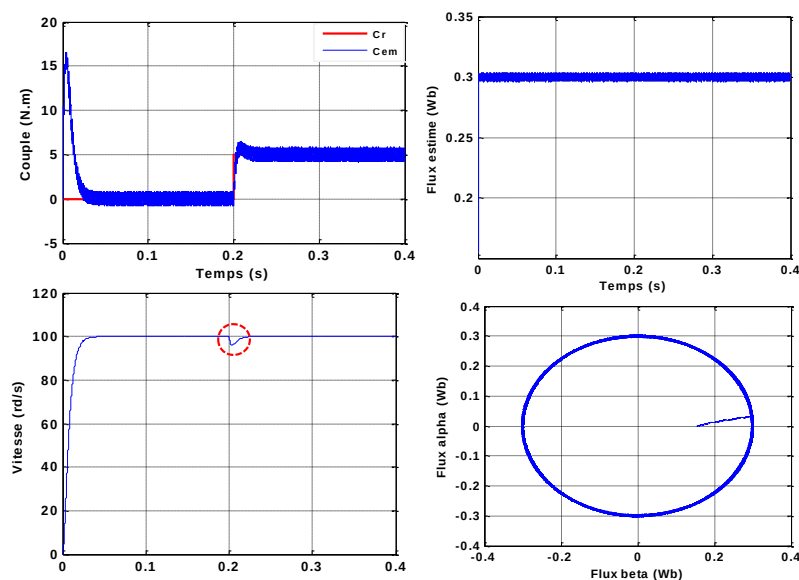
Dans ce chapitre nous avons essayé de présenter d'une façon générale la théorie de la logique floue et des ensembles flous. Cette théorie ayant beaucoup d'application dans plusieurs disciplines. On a montré les aspects de la conception d'un régulateur flou pour la commande de la vitesse.

On peut conclure le contrôleur flou est assuré la réponse rapide, le petit dépassement et la précision fine de la vitesse dans haut et à vitesse réduite.

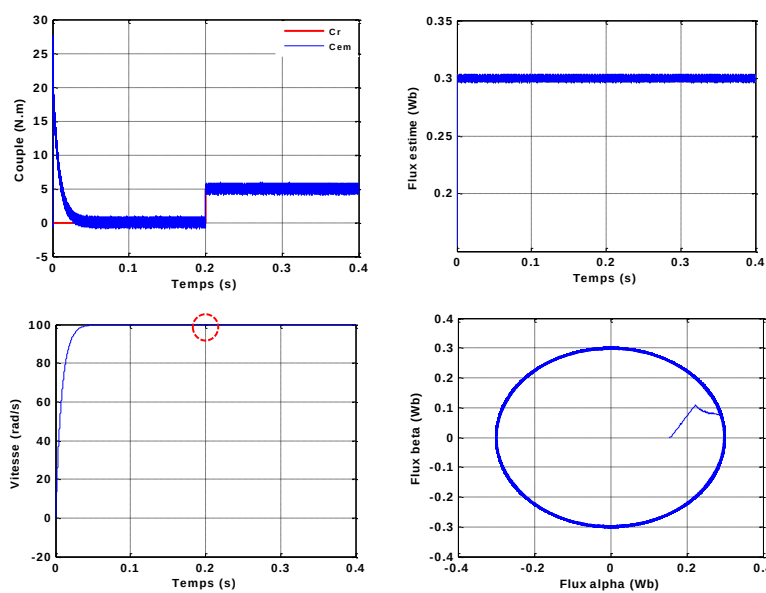
Enfin, la comparaison de la commande DTC classique avec un régulateur PI et avec un contrôleur flou (DTC flou) est obtenir dans le chapitre suivant.

Etude comparative entre les méthodes utilisées

La commande DTC



La commande DTC-Floue



Analyse des résultats

Technique de commande	Résultat de simulation	observation
Commande DTC	Couple électromagnétique	mauvais
	Vitesse	moyen
	Flux statorique	moyen
	Courant statorique	moyen
Commande DTC-Floue	Couple électromagnétique	Très bien

Etude comparative entre les méthodes utilisées

	Vitesse	Très bien
	Flux statorique	bien
	Courant statorique	bien

Comparaison entre les résultats de simulation distincte :

D'après les résultats de simulation obtenus par les deux techniques de commande :

Le contrôle direct du couple (DTC classique) et le contrôle directe floue (DTC Floue) on constate :

- □ Le rejet de perturbation par la DTC floue est plus rapide que celui de la DTC classique
- La réponse du système par la DTC floue est plus rapide que celle de la DTC classique
- Le découplage est maintenu dans les deux techniques de commande
- Les deux techniques de commande sont insensibles à la variation paramétrique de la machine.
- La DTC floue présente un couple de démarrage (27,5Nm) plus grand que celui de la DTC classique (16.5Nm).

Avantages et inconvénients des deux techniques de commandes

Le réglage par DTC ou logique floue réunit un certain nombre d'avantages et désavantages, parmi les quelles on peut citer.

Les avantages de la commande directe du couple

La commande directe du couple présente plusieurs avantages, dont on peut citer :

- 1- Il n'existe pas de bloc qui calcule la modulation de la tension (MLI).
- 2- Bon contrôle de moteur même sans capteur de vitesse.
- 3- La réponse dynamique du couple est très rapide.
- 4- Robustesse vis-à-vis des variations paramétriques.
- 5- Absence de circuits de découplage.
- 6- Sa structure est simple et ne nécessite aucun capteur mécanique
- 7- La dynamique rapide de couple et du flux.
- 8- Très grande réactivité en couple.
- 9- Très grande précision en vitesse.

Les avantages de la commande logique floue

- 1- La non nécessité d'une modélisation du système à régler.
- 2- La possibilité d'implémenter des connaissances (linguistique) de l'opérateur de processus.
- 3- La maîtrise du système à régler avec un comportement complexe (fortement non linéaire et difficile à modéliser)
- 4- L'emploi possible aussi pour les processus rapides (grâce à des processeurs dédiés).
- 5- La disponibilité de systèmes de développement efficaces soit pour microprocesseurs ou PC (solution logicielle), soit pour circuit intégrés (processeur dédiés, solution matérielle).
- 6- La simplicité de définition et de conception.
- 7- La réduction du temps de développement et de maintenance.

Les inconvénients de la commande directe du couple

- 1- La nécessité de disposer des estimations de flux statorique et du couple
- 2- L'existence des oscillations de couple.
- 3- La fréquence de commutation n'est pas constante (utilisation des régulateurs à hystérésis)

Les inconvénients de la commande logique floue

- 1- Le manque de directive précise pour la conception d'un réglage (choix des grandeurs à mesurer, détermination de la Fuzzification, des inférences et de la Défuzzification).
- 2- L'approche artisanale et non systématique (implémentation des connaissances de l'opérateur souvent difficile).
- 3- L'impossibilité de la démonstration de la stabilité du circuit de réglage dans tous les cas (en l'absence d'un modèle valable).
- 4- La possibilité d'apparition de cycles limites à cause du fonctionnement non linéaire.
- 5- La précision de réglage souvent peu élevée (La difficulté d'obtenir un procédé précis).
- 6- La cohérence des inférences non garantie a priori (apparition de règles d'inférence contradictoires possible).
- 7- L'ignorance de la détermination la plus efficace du processus flou.

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.

A ce 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 MATLAB 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

Conclusion générale

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 bibliographies

- [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] HOUICHE , 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'ondule urs » 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 . Références bibliographiquesUniversité de M'sila _ELM_2019 76
- [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 (LFRN) 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 D TC » 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

Annexes

Paramètres de Modélisation de la Machine à aimants permanent double étoile :

Grandeur	Valeur
Fréquence nominale	$f = 50 \text{ Hz}$
Tension nominale	$V = 220/380\text{v}$
Puissance nominale	$P_n = 1500 \text{ W}$
Couple nominale	$C_n = 14.33 \text{ N.m}$
Résistance de phase	$R_s = 1.4 \Omega$
Inductance cyclique sur l'axe directe	$L_d = 0.0066 \text{ H}$
Inductance cyclique sur l'axe transverse	$L_q = 0.0058 \text{ H}$
Nombre de paire de pôles	$P = 3$
Amplitude des flux des aimants permanents	$f = 0.1546\text{Wb}$
Moment d'inertie	$J = 0.00176 \text{ Kg.m}^2$

Résumé :

Résumé :

Ce mémoire, présente une étude de la modélisation, de la commande en vitesse de la machine synchrone MSAP alimentée par onduleurs de tension. Deux commandes sont appliquées pour régler la vitesse de la machine ; l'une DTC et l'autre DTC floue. Des résultats de simulation sont présents pour montrer la robustesse de ces techniques de commande.

Mots clés: MSAP, Onduleur de tension, DTC, DTC Flou, Etude Comparative

This thesis presents a study of the modeling, of the speed control of the synchronous machine MSAP supplied by voltage inverters. Two commands are applied to adjust the speed of the machine; one DTC and the other fuzzy DTC. Simulation results are present to show the robustness of these control techniques.

تقدم هذه الرسالة دراسة للنمذجة ، والتحكم في سرعة الآلة المتزامنة MSAP التي توفرها محولات الجهد ، ويتم تطبيق أمرين لضبط سرعة الآلة ؛ واحد DTC والآخر DTC غامض. نتائج المحاكاة موجودة لإظهار متانة تقنيات التحكم هذه .

الحمد لله

الذي بنعمته تم الصالحات

منقدي
Dad

3DIAT.COM