



Université ABBES LAGHROUR Khenchela
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département de Génie Industriel
جامعة عباس لغرور خنشلة
كلية العلوم والتكنولوجيا
قسم الهندسة الصناعية



N° Série :

Mémoire de fin d'étude

Pour l'obtention du diplôme de Master

Filière : Electrotechnique

Spécialité : Commandes Electriques

Présenté par :

Rahab badreddine

Aidel djameleddine

THEME

COMMANDE DTC ADAPTATIVE DE LA MACHINE SYNCHRONNE A AIMANTS PERMANENTS DOUBLE ETOILE

Soutenu le : 18 juin 2023 devant la commission d'examen composée de :

BEDDIAF Yassine

MCA : à L'Université Abbes Laghrou de Khenchela

Président

CHAIBA Azeddine

PROF : à L'Université Abbes Laghrou de Khenchela

Encadreur

BENHADA Nabil

MCA : à L'Université Abbes Laghrou de Khenchela

Examineur

Promotion 2022/2023





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.

MERCI POUR NOS PROFESSEURS, SURTOUT POUR NOTRE CHER PROFESSEUR CHAIBA AZEDDINE POUR SON ENCADREMENT, SA PATIENCE ET SON AIDE JUSQU'À L'ACHÈVEMENT DE CE TRAVAIL.

MERCI POUR LES MEMBRE JURY.

MERCI POUR TOUS CE QUI NOUS ONT PRÊTÉ AIDE.

UN REMERCIEMENT SPÉCIAL AUX ÉTUDIANTS DE LA 2ÈME ANNÉE MASTER DE LA SPÉCIALITÉ DE GÉNIE INDUSTRIEL SPÉCIFIQUEMENT COMMANDE ÉLECTRIQUES NOUS REMERCIONS VIVEMENT TOUTES LES PERSONNES QUI ONT CONTRIBUÉ DE PRÈS OU DE LOIN, À LA RÉALISATION DE CE TRAVAIL



DÉDICACE

À MA MÈRE AVEC TOUTE MON AFFECTION.

À MON PÈRE AVEC TOUTE MA RECONNAISSANCE.

À MON CHÈREFRÈRE

**À LA MÉMOIRE DE MES GRANDS PÈRESET MES GRANDES
MÈRESET DE MA TENTE.**

À TOUT MA FAMILLE

À MES ONCLES ET MES TANTES

À MES COUSINS ET COUSINES

À TOUS MES AMIS

À MON BINÔME AIDEL DJAMELEDDINE

SPÉCIALEMENT À NOS PROFESSEURS CHAIBA AZEDDINE

**À TOUTE LA PROMOTION 2022-2023 DU DÉPARTEMENT
DE GÉNIE ÉLECTRIQUE**

RAHABBADREDDINE



DÉDICACE

**A MES PARENTS QUI M'ONT ÉLEVÉ ENTRE CHALEUR ET
TENDRESSE**

A MES FRÈRES ET MES SŒURS.

A TOUT MA FAMILLE

A MES ONCLES ET MES TANTES

A MES COUSINS ET COUSINES

A TOUS MES AMIS

A MON BINÔME RAHAB BADREDDINE

SPÉCIALEMENT À NOS PROFESSEURS CHAIBA AZEDDINE

**A TOUTE LA PROMOTION 2022-2023 DU DÉPARTEMENT
DE GÉNIE ÉLECTRIQUE**

AIDELDJAMELEDDINE

ملخص:

تستعمل الآلات المتعددة الأطوار في التطبيقات ذات الاستطاعة العالية لكونها تمتاز بالنجاعة و بقدرتها على تجزئة الاستطاعة يتناول العمل المقدم في هذه الأطروحة دراسة وتحسين أداء التحكم المباشر في عزم الدوران DTC لمحرك متزامن ثنائي لنجم ذي المغنطيس الدائم MSAPDE في هذه المذكرة نقوم بنمذجة MSAPDE و المتحكم فيها بالتقنية المسماة التحكم المباشر في عزم الدوران. هذه التقنية مقترحة من طرف العالم طاكاهاشي في عام 1985 لتنافس تقنية التحكم بواسطة توجيه التدفق. التحكم في DTC باستخدام منظمات PI التقليدية له عيوب معينة. لتحسين أداء النظام المراد التحكم فيه ، يتم السعي إلى تطبيق أنواع جديدة من وحدات التحكم الأكثر دقة وحساسية مثل نموذج مرجعي للتحكم التكيفي تسلط نتائج المحاكاة المعروضة في هذه الأطروحة الضوء على التحسينات التي تم إدخالها من قبل المنظمين المقترحين بالمقارنة مع المنظم PI التقليدي تحت ظروف التشغيل المختلفة

Résumé :

les machines polyphasées sont utilisées dans des applications à forte capacité car elles se caractérisent par leur efficacité et leur capacité à diviser la puissance .Le travail présenté dans cette thèse porte sur l'étude et l'amélioration des performances de la commande directe de couple (DTC) pour un moteur synchrone double étoile à aimants permanents. (MSAPDE).

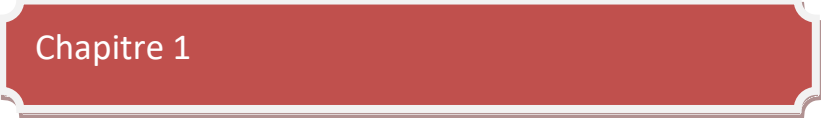
Dans cette thèse, nous modélisons le MSAPDE et il est contrôlé par une technique appelée Direct Torque Control. Cette technologie a été proposée par Takahashi en 1985 pour concurrencer la technologie de contrôle de flux. en utilisant ses régulateurs PI traditionnels présente certains défauts inconvenients Pour améliorer les performances du système à contrôler, on cherche à appliquer de nouveaux types d'unités de contrôle plus précises et plus sensibles, comme un commande adaptatif modèle de référence.

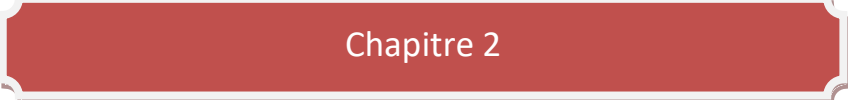
MRAC

Les résultats de simulation présentés dans cette thèse mettent en évidence les améliorations apportées par les régulateurs proposés par rapport au régulateur PI conventionnel dans différentes conditions de fonctionnement.

Mots clés : Commande Directe du Couple (DTC),Machine Synchrone à Double Etoile à Aimant Permanent (MSDEAP), Mode Glissant Un et Deux, Logique Floue, Régulateur Hybride, Régulateur PI. **MRAC** commande adaptatif modèle référence

SOMMAIRE

titre	page
REMERCIEMENTS	I
DEDICACES	II
RESUMÉ	III
SOMMAIRE	IV
Liste des Figures	V
Liste des Tableaux	VI
LISTE DE NOTION	VII
Introduction générale	1
	
I.1 Introduction	4
I.2.1. Types de Machines Multiphasées	5
I.2.1 Machines Multiphasées de Type 1(Double Etoile)	5
I.2.2 Machines Multiphasées de Type 2	6
I.2.3 Applications des machines multiphasées	6
I.2.4 Avantages des Machines Multiphasées	7
I.2.5 Inconvénients des Machines Multiphasées	8
I.3. Présentation de la Machine Synchrone à aimants Permanents Double Etoile (MSAPDE)	9
I.3.1 Description de la machine	9
I.3.2 Hypothèses	10
I.4. Modélisation de la MSAPDE	11

I.4.1.	Equations dans le repère triphasé	11
I.4.1.1	Equations électriques	11
I.4.1.2	Equations magnétiques	12
I.4.1.3	Equations électromagnétiques	14
I.4.1.4	Equations mécaniques	14
I.4.2	Modélisation dans le repert (α,β)	15
I.4.2.1	Equations électriques	15
I.4.2.2	Equations magnétiques	15
I.4.2.3	Couple électromagnétique	16
I.4.3	Modélisation dans le repert ($d1q1d2q2$)	16
I.4.3.1	Equations électriques	16
I.4.3.2	Equations magnétiques	18
I.4.3.3	la forme matricielle	20
I.5	Modélisation de l'Ensemble Système d'Alimentation-MSAPDE	20
I.5.1	Modélisation du redresseur	21
I.5.2	Modélisation du Filtre	22
I.5.3	Modélisation de l'onduleur triphasé de tension à deux niveaux	23
I.6	simulation de l'ensemble onduleur- MSAPDE	24
I.7	Conclusion	26
		
II.	Introduction	28
II.2	Principe de la commande DTC	29

II.3	Avantages de la commande directe du couple	29
II.4	Les Inconvénients de la DTC	30
II.5	Modélisation vectorielle de la machine	30
II.6	Contrôle du vecteur flux statorique	31
II.7	Contrôle du Couple Electromagnétique	34
II.7.1	Sélection du vecteur tension \vec{V}_s	34
II.8	Estimations	35
II.8.1	Estimateur du flux statorique	35
II.8.2	Estimation du couple électromagnétique	37
II.9	Elaboration des contrôleurs	37
II.9.1	Contrôleur de flux à deux niveaux	37
II.9.2	Contrôleur du couple	39
II.9.3	Correcteur à Deux Niveaux	39
II.9.4	Correcteur à trois de niveaux	39
II.10	Elaboration des tables de commutation	40
II.10.1	Stratégie de Commutation dans la DTC	40
II.10.2	Table de Commutation du Flux	41
II.10.3	Table de Commutation du Couple	41
II.10.4	Table de commutation du Flux et du Couple	42
II.10.5	Table de commutation avec les vecteurs tensions nulles	42
II.11	La régulation	44
II.11.1	Action proportionnelle (K_p)	44
II.11.2	Action intégrale (K_i)	44
II.11.3	Régulateur de vitesse	44

II.12	Résultats de la Simulation	46
II.12.1	Test de Robustesse vis-à-vis de la Variation de Couple de Charge	47
II.12.2	Test de Robustesse vis-à-vis de la Variation de la Vitesse	48
II.13	Interprétation des résultats	50
II.13.1	Essai a couple de charge variable	50
II.13.2	Essai a couple de vitesse variable (changement de sens de rotation)	50
II.14	Conclusion	51

Chapitre 3

III.1	Introduction	53
III.2	La commande adaptative du modèle de référence	54
III.3	Les avantages de MRAC	54
III.4	Les inconvénients de la MRAC	55
III.5	Types de la commande adaptative à modèle de référence	55
III.5.1	Commande adaptative à modèle de référence basée sur l'optimisation	55
III.5.2	Algorithme de M.I.T	56
III.5.4	Méthode basée sur l'hyper stabilité	57
III.6	Application de la commande adaptative à modèle référence à la MSAPDE	61
III.7	Commande adaptative par modèle de référence simplifié	62
III.8	Résultats de la Simulation	64
III.8.1	Test de Robustesse vis-à-vis de la Variation de Couple de Charge	64

III.8.2 Test de Robustesse vis-à-vis de la Variation de la Vitesse	66
III.9.8 Interprétation des résultats	68
III.9.1 Essai a couple de charge variable	68
III.9.2 Essai a couple de vitesse variable (changement de sens de rotation)	68
III.10 conclusion	68
Conclusion générale	71
BIBLIOGRAPHIES	73
Annexe	81

LISTE DES FIGURES

Figure	titre	Page
Figure (I -1) :	Machine synchrone de six phases utilisées dans l'éolien.	7
Figure (I -2) :	Machine synchrone à aimants Permanents double étoile.	10
Figure (I -3) :	Machine synchrone à aimants Permanents double étoile.	10
Figure (I -4) :	Machine synchrone à double étoile dans le repère (α, β).	15
Figure (I -5) :	Machine synchrone à double étoile dans le repère de Park	16
Figure (I -6) :	Différents couples qui agissent sur le rotor.	19
Figure (I -7) :	Schéma Block de l'association MSAPDE - Système d'Alimentation.	20
Figure (I -8) :	Redresseur à diodes.	21
Figure (I -9) :	Schéma électrique du filtre L-C.	22
Figure (I -10)	Schéma de l'Onduleur Triphasé à deux Niveaux.	23
Figure (I -11) :	Schéma de principe de MLI sinus triangle	25
Figure (I -12) :	courbe de principe de MLI sinus triangle	25
Figure (I -13) :	courbe de principe de MLI sinus triangle(S_a)	26
Figure (I -14) :	courbe de principe de MLI sinus triangle (V_p, V_a)	26
Figure (II -1):	Représentation vectorielle du vecteur de tension de l'onduleur	31
Figure (II-2):	Evolution de l'extrémité de vecteur de flux statorique ($\vec{\phi}_s$) pour $R_s I_s$ négligeable	33
Figure (II-3):	Courbe de vecteur de flux statorique dans le repère (α, β).	34
Figure (II-4):	Choix du vecteur de tension	35
Figure (II-5):	Contrôleur à hystérésis à deux niveaux.	38
Figure (II-6):	Sélection des tensions correspondant au contrôle de flux.	38

Figure (II-7):	Correcteur à hystérésis à trois niveaux	40
Figure (II-8):	Schéma de la structure générale du contrôle directe du couple pour MSAPDE	43
Figure (II-9):	Représentation de la commande par PI	44
Figure (II-10):	boucle de régulation de la vitesse de la MSAPDE .	45
Figure(II-11):	schema MSAPDE	46
Figure (II-12):	réponse de couple et vitesse de MSAPDE	47
Figure (II-13):	réponse de courant quadratique de MSAPDE	47
Figure (II-14):	réponse de flux de MSAPDE	48
Figure (II-15):	réponse de flux (α , β) de MSAPDE	48
Figure (II-16):	réponse de couple et vitesse MSAPDE	49
Figure (II-17):	réponse de courant quadratique de MSAPDE	49
Figure (II-18):	réponse de flux de MSAPDE	49
Figure (II-19):	réponse de flux (α , β) MSAPDE	50
Figure (III-1).	Schéma d'une commande adaptative à modèle de référence.	54
Figure (III-2)	Schéma d'une commande basée sur la théorie de l'hyper stabilité	58
Figure (III-3) :	structure de la Commande adaptative par modèle de référence simplifié.	62
Figure (III-4):	Schéma de la structure générale de MRAC	63
Figure (III-5):	Schéma de MSAPDE commande par MRAC	64
Figure (III-6):	réponse couple (droit) et vitesse (gauche) de MSAPDE	65
Figure (III-7):	courbe des courants quadratiques MSAPDE	65
Figure (III-8):	réponse de flux de MSAPDE	65
Figure (III-9):	réponse de flux (α , β) de MSAPDE	66
Figure (III-10):	réponse de couple (droit) et vitesse (gauche) de MSAPDE	66

Figure (III-11):	réponse des courants quadratiques MSAPDE	67
Figure (III-12):	réponse de flux de MSAPDE	67
Figure (III-13):	réponse de flux (α, β) de MSAPDE	67

Liste des Tableaux

TABLEAU	PAGE
Tableau (I.1) : Machines Multi-phasées de Type 1(Multi-Etoile).	6
Tableau (II.1) : Table de Commutation du Flux	41
Tableau (II.2) : Table de Commutation du Couple.	41
Tableau (II.3) : Comparateur à Hystérésis à Trois Niveaux avec les Vecteurs de Tension non Nuls	42
Tableau (II.4) : comparateur à hystérésis à trois niveaux avec les vecteurs de tension nuls.	43

LISTE DES NOTATION ET SYMBOLES

<i>Liste des notions et des symboles</i>	
MS	Machine Synchrone.
$MSAPDE$	machine synchrone à aimants permanents double étoile.
N_{ph}	le nombre de phases statoriques.
P	Nombre de pair de pôles.
γ	Décalage angulaire.
$F.M.M$	Force magnéto motrice.
$L_s(\theta)$	inductance unique pour chaque enroulement de stator.
$L_s(\beta)$	inductance du deuxième stator.
Ω	Vitesse de rotation rotorique de la machine.
C_r	Couple résistant (couple de charge).
J	Moment d'inertie.
f	Coefficient de frottement.
$\{v_{a1} \ v_{a2} \ v_{a3}\}$	Vecteur tension du premier stator.
$\{v_{b1} \ v_{b2} \ v_{b3}\}$	Vecteur tension du deuxième stator.
$\{i_{a1} \ i_{b1} \ i_{c1}\}$	Vecteur courant du premier stator.
$\{i_{a2} \ i_{b2} \ i_{c2}\}$	Vecteur courant du deuxième stator.
R_s	Résistance d'une phase statorique.
C_{em}	Le couple électromagnétique.
α, β	Axes du référentiel statorique.
P_{s1}	la matrice de transformation de Park.
MLI	modulation de largeur d'impulsion.
DTC	La commande directe du couple.

PI	contrôleurs proportionnel-intégral.
$\bar{\varphi}_s$	Le vecteur de flux statorique.
$\bar{\varphi}_r$	c'est Le vecteur de flux rotorique.
θ	L'angle entre les vecteurs des flux statorique et rotorique.
\bar{c}_{ref}	Le couple de référence.
$FTBF_{\Omega}$	fonction de transfert boucle fermé.
$MRAC$	commande adaptative modèle référence.
V	Fonction de Lyapunov.
CAMRS	Commande adaptative par modèle de référence simplifié.
ω_m	Vitesse mécanique de modèle de référence.
e	L'erreur de sortie.

The image features two overlapping red ovals with a white border. The top oval is smaller and contains the word "Introduction" in white, sans-serif font. The bottom oval is larger and contains the word "générale" in white, sans-serif font. The two ovals overlap in the center, with the bottom one partially covering the bottom of the top one.

Introduction

générale

Introduction générale

Depuis le début du développement industriel, les chercheurs ont été confrontés au "comment commander les machines électriques à des vitesses variables". Car les entraînements électriques exigent de plus en plus des hautes performances, une fiabilité accrue, et un coût réduit. Au 19^{ème} siècle, ce problème a été résolu avec l'avènement des moteurs à courant continu, dont on peut modifier la vitesse de rotation de zéro '0' à la vitesse maximale, et ceci en agissant sur la tension d'induit tout en gardant le flux d'induction constant. Cependant, la présence du système balais collecteur les pénalise : ces machines ne peuvent servir ni dans le domaine des grandes puissances, ni en milieux corrosifs, s'y ajoute aussi l'entretien que nécessite le collecteur[1]. La machine à courant continu a été la plus utilisée pour réaliser des actionneurs électriques. Sa commande est simple du fait que le couple et le flux sont naturellement découplés. Ces deux grandeurs sont pilotées par deux courants indépendants, le courant d'excitation producteur du flux et le courant d'induit producteur du couple[2][3][4]. Néanmoins, la machine à courant continu possède de nombreux inconvénients liés à son collecteur mécanique. En effet, le collecteur limite la vitesse de rotation et la puissance de la machine, augmente son coût de fabrication et d'entretien, et interdit son emploi dans des milieux hostiles. C'est pourquoi les chercheurs se sont orientés vers la commande des machines à courant alternatif. Ces machines possèdent de nombreux avantages. L'absence de collecteur leur permet d'avoir un encombrement réduit, une fiabilité accrue, un coût de construction plus faible et une vitesse de fonctionnement élevée[3][4]. Ils sont de plus en plus présents dans les domaines d'applications industrielles de fortes puissances. Ces applications font appel en général à des machines synchrones à aimants permanents commandées par des convertisseurs statiques. Mais les contraintes que subissent les composants de puissance limitent la fréquence de commutation, et donc les performances. Pour permettre l'utilisation de composants à fréquence de commutation plus élevée, il faut segmenter la puissance. Pour ce faire, une des solutions consiste à utiliser des machines à grand nombre de phase (multi-phases ($n > 3$)- ou multi-étoile) [5][6].

La machine synchrone à aimant permanent double étoile (MSAPDE) est une machine très utilisée en industrie. Son stator porte deux enroulements triphasés identiques décalés d'un angle électrique de 30° . La structure du rotor est identique à celle d'une machine synchrone triphasée. La MSAPDE alimentée par deux onduleurs triphasés a l'avantage de réduire de manière significative les ondulations du couple électromagnétique [6] [8]. Cependant, le

contrôle de cette machine n'est pas aussi simple que pour la machine à courant continu, en raison de couplage qui existe entre le flux et le couple.

Dans ce mémoire, on s'intéresse à l'application de l'une des commandes classiques c'est la commande directe du couple (DTC). Cette stratégie de commande permet de calculer les grandeurs de contrôle qui sont le flux statorique et le couple électromagnétique à partir des seules grandeurs liées au stator. Elle nous permet d'avoir un découplage naturel entre le flux et le couple ce qui permet d'obtenir une très bonne réponse du couple, mais la non maîtrise de la fréquence de commutation et les fortes ondulations du couple constituent les inconvénients majeurs de cette stratégie de commande. Plusieurs techniques peuvent être utilisées pour améliorer les performances de la DTC, à titre d'exemple : la DTC neuronale, la DTC floue, la DTC_SVM, ...etc. Ici on s'intéresse à l'amélioration par la DTC Adaptative (MRAC).

Ce mémoire est structuré comme suit :

Le premier chapitre sera consacré à l'étude de la modélisation de la machine synchrone à aimant permanente double étoile. Après une mise en équation classique, nous développerons dans un premier temps le modèle classique de la machine synchrone à aimant permanentedouble étoile, ensuite un modèle dans le plant 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.

Dans le deuxième chapitre, nous étudierons le principe de contrôle direct de couple de **MSAPDE**. Pour étudier cette stratégie de contrôle, nous commencerons par introduire et implémenter une structure de contrôle **MSAPDE** par **DTC**. Ensuite, la boucle de réglage de la vitesse est entrée par le Régulateur **PI**, et les résultats de la simulation du **DTC** sont présentés pour mettre en évidence les performances des techniques proposées.

Dans le chapitre trois, nous établirons un modèle de référence basé sur le contrôle DTC pour la commande adaptative appliquée à un moteur synchrone à aimants permanents à double étoile, et cette recherche est effectuée en utilisant la théorie de l'hypersatbilité. Le contrôle adaptatif est conçu pour les boucles de vitesse.

Finalement, une conclusion générale synthétisera les points les plus marquants de ce mémoire.

Chapitre 1

Modélisation et simulation de
laMSAPDE.

I.1 Introduction

Les moteurs triphasés à courant alternatif sont largement utilisés dans les applications industrielles et domestiques, mais on s'intéresse depuis longtemps aux moteurs à plus de trois phases. Ces machines sont souvent appelées "machines à grand nombre de phases" ou "machines polyphasées", et leur utilisation depuis la fin des années 1920 offre une alternative intéressante dans les applications de forte puissance [5]. Ils peuvent être divisés en deux types, le premier type, dans lequel les machines ont un nombre impair de phases reliées à un même neutre, décalées angulairement entre phases adjacentes (cinq phases, sept égales), les machines multi-étoiles représentant le deuxième type [4] [9].

Depuis peu, les chercheurs s'intéressent de plus en plus à l'analyse, la modélisation et le contrôle des moteurs polyphasés, notamment les moteurs double étoile, grâce à leurs avantages par rapport aux moteurs triphasés traditionnels (ondulation de couple à fréquence plus élevée, amplitude plus faible, réduction de l'amplitude du courant par phase sans augmenter la tension par phase, réduire le courant harmonique, haute fiabilité et haute puissance, ...).

Dans Ce chapitre nous allons étudier la machine synchrone à aimants Permanents double étoile (MSAPDE). Nous permet de connaître la machine ainsi que ses avantages, d'en savoir plus sur sa modélisation, et d'en savoir plus sur transformation de Park, qui contient neuf équations. Nous allons également convertir des équations d'équations à coefficients variables en équations fixes, ce qui faciliter la simulation. Après avoir fait la modélisation, nous montrons les résultats des simulations.

I.2. Types de Machines Multi-phases :

Un moteur polyphasé est constitué de N enroulements déphasés spatialement alimentés par une tension déphasée temporellement de $2\pi/N_{ph}$ (N_{ph} est le nombre de phases statoriques). [12] Étant donné que le nombre de phases dans le stator est supérieur à trois, il est généralement basé sur le fait que le nombre de phases du stator est un multiple de trois (le type 1 ou multi-étoiles et le type 2 incluent les machines avec un nombre impair de phases restantes), et de plus, on considère rarement que le nombre de phases est pair. [13]

I.2.1. Machines Multi-phases de Type 1(Double Etoile) :

Dans ce type de moteur polyphasé (moteur multi-étoiles), le nombre de phases statoriques N_{phy} est un multiple de 3, elles peuvent donc être regroupées en η étoiles triphasées:[14]

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

Pour un nombre de phases donné, plusieurs configurations sont possibles, en fonction du décalage angulaire γ (décalage entre étoiles) entre les deux bobines de phases adjacentes. En fait, une machine à étoiles binaires (numéro de phase $N_{ph} = 6$) voit ses étoiles déplacées.

Une machine binaire avec $\gamma = 0$ et décalage $\gamma = \pi/6$ a des propriétés différentes d'une machine avec $\gamma = \pi/3$. Pour différencier les différentes configurations possibles, on peut introduire un nombre équivalent de phases (nombre de phases - nombre de bandes par pôle-), noté $N_{ph\gamma}$, qui est défini comme suit : $N_{ph\gamma} = N_{ph} / \gamma$. Le fil neutre d'un moteur multi-étoiles est généralement mieux isolé pendant le fonctionnement normal [14] :

Nombre de phases (N_{ph})	Nombre équivalent de phases ($N_{ph\gamma}$)	Décalage angulaire (γ) degré	Nom correspondant
3	1.5	$\frac{2\pi}{3}$	Triphasée
3	3	$\frac{\pi}{3}$	Semi 6-phasée
6	3	$\frac{\pi}{3}$	6-phasée
6	6	$\frac{\pi}{6}$	Semi-12 phase
12	6	$\frac{\pi}{6}$	12 phases

9	4.5	40	9-phasée
9	9	$\frac{\pi}{9}$	Semi-18 phase
18	9	$\frac{\pi}{9}$	18 phases

Tableau (I.1) : Machines Multiphasées de Type 1(Multi-Etoile). [14]

On remarque qu'il existe des machines avec le même nombre de phases mais avec deux noms différents. Par exemple, pour N_{phy} il y a une machine 6 phases avec $\gamma = 60^\circ$ et $N_{phy} = 3,3$ et la machine du nom semi 12-phases de $\gamma = 30^\circ$ et $N_{phy} = 6$.

I.2.2 Machines Multiphasées de Type 2 :

Le nombre de phases statoriques N_{phy} dans ce type de machines est un nombre non multiple de trois. Pour les machines ayant un nombre de phases impair, les phases sont régulièrement décalée de $2\pi/N_{ph} = 2\gamma$.

On a donc le nombre de phases égal au nombre équivalent de phases :

$$N_{ph} = N_{phy} = \pi / \gamma.$$

I.2.3 Applications des machines multi-phasées:

Les moteurs multi-phasés se trouvent dans les applications industrielles à haute puissance. Comme alternateurs synchrones pour produire l'énergie électrique ou dans d'autres applications telles que les pompes, les ventilateurs et les compresseurs. Ils sont également utilisés dans les systèmes électriques où les temps d'arrêt ne sont pas autorisés, comme la traction dans les véhicules électriques.

Une autre application concerne l'utilisation de moteurs polyphasés dans les systèmes de production d'énergie éolienne : Double Star Motors génère de l'énergie à partir de deux systèmes triphasés connectés à un transformateur pour adapter les tensions des six phases aux tensions des réseaux.

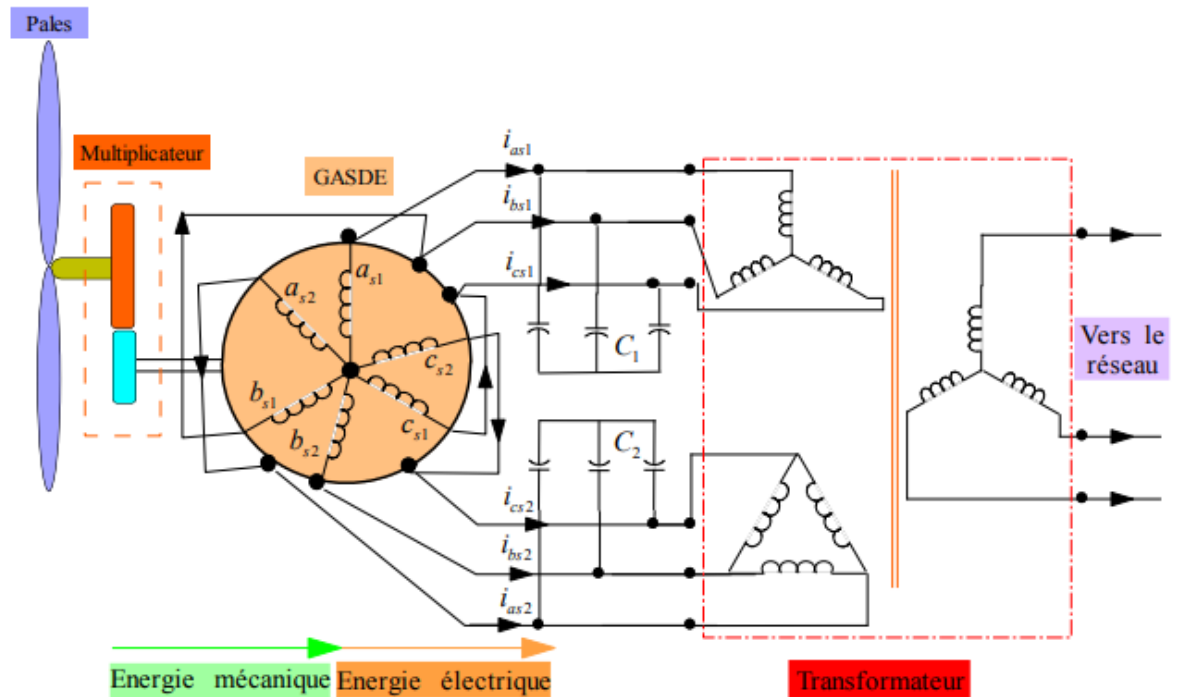


Figure (I-1) : Machine synchrone de six phases utilisées dans l'éolien.

I.2.4 Avantages des Machines Multiphasées :

Les machines multi-phasées ont un intérêt grandissant, et en particulier la machine asynchrone double étoile (MASDE), qui présente en plus des avantages des machines asynchrones à cage, ceux des machines multi-phasées. En effet, les variateurs multi-phasés présentent plusieurs avantages par rapport aux machines conventionnelles triphasées [1] [3] [8].

Segmentation des performances.

- Fiabilité améliorée.
- Amélioration du facteur de puissance.
- Minimiser l'ondulation du couple et les pertes du rotor.

1.2.5 Inconvénients des Machines Multi-phases :

Ces machines Multiphasées présentent également des inconvénients suivants :

- Pour les machines à nombre de phases impaires (type 2) tel que (5, 7, 11 phases,...), il est nécessaire de développer des techniques de commande rapprochée pour les convertisseurs statiques spécifiés et adapté, puisque les méthodes élaborées pour les machines triphasées ne peuvent pas directement être appliquées a ces machines ; [14] [18]
- Certains harmoniques de temps (harmoniques des courants statoriques) ne contribuent pas à la création d'onde de fmm. Ces harmoniques de courants ne circulent donc qu'au stator ; [14] [18].
- L'impédance vue par Les harmoniques de rang $h \neq 2Np\alpha \pm 1$ (harmoniques cinq et sept pour une machine double étoile par exemple) dans le cas d'une alimentation par onduleur de tension, peut donc être faible, ce qui provoque des harmoniques de courants d'amplitude importante. Cette apparition de courants harmoniques de circulation, constitue l'inconvénient majeur des machines polyphasées; [14] [18].
- Le coût et le nombre des semi-conducteurs constituant les convertisseurs qui alimentent ces machines augmentent avec le nombre de phases. Ce qui augmente le coût de l'ensemble convertisseur-machine et complique évidemment le système de commande, pour l'onduleur de tension à deux (2) niveaux, on a une différence de 36 interrupteurs de plus dans la machine à 15 phases par rapport à six phases, 90 interrupteurs de plus pour les onduleurs à trois niveaux et 108 interrupteurs de plus pour les convertisseurs matriciels. Pour les machines de phases (2, 5, 7, ...), il est nécessaire de développer des techniques spécifiques pour commander les convertisseurs statiques alimentant les machines de type 2, car la technique élaborée pour le système triphasé ne peut pas être appliquée à ces nouveaux systèmes.[15] [18].

I.3. Présentation de la Machine Synchrones à aimants Permanents Double Etoile (MSAPDE) :

I.3. 1 Description de la machine :

Le principe d'un moteur synchrone repose sur l'interaction entre le champ magnétique tournant produit par le courant traversant le circuit du stator et le champ magnétique associé aux aimants du rotor. [16]

Les courants statoriques créent un champ magnétique tournant dans les deux stators (l'étoile -1- est alimentée par un courant triphasé, l'étoile -2- est alimentée par le même courant triphasé, mais avec un décalage d'angle (γ). La fréquence de rotation de ce champ magnétique est déterminée par la fréquence du courant statorique. C'est-à-dire que sa vitesse de rotation est proportionnelle à la fréquence de l'alimentation électrique et la vitesse de ce champ magnétique tournant est appelée vitesse de synchronisme W_s [17].

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 ($\gamma = \frac{\pi}{6}$), et un aimant permanent décalé par rapport à l'axe de la phase statoriques de référence d'un angle θ mesurant la position du rotor.[17]. **Figure (1-2) et figure (1-3).**

Dans les encoches régulièrement (γ) réparties sur la surface interne du stator sont logés deux enroulements triphasés identiques, leurs axes sont décalés entre eux d'un angle égal à ($\pi/6$). 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 (a_1, a_2) d'un angle θ_r [9].

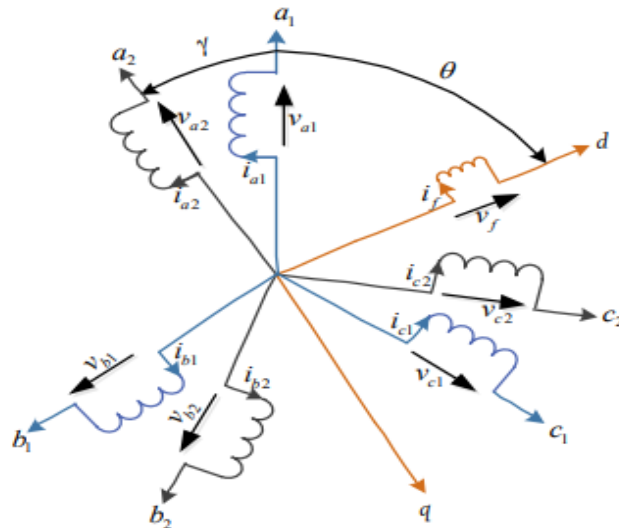


Figure (I-2) : Machine synchrone à aimants Permanents double étoile.

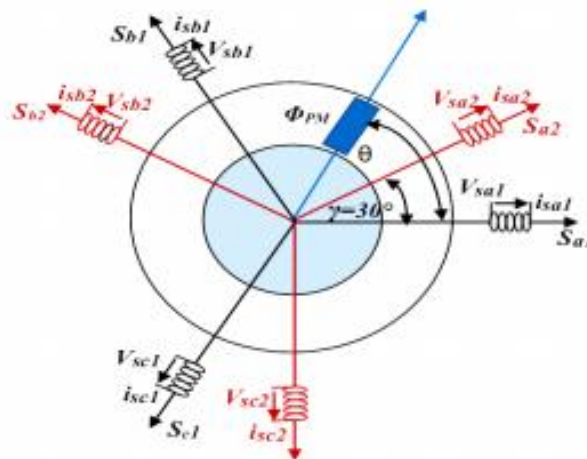


Figure (I-3) : Machine synchrone à aimants Permanents double étoile.

I.3.2 Hypothèses:

Pour construire un modèle de machine synchrone à aimants permanents, les hypothèses simplificatrices suivantes doivent être faites : [21].

- L'effet de la saturation de circuit magnétique est négligé.
- Les F.M.Ms sont sinusoïdales.
- Les pertes fer sont négligeables.

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

I.4. Modélisation de la MSAPDE

Une machine synchrone double étoile à aimants permanent peut être modélisée par deux modèles, l'un défini comme une machine double étoile et l'autre défini comme une machine à six phases. [3].

Le fonctionnement d'une machine synchrone double étoile à aimants permanents est défini par trois types d'équations. On utilise la forme matricielle pour exprimer les équations de la machine [21].

I.4.1. Equations dans le repère triphasé:

I.4.1.1 Equations électriques:

Les équations électriques d'une machine synchrone à aimants permanents à double étoile sont exprimées en fonction des différents courants dans les enroulements et de leurs dérivées de flux. Il est possible d'établir le comportement de la machine synchrone à aimants permanent double étoile par l'équation différentielle suivante : [1] [2] [3] [21].

$$\begin{bmatrix} v_{s1} \\ v_{s2} \\ v_{s3} \end{bmatrix} = [Rs] \begin{bmatrix} i_{s1} \\ i_{s2} \\ i_f \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_{s1} \\ \Phi_{s2} \\ \Phi_f \end{bmatrix} \quad (1.1)$$

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

$$[v_{s1}] = [v_{a1} \quad v_{a2} \quad v_{a3}]^t: \text{Vecteur tension du premier stator}$$

$$[v_{s2}] = [v_{b1} \quad v_{b2} \quad v_{b3}]^t: \text{Vecteur tension du deuxième stator}$$

$$[v_r] = [v_f \quad v_d \quad v_q]^t: \text{Vecteur tension du rotor}$$

$$[i_{s1}] = [i_{a1} \quad i_{b1} \quad i_{c1}]^t: \text{Vecteur courant du premier stator}$$

$$[i_{s2}] = [i_{a2} \quad i_{b2} \quad i_{c2}]^t: \text{Vecteur courant du deuxième stator}$$

$$[i_r] = [i_f \quad 0 \quad 0]^t: \text{Vecteur courant du rotor}$$

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

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

$[\phi_r] = [\phi_f \ 0 \ 0]^t$: 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 : [1] [2] [3] [21].

$$[R_{s1}] = [R_{s2}] = [R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad (1.2)$$

Avec :

R_s : Résistance d'une phase statorique.

R_{s1} : Résistance d'une phase statorique de 1^{ère} étoile.

R_{s2} : Résistance d'une phase statorique de 2^{ème} étoile.

I.4.1.2 Equations magnétiques :

Les flux sont exprimés sous la forme :

$$\begin{bmatrix} [\phi_{s1}] \\ [\phi_{s2}] \\ [\phi_r] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [L_s(\theta)] & [M_{ss}] & [M_{sr}(\theta)] \\ [M_{ss}]^T & [L_s(\beta)] & [M_{sr}(\beta)] \\ [M_{sr}(\theta)]^T & [M_{sr}(\beta)]^T & [L_r] \end{bmatrix} \begin{bmatrix} [i_{s1}] \\ [i_{s2}] \\ [i_r] \end{bmatrix} \quad (1.3)$$

En tenant compte des hypothèses simplifiées ci-dessus et en construisant la matrice d'inductance, nous pouvons écrire une matrice d'inductance unique pour chaque enroulement de stator [1] [2] [3].

$$[L_s(\theta)] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} + L_{sf} \begin{bmatrix} \cos(2\theta) & \cos\left(2\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(2\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(2\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(2\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(2\theta) \\ \cos\left(2\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(2\theta) & \cos\left(2\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (1.4)$$

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

$$[L_s(\beta)] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} + L_{sf} \begin{bmatrix} \cos(2\beta) & \cos\left(2\beta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(2\beta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(2\beta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(2\beta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(2\beta) \\ \cos\left(2\beta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(2\beta) & \cos\left(2\beta - \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (1.5)$$

La matrice des inductances mutuelles entre le premier stator et le second stator est : [1] [2] [3].

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

$$L_{sf} \begin{bmatrix} \cos(2\theta - \gamma) & \cos\left(2\theta - \gamma - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(2\theta - \gamma + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(2\theta - \gamma - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(2\theta - \gamma + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(2\theta - \gamma) \\ \cos\left(2\theta - \gamma + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(2\theta - \gamma) & \cos\left(2\theta - \gamma - \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (1.6)$$

La matrice des inductances mutuelles entre le premier stator et le rotor est $[M_{sr}(\theta)] =$

$$\begin{bmatrix} M_{sf} \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & 0 & 0 \\ M_{sf} \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & 0 & 0 \\ M_{sf} \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (1.7)$$

La matrice des inductances mutuelles entre le deuxième stator et le rotor est $[M_{sr}(\beta)] =$

$$\begin{bmatrix} M_{sf} \cos\left(\beta - \frac{2\pi}{3}\right) & 0 & 0 \\ M_{sf} \cos\left(\beta - \frac{2\pi}{3}\right) & 0 & 0 \\ M_{sf} \cos\left(\beta + \frac{2\pi}{3}\right) & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (1.8)$$

Comme le rotor est identique à celui d'une machine triphasée classique la matrice d'inducteurs spécifique au rotor est inchangée. L'inductance du rotor vaut : [1] [2] [3].

$$[L_r] = \begin{bmatrix} L_f & M_{fd} & 0 \\ M_{fd} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (1.9)$$

Avec :

L_s, L_r : Inductance propre des enroulements statoriques et rotorique respectivement.

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.4.1.3 Equations électromagnétiques :

Le couple électromagnétique est obtenu par la formule suivante. [1] [2] [3].

$$C_{em} = \frac{1}{2} [i] \frac{\partial}{\partial t} [L][i] \quad (1.10)$$

Avec :

$$[L] = \begin{bmatrix} [L_s(\theta)] & [M_{ss}] & [M_{sr}(\theta)] \\ [M_{ss}]^T & [L_s(\beta)] & [M_{sr}(\beta)] \\ [M_{sr}(\theta)]^T & [M_{sr}(\beta)]^T & [L_r] \end{bmatrix} \text{ ET } [i] = \begin{bmatrix} [i_{s1}] \\ [i_{s2}] \\ [i_r] \end{bmatrix} \quad (1.11)$$

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. [1][2][3].

I.4.1.4 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 : [1] [2] [3].

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - f\Omega \quad (1.12)$$

Avec:

J : Moment d'inertie.

Ω : Vitesse de rotation rotorique de la machine.

C_{em} : Couple électromagnétique.

C_r : Couple résistant (couple de charge).

f : Coefficient de frottement.

I.4.2 Modélisation dans le repère (α, β) :

En appliquant la transformation de Concordia aux deux étoiles, nous pouvons remplacer le modèle d'enroulement de machine MSDEAP (α, β) par un schéma équivalent. [13] [14] [15].

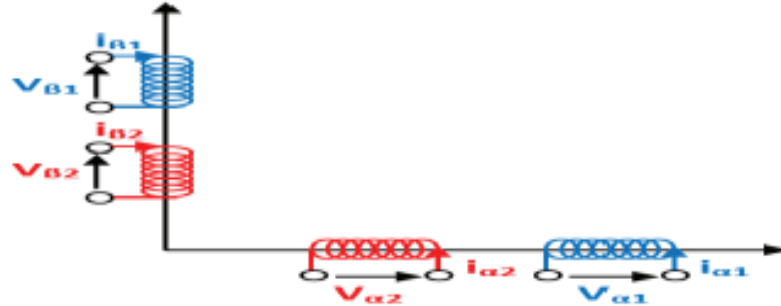


Figure (I-4) : Machine synchrone à double étoile dans le repère (α, β) .

I.4.2.1 Equations électriques :

$$V_{\alpha 1} = Ri_{\alpha 1} + \frac{d\phi_{\alpha 1}}{dt} \quad (1.13)$$

$$V_{\beta 1} = Ri_{\beta 1} + \frac{d\phi_{\beta 1}}{dt} \quad (1.14)$$

$$V_{\alpha 2} = Ri_{\alpha 2} + \frac{d\phi_{\alpha 2}}{dt} \quad (1.15)$$

$$V_{\beta 2} = Ri_{\beta 2} + \frac{d\phi_{\beta 2}}{dt} \quad (1.16)$$

I.4.2.2 Equations magnétiques :

$$\phi_{\alpha 1} = Ri_{\alpha 1} + M_{mag}i_{\alpha 1} + \varphi_f \cos \theta \quad (1.17)$$

$$\phi_{\beta 1} = Ri_{\beta 1} + M_{mag}i_{\beta 1} + \varphi_f \sin \theta \quad (1.18)$$

$$\phi_{\alpha 2} = Ri_{\alpha 2} + M_{mag}i_{\alpha 2} + \varphi_f \cos \theta \quad (1.19)$$

$$\phi_{\beta 2} = Ri_{\beta 2} + M_{mag}i_{\beta 2} + \varphi_f \sin \theta \quad (1.20)$$

I.4.2.3 Couple électromagnétique :

$$C_{em} = \frac{p}{\omega} [(e_{\alpha 1} i_{\alpha 1} + e_{\beta 1} i_{\beta 1}) + (e_{\alpha 2} i_{\alpha 2} + e_{\beta 2} i_{\beta 2})] \quad (1.21)$$

$$C_{em} = F_r \Omega \quad (1.22)$$

$$(e_{\alpha 1} = e_{\alpha 1}) \text{ et } (e_{\beta 1} = e_{\beta 2}) \quad (1.23)$$

I.4.3 Modélisation dans le repert ($d_1 q_1 d_2 q_2$) :

Dans le but d'obtenir un système d'équations différentielles à coefficients constants, on transforme les enroulements statoriques et rotoriques en enroulements orthogonaux équivalents. Les enroulements (abc) du premier stator sont transformés en enroulements 1d et 1q et les enroulements abc du deuxième stator sont transformés en enroulements 2d et 2q [5].

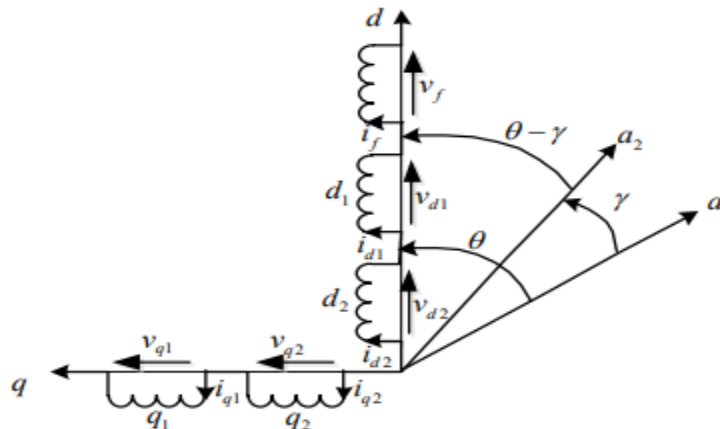


Figure (I-5) : Machine synchrone à double étoile dans le repère de Park

I.4.3.1 Equations électriques :

L'équation de la tension est :

$$[V_{abc1}] = [R_s][i_{abc1}] + \frac{d[\phi_{abc1}]}{dt} \quad (1.24)$$

Dans un référentiel lié au rotor : [4] [7] [6].

$$[V_{d1q1}] = [P_{s1}][V_{abc1}] \quad (1.25)$$

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

$$[P_{s1}] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(2\theta) & \cos\left(2\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(2\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin\left(2\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(2\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin(2\theta) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (1.26)$$

D'où, on obtient :

$$[P_{s1}][V_{abc1}] = [R_s][P_{s1}][i_{abc1}] + [P_{s1}] \frac{d[\phi_{abc1}]}{dt} \quad (1.27)$$

Sachant que :

$$\frac{d([P_{s1}][\phi_{abc1}])}{dt} = [P_{s1}] \frac{d[\phi_{abc1}]}{dt} + \frac{d[P_{s1}]}{dt} [\phi_{abc1}] \quad (1.28)$$

Il vient :

$$[P_{s1}] \frac{d[\phi_{abc1}]}{dt} = \frac{d([P_{s1}][\phi_{abc1}])}{dt} - \frac{d[P_{s1}]}{dt} [\phi_{abc1}] \quad (1.29)$$

Comme la matrice de Park est une fonction de l'angle θ , on peut écrire :

$$\frac{d[P_{s1}]}{dt} [\phi_{abc1}] = \frac{d\theta}{dt} \left(\frac{d[P_{s1}]}{d\theta} \right) [\phi_{abc1}] \quad (1.30)$$

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

$$\frac{d[P_{s1}]}{dt} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \sin(\theta) & \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(2\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos(\theta) & \cos\left(2\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(2\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (1.31)$$

On obtient l'équation

$$\begin{bmatrix} v_{d1} \\ v_{q1} \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_{d1} \\ i_{q1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{d}{dt} & -\omega_r \\ \omega_r & \frac{d}{dt} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{d1} \\ \phi_{q1} \end{bmatrix} \quad (1.32)$$

En multipliant cette équation par la matrice de transformation de Park du deuxième stator, on obtient: [6] [7] [21].

$$[P_{s2}][V_{abc2}] = [R_s][P_{s1}][i_{abc2}] + [P_{s2}] \frac{d[\phi_{abc2}]}{dt} \quad (1.33)$$

Sachant que la matrice de transformation du deuxième stator est :

$$[P_{s2}] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \gamma) & \cos\left(\theta - \gamma - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \gamma + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin\left(\theta - \gamma - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \gamma + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin(\theta - \gamma) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (1.34)$$

Les tensions dans le repère dq sont exprimées par : [6] [7] [21].

$$\begin{bmatrix} v_{d2} \\ v_{q2} \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_{d2} \\ i_{q2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{d}{dt} & -\omega_r \\ \omega_r & \frac{d}{dt} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{d2} \\ \phi_{q2} \end{bmatrix} \quad (1.35)$$

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

$$V_f = R_f i_f + \frac{d\phi_f}{dt} \quad (1.36)$$

I.4.3.2 Equations magnétiques :

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

$$[P_{s1}][\phi_{abc1}] = [L_s(\theta)][P_{s1}][i_{abc1}] + [P_{s1}][M_{ss}][i_{abc2}] + [P_{s1}][M_{sr}][i_r] \quad (1.37)$$

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

$$L_d = L_s - M_{s1s2} + \frac{3}{2} L_{sf} \quad (1.38)$$

$$L_q = L_s - M_{s1s2} - \frac{3}{2} L_{sf} \quad (1.39)$$

L_d : est l'inductance directe.

L_q : Est l'inductance en quadratique.

Et quand on calcule le produit matriciel $[P_{s1}][M_{ss}][i_{abc2}]$ on obtient :

$$M_d = -3M_s + \frac{3}{2} M_{msf} \quad (1.40)$$

$$M_q = -3M_s - \frac{3}{2} M_{msf} \quad (1.41)$$

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

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

Finalement, les expressions des flux deviennent :

$$\begin{cases} \phi_{sd1} = L_d L_{d1} + M_d M_{d2} + M_{fd} i_f \\ \phi_{sq1} = L_q L_{q1} + M_q M_{q2} \end{cases} \quad (1.42)$$

Il est de même pour le second stator : [6] [7] [21].

$$\begin{cases} \phi_{sd2} = L_d L_{d2} + M_d M_{d1} + M_{fd} i_f \\ \phi_{sq2} = L_q L_{q2} + M_q M_{q1} \end{cases} \quad (1.43)$$

En comparant la relation générale de puissance électromagnétique $P_{em} = \Omega C_{em}$ Le second terme absorbe la puissance, on trouve que l'expression du couple électromagnétique est la suivante :

$$C_{em} = C_{em1} + C_{em2} \quad (1.44)$$

$$\begin{cases} C_{em1} = \frac{3}{2} p (\phi_{d1} i_{q1} - \phi_{q1} i_{d1}) \\ C_{em2} = \frac{3}{2} p (\phi_{d2} i_{q2} - \phi_{q2} i_{d2}) \end{cases} \quad (1.45)$$

Alors :

$$C_{em} = \frac{3}{2} p (\phi_{d1} i_{q1} - \phi_{q1} i_{d1}) + p (\phi_{d2} i_{q2} - \phi_{q2} i_{d2}) \quad (1.46)$$

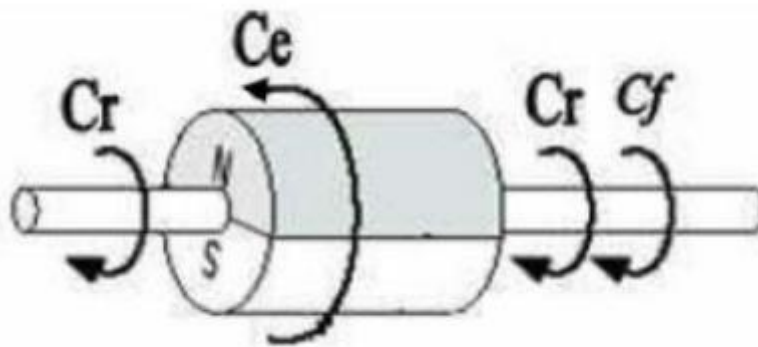


Figure (I-6) : Différents couples qui agissent sur le rotor.

I.4.3.3 La forme matricielle

$$[V] = [R][I] + \left[\frac{dI}{dt} \right] + \omega[M][I] + \omega[\Phi] \quad (1.47)$$

$$[R] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad (1.48)$$

$$[L] = \begin{bmatrix} L_{d1} & 0 & M_d & 0 \\ 0 & L_{q1} & 0 & M_d \\ M_d & 0 & L_{d2} & 0 \\ 0 & M_d & 0 & L_{q2} \end{bmatrix} [\Phi] = \begin{bmatrix} 0 \\ \Phi \\ 0 \\ \Phi \end{bmatrix} \quad (1.49)$$

$$[M] = \begin{bmatrix} 0 & -L_{q1} & 0 & -M_d \\ L_{d1} & 0 & M_d & M_d \\ 0 & -M_d & 0 & -L_{q1} \\ M_d & 0 & L_{d2} & 0 \end{bmatrix} \quad (1.50)$$

I.5. Modélisation de l'Ensemble Système d'Alimentation-MSAPDE

Après avoir présenté le modèle de la machine, nous présentons dans cette partie l'étude du système d'entraînement complet, où le MSAPDE est associé à deux onduleurs. Par l'intermédiaire de ces convertisseurs, le transfert d'énergie s'effectue entre la source d'alternative et le MSAPDE. Le convertisseur coté réseau est constituée d'un redresseur triphasé à diodes et d'un filtre, et le convertisseur coté machine, un onduleur de tension triphasé. **Figure (I.7) [14]**

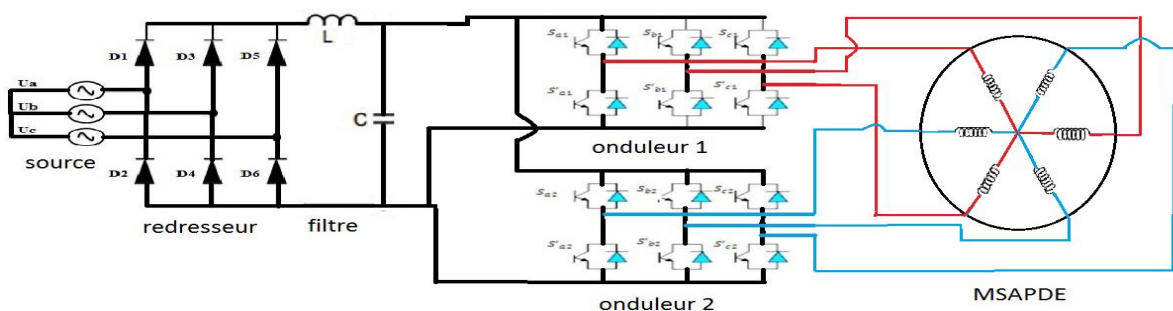


Figure (I-7) : Schéma Block de l'association MSDEAP - Système d'Alimentation.

I.5.1 Modélisation du redresseur

Le convertisseur statique utilisé dans cette étude est un redresseur triphasé à diode pleine onde. **Figure(1.7)**. Leur rôle est d'assurer la conversion d'énergie à courant alternatif vers celle à courant continu. ils sont alimentés par une source de tension alternative. [14] [22].

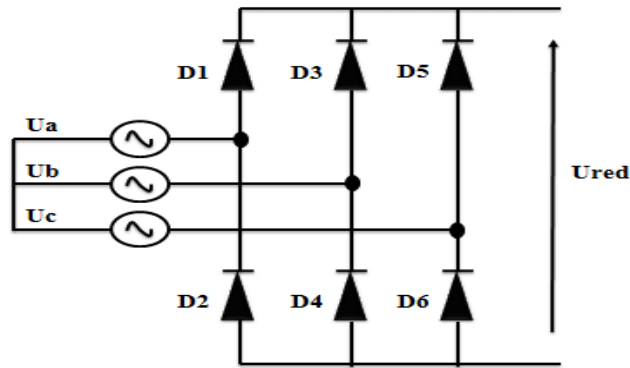


Figure (I-8) : Redresseur à diodes.

La tension redressée répond aux équations suivantes pendant une période :

- $D_i = \text{passante si } V_i = V_{iMax}(t)$
- $D_i = \text{passante si } V_i = V_{iMin}(t)$

Avec : $i = 1, 2, 3$

Où V_d est définie comme suit:

$$V_d = \text{Max}(V_{1,2,3}) - \text{Min}(V_{1,2,3}) \quad (1.51)$$

On a:

$$\begin{cases} V_1(t) = V_{\text{Max}} \sin(\omega_{res} t) \\ V_2(t) = V_{\text{Max}} \sin(\omega_{res} t - 2\pi/3) \\ V_3(t) = V_{\text{Max}} \sin(\omega_{res} t + 2\pi/3) \end{cases} \quad (1.52)$$

La valeur moyenne de la tension redressée est donnée par :

$$V_{\text{RedMoy}} = \left(\frac{\sqrt{3}}{\pi} \right) V_{\text{Max}} \quad (1.53)$$

I.5.2 Modélisation du Filtre

La tension fournie par le redresseur a un facteur d'ondulation élevé. Pour cette raison, un filtre passe-bas est utilisé. La modélisation de ce filtre est donnée par les équations suivantes : [14] [22].

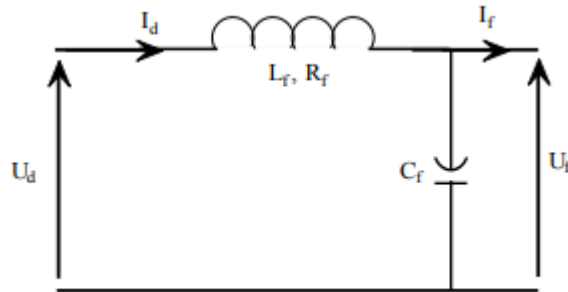


Figure (I-9) : Schéma électrique du filtre L-C.

$$\begin{cases} \frac{dU_d}{dt} = \frac{(I_d - I_f)}{C_f} \\ \frac{dI_d}{dt} = \frac{(U_d - U_f - R_f I_d)}{L_f} \end{cases} \quad (1.54)$$

Où : R_f et L_f , Les parties résistive et inductive de la bobine respectivement.

- Le rôle du condensateur C_f est de filtrer les ondulations de tension, de fournir de l'énergie réactive à la machine et d'absorber le courant négatif restitué par la charge.
- Le rôle de la bobine L_f est de lisser le courant I_d à travers la source de tension

L'identification des paramètres du filtre nécessite l'établissement de sa fonction de transfert ; donc à partir de l'expression précédente on a :

$$F(S) = \frac{U_f}{U_d} = \frac{1}{L_f C_f S^2 + R_f C_f S + 1} \quad (1.55)$$

La pulsation de coupure est donnée par :

$$\omega_c = \sqrt{\frac{2}{L_f C_f} + \left(\frac{R_f}{L_f}\right)^2} = 2\pi f_c \quad (1.56)$$

I.5.3 Modélisation de l'onduleur triphasé de tension à deux niveaux

Pour modéliser l'onduleur de tension Figure (1.8) on considère son alimentation comme une source parfaite, supposée d'être de deux générateurs de F.E.M égale $v_{dc} = \frac{U_0}{2}$ connectés entre eux par un point noté n_0 .

La machine a été modélisée à partir des tensions simples qui nous notons v_{an}, v_{bn}, v_{cn} l'onduleur est commandé à partir des grandeurs logiques

$S_i (i = a, b, c)$ On appelle T_i et T'_i les transistors (supposés des interrupteurs idéaux), on a

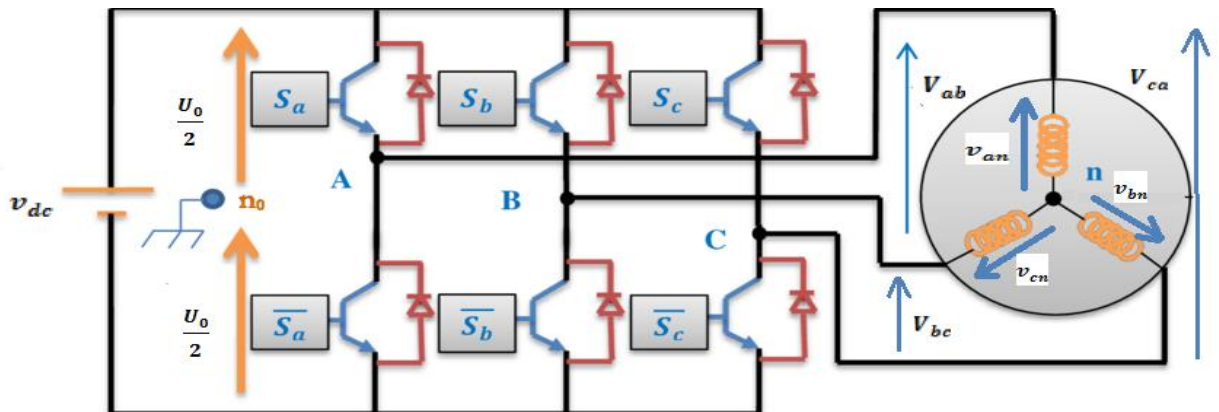
$$\begin{cases} \text{Si } S_i = +1 \text{ Alors } T_i \text{ est passant et } T'_i \text{ est ouvert} \\ \text{Si } S_i = -1 \text{ Alors } T'_i \text{ est ouvert et } T_i \text{ est passant} \end{cases} \quad [14] [22].$$


Figure (I-10) Schéma de l'Onduleur Triphasé à deux Niveaux.

Dans ces conditions on peut écrire les tensions v_{in0} en fonction des signaux de commande $S_i (i = a, b, c)$ et en tenant compte du point fictif n_0 représenté sur la figure (1.8)

$$v_{in0} = S_i v_{dc}$$

Soit n le point neutre du côté alternatif (MSAPDE), alors les trois tensions composées :

v_{an}, v_{bn}, v_{cn} sont définies par les relations suivantes : [14] [22].

$$\begin{cases} V_{ab} = v_{an} - v_{bn} \\ V_{bc} = v_{bn} - v_{cn} \\ V_{ca} = v_{cn} - v_{an} \end{cases} \quad (1.57)$$

La charge constituée par la machine est équilibrée $v_{an} + v_{bn} + v_{cn} = 0$ on aura donc : [14] [22].

$$\begin{cases} v_{an} = \frac{1}{3}[V_{ab} - V_{ca}] \\ v_{bn} = \frac{1}{3}[V_{ab} - V_{bc}] \\ v_{cn} = \frac{1}{3}[V_{bc} - V_{ca}] \end{cases} \quad (1.58)$$

En représentant le point n_0 , les tensions peuvent aussi s'écrire : [14] [22].

$$\begin{cases} V_{ab} = v_{an_0} - v_{bn_0} \\ V_{bc} = v_{bn_0} - v_{cn_0} \\ V_{ca} = v_{cn_0} - v_{an_0} \end{cases} \quad (1.59)$$

En remplaçant (1.59) dans (1.58) on obtient :

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} +2 & -1 & -1 \\ -1 & +2 & -1 \\ -1 & -1 & +2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{an_0} \\ v_{bn_0} \\ v_{cn_0} \end{bmatrix} \quad (1.60)$$

On peut déduire le potentiel entre les points n_0 et n

$$v_{nn_0} = \frac{1}{3}[v_{an_0} + v_{bn_0} + v_{cn_0}]$$

A l'aide de cette équation, l'équation instantanée de la tension entre phases peut être définie en fonction des grandeurs de commande : [14] [22].

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} v_{dc} \begin{bmatrix} +2 & -1 & -1 \\ -1 & +2 & -1 \\ -1 & -1 & +2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (1.61)$$

L'onduleur a pour objectif de générer à sa sortie, des tensions le plus sinusoïdal possible, à cet effet, différentes stratégies de commande permettant de déterminer les trois fonctions logiques S_i ($i = a, b, c$)

I.6. Simulation de l'ensemble Onduleur:

Nous avons simulé le fonctionnement de la combinaison Convertisseur -MSAPDE. La simulation est réalisée sous l'environnement Matlab/Simulink, et les paramètres de la machine sont présentés dans l'annexe. [14] [22].

La M.L.I sinus-triangle est réalisée par comparaison d'une onde modulante basse fréquence (tension de référence) à une onde porteuse haute fréquence de forme triangulaire.

Les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersection entre la porteuse et la modulante. [14][22].

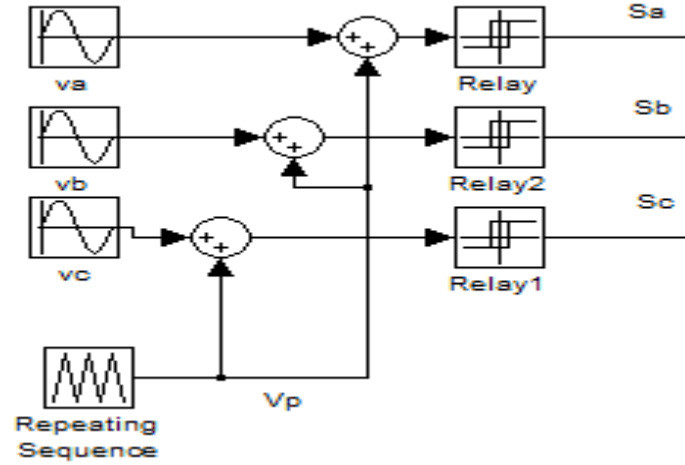


Figure (I-11) : Schéma de principe de MLI sinus triangle

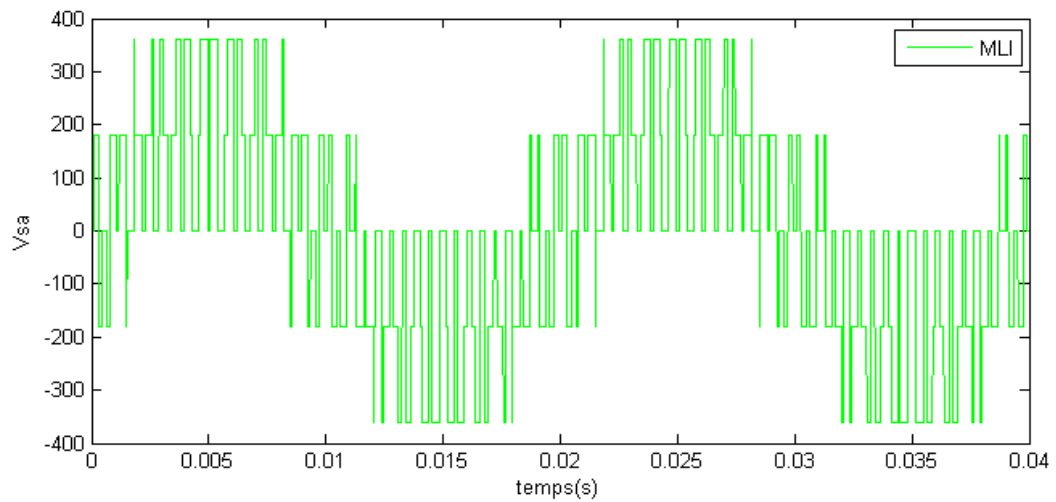


Figure (I-12) : courbe de principe de MLI sinus triangle

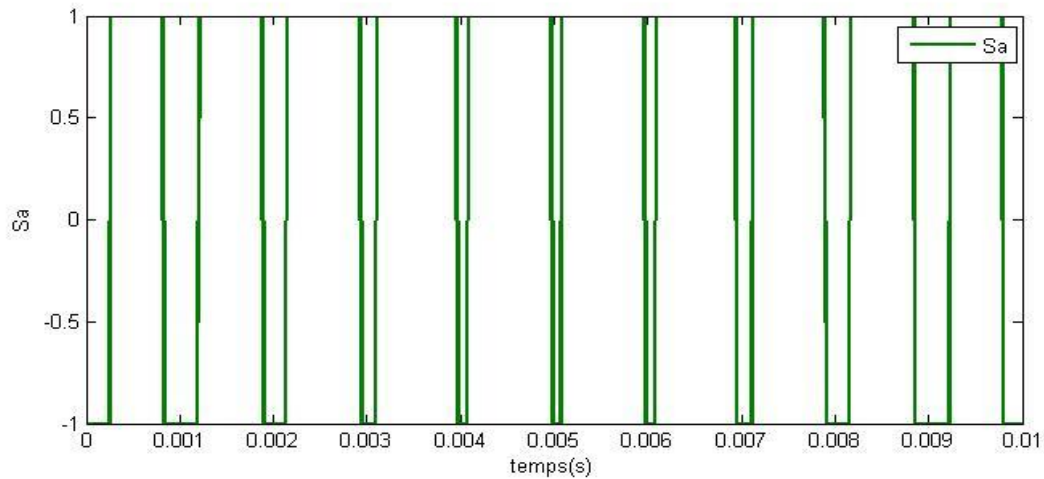


Figure (I-13) : courbe de principe de MLI sinus triangle(S_a)

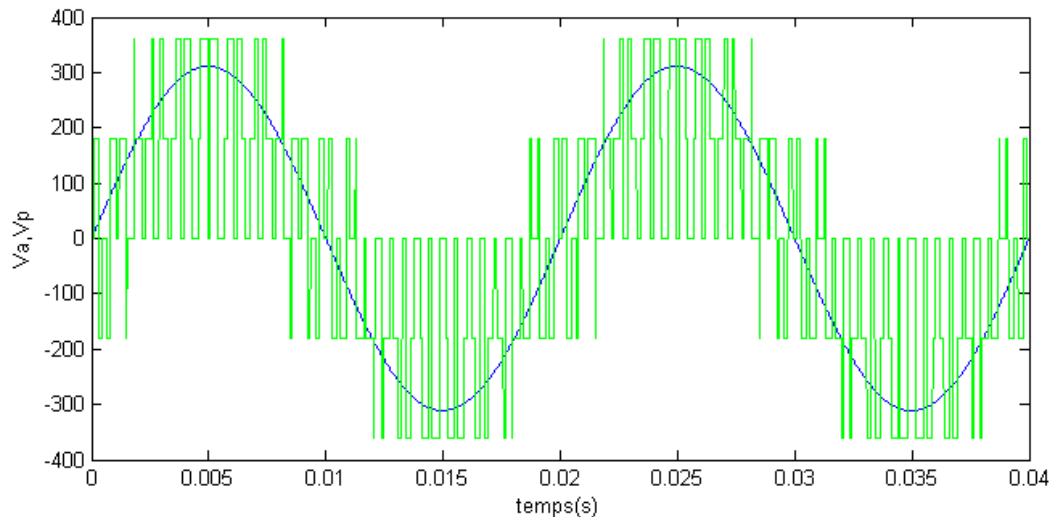


Figure (I-14) : courbe de principe de MLI sinus triangle (V_p, V_a)

I.7 Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons décrit brièvement les machines polyphasées (classification-caractéristiques-les avantages et les inconvénients), ensuite on a modélisé la MSAPDE dans les repères (a, b, c) et (α, β) , (d, q) en utilisant la transformée de Park (d, q) car le modèle devient plus simple et les non-linéarités sont réduites, En suite nous avons présenté le modèle de l'onduleur de tension et de sa commande. Il s'agit de la technique de commande par MLI sinus-triangle.

Chapitre 2

Commande DTC de la MSAPDE
utilisant le régulateur PI

II. Introduction

Le contrôle direct du couple (DTC) venu de la nomination anglo-saxonne «Direct Torque Control», et basé sur l'orientation du flux statorique, **DTC** a été introduit en **1985** par Takahashi et Depenbrock en particulier pour les machines asynchrone et synchrones. Les principaux avantages de **DTC** sont la simplicité du schéma de contrôle et son insensibilité aux variations de paramètres), [44] [45].

Récemment, il est de plus en plus utilisé dans l'industrie en remplaçant la stratégie de contrôle par un flux orienté (FOC : Field Oriented Control). Cette technique permet de calculer les grandeurs de contrôle direct du flux statorique et du couple électromagnétique à partir des mesures de courants statorique sans utilisation de capteur mécanique, la commande par la **DTC** est utilisé un repère lié au stator (α - β). L'association de la DTC à la **MSAPDE** a permis d'avoir des systèmes d'entraînement de performances très élevées [17].

Dans ce chapitre, nous étudierons le principe de contrôle direct de couple de **MSAPDE**. Pour étudier cette stratégie de contrôle, nous commencerons par introduire et implémenter une structure de contrôle **MSAPDE** par **DTC**. Ensuite, la boucle de réglage de la vitesse est entrée par le Régulateur **PI**, et les résultats de la simulation du **DTC** sont présentés pour mettre en évidence les performances des techniques proposées.

II.2 Principe de la commande DTC :

La commande directe du couple est basée sur l'orientation du flux statorique en utilisant les valeurs instantanées du vecteur tension. [37]. L'objectif est de maintenir les quantités de flux statorique et de moment électromagnétique dans ces plages d'hystérésis. La sortie de ces régulateurs détermine le vecteur tension onduleur optimal à appliquer à chaque instant de commutation [26].

Le DTC est basé sur la sélection directe des vecteurs de tension en fonction des différences entre les références de couple et de flux et leurs valeurs réelles [24] [28].

Le contrôle direct du couple présente généralement d'excellentes caractéristiques dynamiques, généralement définies comme [24] :

Une réponse dynamique de la machine très rapide, et sa mise en œuvre se démarque sensiblement des commandes par flux orienté; elle ne nécessite pas de transformation de coordonnées (Park) dans des axes tournants.

Les modifications des paramètres du rotor de la machine n'affectent pas le contrôle dans sa version de base ; de plus, l'estimation du flux statorique ne dépend que de la résistance statorique (par l'intégration en boucle ouverte de la **FEM** du stator).

Le fonctionnement à flux variable n'affecte pas la régulation du couple, la commande directe assurant naturellement le découplage des grandeurs réglées.

II.3 Avantages de la commande directe du couple :

Plusieurs avantages de la commande **DTC**, on peut résumer aux points suivants [38] [39].

- Il n'est pas nécessaire de faire la transformation des coordonnées, car les courants et les tensions sont dans un repère lié au stator.
- Elle exige deux comparateurs à hystérésis, tandis que dans la commande vectorielle indirecte exige 4 régulateurs PI et un modulateur de PWM.
- Il n'est pas nécessaire de connaître avec une grande précision l'angle de position rotorique.
- Robustesse lors des variations paramétriques.
- Utilise un modèle simplifié de la machine.

- Possibilité d'appliquer les algorithmes du système avec des cartes d'acquisition.

II.4 Les Inconvénients de la DTC :

La commande directe du couple possède plusieurs inconvénients on peut résumer aux points suivants [38] [40].

- La nécessité de disposer des estimations de flux et du couple.
- La fréquence de commutation n'est pas constante (utilisation des comparateurs à hystérésis).
- L'existence de problèmes à basse vitesse.

II.5 Modélisation vectorielle de la machine :

Pour mieux comprendre les conditions de contrôle dynamique du couple d'une machine asynchrone, on peut se référer à son modèle vectoriel. Il s'agit d'utiliser des expressions vectorielles propres à la machine et de se situer dans le référentiel statorique (S), qui est défini par un ensemble d'axes liés au stator (α - β). Les équations pour les côtés stator et rotor de la machine sont formulées comme suit :

$$\bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + \frac{d\bar{\varphi}_s}{dt} \quad (2-1)$$

$$0 = R_r \bar{I}_r + \frac{d\bar{\varphi}_r}{dt} + J\omega \bar{\varphi}_s \quad (2-2)$$

Le vecteur tension \bar{V}_s est délivré par un onduleur de tension triphasé, dont l'état des interrupteurs, supposés parfaits, est représenté en théorie par trois grandeurs booléennes de commande S_i ($i = a, b, c$) telles que [32] [17] [46] :

$S_i=1$ 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 combinaisons des trois grandeurs S_a, S_b, S_c permettent de générer huit positions du vecteur \bar{V}_s dont deux correspondent au vecteur nul.

$$S_a, S_b, S_c = (0,0,0) \quad (2-3)$$

$$S_a, S_b, S_c = (1,1,1) \tag{2-4}$$

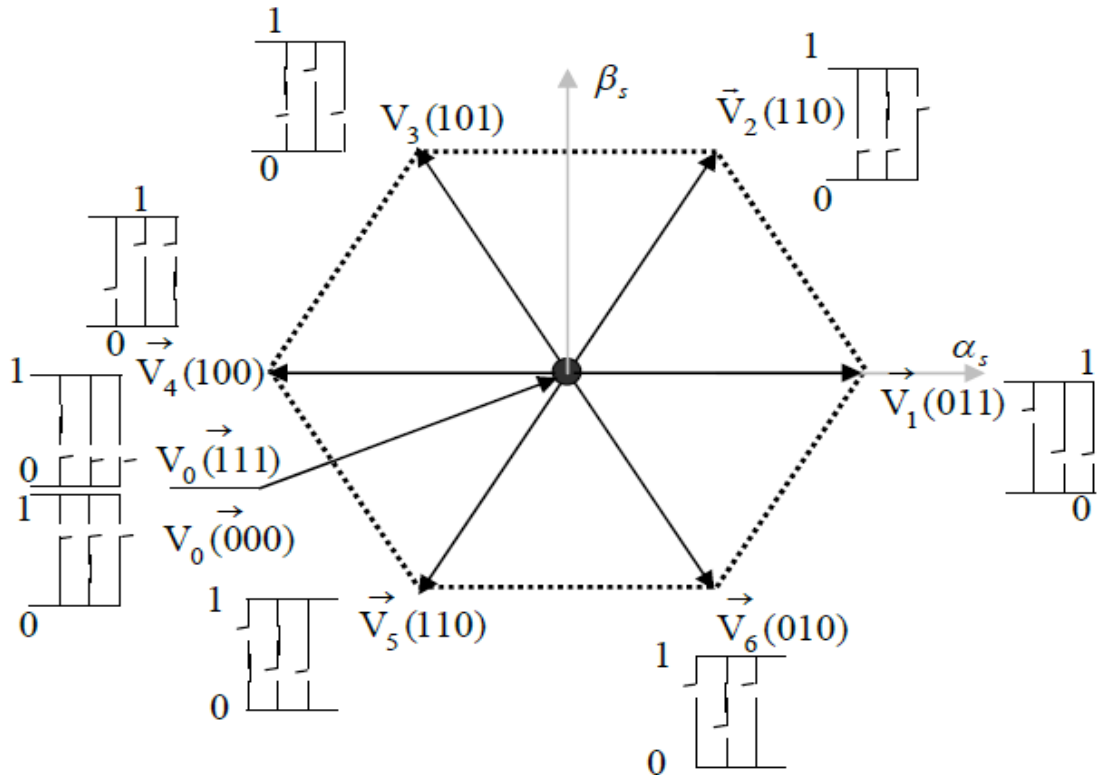


Figure (II-1): Représentation vectorielle du vecteur de tension de l'onduleur

Le vecteur tension V_s peut s'écrire sous la forme :

$$\vec{V}_s = \sqrt{\frac{2}{3}} U_c [S_a + S_b j^{\frac{2\pi}{3}} + S_c j^{\frac{4\pi}{3}}] \tag{2-5}$$

II.6 Contrôle du vecteur flux statorique :

Le contrôle direct du couple est basé sur l'orientation des liaisons flux stator, leur expression dans le référentiel $(\alpha-\beta)$ par rapport au stator est obtenue par l'équation différentielle suivante [17] [26] [14].

$$\vec{V}_s = R_s \cdot \vec{I}_s + \frac{d\vec{\varphi}_s}{dt} \tag{2-6}$$

Sur un intervalle périodique de contrôle $[0, T_e]$, les commandes (s_a, s_b, s_c) sont fixes. Ainsi on peut écrire [32] [14].

$$\vec{\varphi} = \vec{\varphi}_{s0} + \int_0^T (\vec{V}_s - R_s \vec{I}_s) dt \tag{2-7}$$

On néglige la chute de tension à la résistance du stator, on obtient [46]:

$$\bar{\varphi}(t) = \bar{\varphi}_{s_0} + \int_0^t \bar{V}_s \cdot dt \quad (2-8)$$

$\bar{\varphi}_{s_0}$: Vecteur flux à $t=0$

Pendant la période $[0, T_e]$, On applique un vecteur de tension non nul à la machine, on trouve:

$$\bar{\varphi}_s(t) \approx \bar{\varphi}_{s_0} + \bar{V}_s T_e \quad (2-9)$$

Donc

$$\Delta \bar{\varphi}_s \approx \bar{V}_s T_e \quad (2-10)$$

T_e C'est la période d'échantillonnage.

$\Delta \bar{\varphi}_s$ C'est la variation du vecteur flux statorique.

Pour une période d'échantillonnage constante l'erreur du flux statorique $\Delta \bar{\varphi}_s$ est proportionnelle au vecteur de tension appliqué au stator de la machine. La figure montre que la sélection des tensions \bar{V}_i correspondant au contrôle de l'amplitude de flux statorique $\bar{\varphi}_s$ dans le plan $(\alpha- \beta)$. L'équation (2-5) montre que lors de l'application d'un vecteur tension constant, l'extrémité du vecteur flux statorique évolue dans le temps décrivant une droite parallèle à ce vecteur tension, et en se déplacent dans la direction du vecteur tension statorique \bar{V}_s à une vitesse égale à son amplitude [31].

La figure (2.2) montre un exemple de l'évolution de l'extrémité du vecteur flux statorique dans le cas où $\bar{V}_s = \bar{V}_3$. Cette figure montre que la composante radiale de la vectrice tension agit sur l'amplitude du vecteur flux et sa composante tangentielle agit sur la position du vecteur flux. En sélectionnant pas à pas la vectrice tension appropriée, il est possible de faire suivre au vecteur flux statorique une trajectoire choisie permettant d'avoir une bonne dynamique de la machine [31].

Donc pour augmenter le flux statorique, il suffit d'appliquer un vecteur de tension qui lui est colinéaire et dans sa direction, et vice versa [27].

Lorsque le vecteur tension sélectionné \vec{V}_S est non nul, le sens de déplacement de l'extrémité de $\vec{\varphi}_S$ est donné par sa dérivée $\frac{d\vec{\varphi}_S}{dt}$. Par conséquent, Ainsi la “vitesse ” de déplacement de l'extrémité de $\vec{\varphi}_S$ lorsqu'on néglige le terme $R_S I_S$ est donnée par $\vec{V}_S = \frac{d\vec{\varphi}_S}{dt}$. La vitesse de rotation de ψ si dépend fortement du choix de \vec{V}_S , elle est maximale pour un vecteur \vec{V}_S perpendiculaire à la direction de $\vec{\varphi}_S$ et nulle si on applique un vecteur nul, elle peut aussi être négative [14]. .

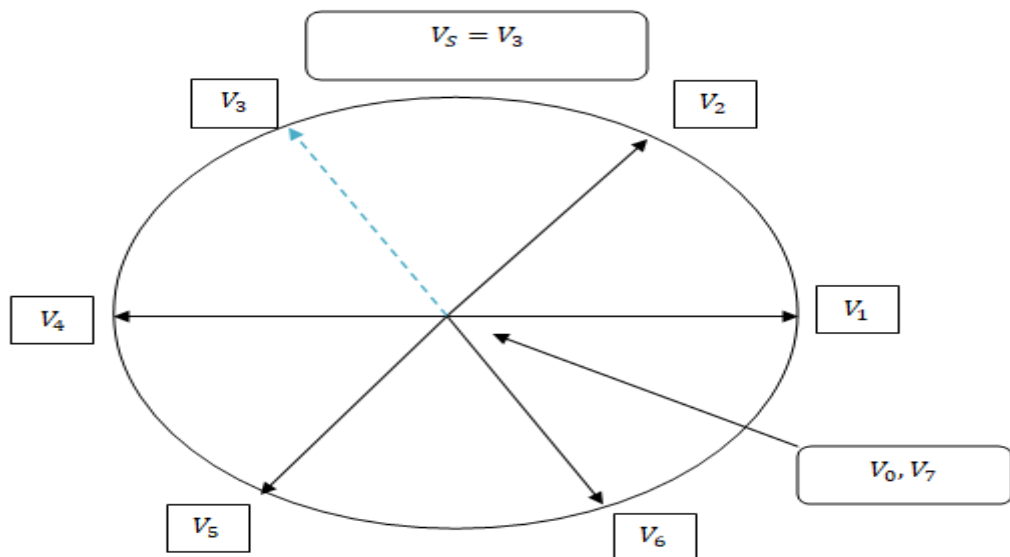


Figure (II -2): Evolution de l'extrémité de vecteur de flux statorique ($\vec{\varphi}_S$) pour R_s et I_s négligeable.

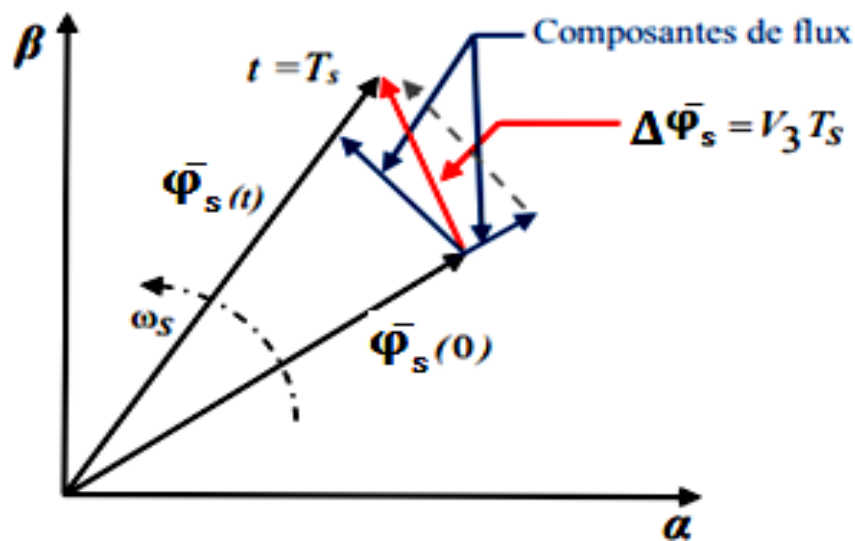


Figure (II -3): Courbe de vecteur de flux statorique dans le repère (α , β).

II.7 Contrôle du Couple Electromagnétique :

Le couple électromagnétique s'exprime en fonction du flux statorique et du flux rotorique de la façon suivante [27]:

$$C_{em} = \frac{pM}{\delta L_s L_r} \bar{\varphi}_s \bar{\varphi}_r \sin(\theta) \quad (2 - 11)$$

- $\bar{\varphi}_s$ c'est Le vecteur de flux statorique.
- $\bar{\varphi}_r$ c'est Le vecteur de flux rotorique.
- θ c'est L'angle entre les vecteurs des flux statorique et rotorique.

Le couple dépend donc de l'amplitude des deux vecteurs $\bar{\varphi}_s$ et $\bar{\varphi}_r$ 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 ainsi contrôler l'amplitude de $\bar{\varphi}_s$, et le couple électromagnétique de façon découplée [27] [17].

II.7.1 Sélection du vecteur tension \bar{V}_s :

L'extrémité du vecteur flux doit avoir une trajectoire circulaire afin de fixer l'amplitude du vecteur. Pour ce faire, le vecteur tension doit toujours être perpendiculaire au vecteur flux. Ou comme il n'y a que huit vecteurs, on est obligé d'accepter une variation d'amplitude autour de la valeur désirée.

Le choix du vecteur tension \vec{V}_s dépend de la variation souhaitée pour le module d'écoulement statorique $\overline{\varphi}_s$, de son sens de rotation et également de l'évolution souhaitée pour le couple. On délimite généralement l'espace d'évolution de $\overline{\varphi}_s$ dans le référentiel fixe lié au stator, en le décomposant en six zones symétriques par rapport aux directions des tensions non nulles.

La sélection du vecteur de flux dans ces régions est déterminée par ses composants. Lorsque le vecteur de flux est dans la région numérotée (implicite), le contrôle de flux Le couple peut être garanti en sélectionnant l'un des huit vecteurs de tension suivants [28] [37] [17]:

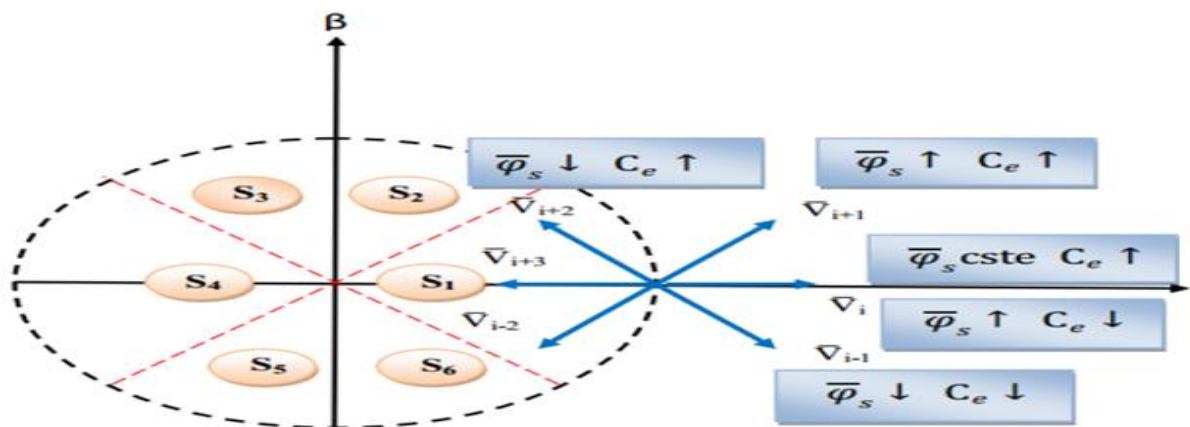


Figure (II -4): Choix du vecteur de tension

- Si \vec{V}_{i+1} est sélectionné, alors les amplitudes $\overline{\varphi}_s$ du flux et du couple C_e croissent.
- Si \vec{V}_{i+1} est sélectionné, alors l'amplitude du flux $\overline{\varphi}_s$ décroît et celle du couple C_e croit.
- Si \vec{V}_{i-1} est sélectionné, alors l'amplitude du flux $\overline{\varphi}_s$ croit et celle du couple C_e décroît.
- Si \vec{V}_{i-2} est sélectionné, alors les amplitudes du flux $\overline{\varphi}_s$ et du couple C_e décroissent.
- Si $\square \vec{V}_0$ ou $\square \vec{V}_7$ sont sélectionnées, alors l'amplitude du flux $\overline{\varphi}_s$ s'arrête et celle du couple C_e décroît si la vitesse est positive et croit si la vitesse est négative.

II.8 Estimations :

II.8.1 Estimateur du flux statorique :

La structure DTC nécessite une estimation du flux et du couple. Le flux statorique peut être estimé par différentes techniques en fonction de la vitesse angulaire (ou position) du rotor, mesurée ou non. Typiquement, un estimateur de "modèle de tension" classique est

utilisé. Par conséquent, l'amplitude du flux statorique est estimée à partir de ses composants [47].

En utilisant l'équation suivante [47] [42]:

$$\bar{\varphi}_s = \int_0^T (\bar{V}_s - R_s \bar{I}_s) dt \quad (2-12)$$

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

$$\bar{\varphi}_s = \bar{\varphi}_{s\alpha} + j\bar{\varphi}_{s\beta} \quad (2-13)$$

$$\bar{\varphi}_{s\alpha} = \int_0^T (\bar{V}_{s\alpha} - R_s \bar{I}_{s\alpha}) dt \quad (2-14)$$

$$\bar{\varphi}_{s\beta} = \int_0^T (\bar{V}_{s\beta} - R_s \bar{I}_{s\beta}) dt \quad (2-15)$$

Le module du flux statorique s'écrit [41] :

$$\bar{\varphi}_s = \sqrt{\bar{\varphi}_{s\alpha}^2 + \bar{\varphi}_{s\beta}^2} \quad (2-16)$$

Pour calculer les composantes $\bar{I}_{s\alpha}$, $\bar{I}_{s\beta}$ du vecteur courant statorique, on utilise la transformation de Concordia au courant mesurée [25] :

$$\bar{I}_s = \bar{I}_{s\alpha} + \bar{I}_{s\beta} \quad (2-17)$$

$$\bar{I}_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} i_{s\alpha} \quad (2-18)$$

$$\bar{I}_{s\beta} = \sqrt{\frac{1}{2}} (i_{s_b} - i_{s_c}) \quad (2-19)$$

Les composantes du vecteur tension sont reconstituées à partir de la tension continue par les relations suivantes [17]:

$$\bar{V}_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} (s_a - \frac{1}{2}(s_b + s_c)) U_{dc} \quad (2-20)$$

$$\bar{V}_{s\beta} = \sqrt{\frac{1}{2}} (s_b - s_c) U_{dc} \quad (2-21)$$

Le secteur dans laquelle se situe le vecteur $\bar{\varphi}_s$ est déterminée à partir des

Composantes ($\bar{\varphi}_{s\alpha}$, $\bar{\varphi}_{s\beta}$).

L'angle θ_s :

$$\theta_s = \arctg \frac{\bar{\varphi}_{s\beta}}{\bar{\varphi}_{s\alpha}} \quad (2-22)$$

Ces équations représentent les étapes de calcul nécessaires pour estimer l'amplitude et la position du vecteur de flux du stator. Cet estimateur n'a besoin de connaître que la résistance du stator, sinon l'erreur a un effet négligeable sur cette dernière [48].

II.8.2 Estimation du couple électromagnétique :

Le couple électromagnétique peut être estimé d'après sa formule ci-dessous [28]:

$$C_{em} = p(\bar{\varphi}_{s\alpha} \bar{I}_{s\alpha} - \bar{\varphi}_{s\beta} \bar{I}_{s\beta}) \quad (2-23)$$

L'estimation du flux statorique et du couple électromagnétique nécessite la connaissance des composantes de courant [29] et des composantes de tension statorique. Il est réservé aux cas où des commandes non linéaires sont appliquées à machine, en particulier celles de DTC.

II.9 Elaboration des contrôleurs :

II.9.1 Contrôleur de flux à deux niveaux :

Le but de cette correction est de maintenir l'amplitude du flux stator bande, tenant ainsi les extrémités de ce dernier dans la couronne ronde, comme le montre la figure. La sortie de correcteur doit indiquer le sens d'évolution du module de $\bar{\varphi}_s$, afin de sélectionner le vecteur tension correspondant.

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

La sortie du correcteur, représentée par une variable booléenne **cflx** indique directement si l'amplitude du flux doit être augmentée (**cflx = 1**) ou diminuée (**cflx = 0**) de manière à garder l'erreur entre le flux estimé et le flux de référence dans une largeur d'hystérésis $\Delta\bar{\varphi}_s$ [30] [24].

$$\bar{\varphi}_{ref} - \bar{\varphi}_s \leq \Delta\bar{\varphi}_s \quad (2-24)$$

$\Delta\bar{\varphi}_s$: Écart d'hystérésis.

$\bar{\varphi}_{ref}$: Couple de référence.

$\bar{\varphi}_s$: Flux estimé.

$cflx = 1$ \implies Le module de flux statorique doit être augmenté.

$cflx = 0$ \implies Le module de flux statorique doit être diminué.

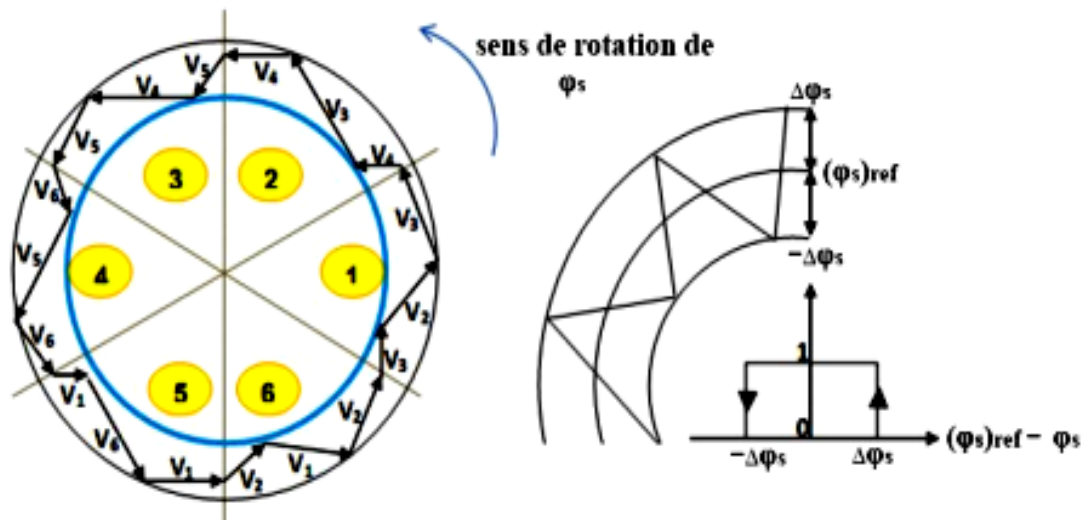


Figure (II -5): Contrôleur à hystérésis à deux niveaux.

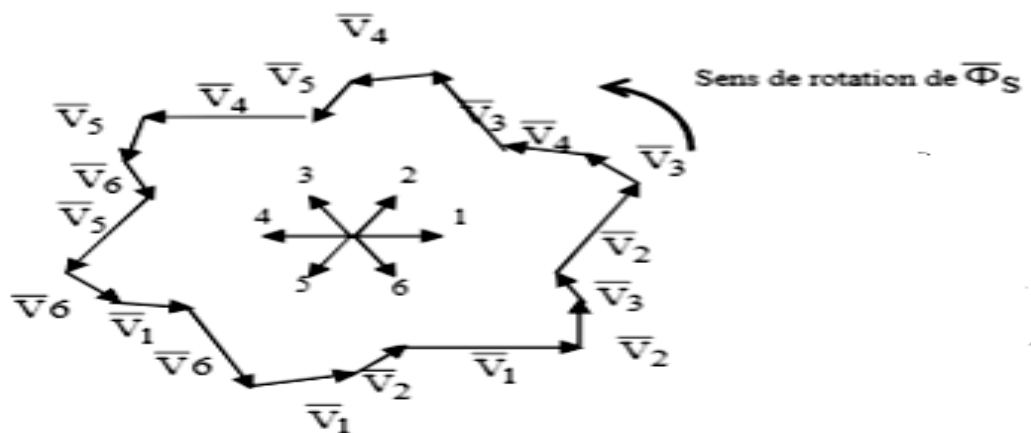


Figure (II -6): Sélection des tensions correspondant au contrôle de flux.

II.9.2 Contrôleur du couple :

De la même façon, le correcteur du couple électromagnétique est possible grâce à deux types de correcteurs à hystérésis, un correcteur à hystérésis à deux niveaux ou trois niveaux. Le correcteur à deux niveaux présente l'avantage de la simplicité de contrôle mais dans un seul sens de rotation de la machine, alors que le correcteur à trois niveaux assure le contrôle du moteur dans les deux sens de rotation. La fonction de sortie du correcteur du couple est définie de telle sorte qu'elle respecte les conditions suivantes [33]:

$$C_{\text{ref}} - C_{\text{em}} \leq \Delta C_{\text{em}} \quad (2-25)$$

C_{ref} : Le couple de référence.

C_{em} : Couple électromagnétique estimé.

ΔC_{em} : L'écart d'hystérésis du contrôleur de couple.

II.9.3 Correcteur à Deux Niveaux :

Ce correcteur est le même que celui utilisé pour contrôler le module $\bar{\varphi}_s$ et ne permet de contrôler le couple que dans un seul sens de rotation. Ainsi, seuls les vecteurs \bar{V}_{i+1} et \bar{V}_{i+2} peuvent être choisis pour provoquer l'évolution du flux $\bar{\varphi}_s$. Par conséquent, la diminution du couple est uniquement réalisée par la sélection des vecteurs nuls. Avec ce correcteur, pour inverser le sens de rotation de la machine il est nécessaire de croiser deux phases de la machine. Cependant ce correcteur est plus simple à implanter. De plus en sélectionnant correctement les vecteurs nuls suivant les zones N_i . Nous voyons que pour chaque région i , l'onduleur a un bras qui ne commute jamais, de sorte que la fréquence de commutation moyenne des commutateurs peut être réduite, réduisant ainsi les pertes en commutant au niveau de l'onduleur [28].

II.9.4 Correcteur à trois niveaux :

Un comparateur à hystérésis à trois niveaux **(-1, 0, 1)**, permet de contrôler le moteur dans les deux sens de rotation, en générant soit un couple positif, ou un couple négatif [34] [35] [47]:

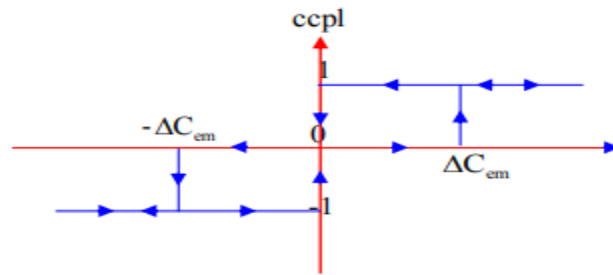


Figure (II -7): Correcteur à hystérésis à trois niveaux.

Si $\Delta C_{em} > \varepsilon_{ce}$		alors $K_c = 1$
Si $0 \leq \Delta C_{em} \leq \varepsilon_{ce}$	et $d\Delta C_{em}/dt > 0$	alors $K_c = 0$
Si $0 \leq \Delta C_{em} \leq \varepsilon_{ce}$	et $d\Delta C_{em}/dt < 0$	alors $K_c = 1$
Si $\Delta C_{em} < -\varepsilon_{ce}$		alors $K_c = -1$
Si $-\varepsilon_{ce} \leq \Delta C_{em} < 0$	et $d\Delta C_{em}/dt > 0$	alors $K_c = 0$
Si $-\varepsilon_{ce} \leq \Delta C_{em} < 0$	et $d\Delta C_{em}/dt < 0$	alors $K_c = 1$

Pour réduire la valeur du couple, en plus des vecteurs nuls, on peut appliquer les vecteurs \vec{V}_{i-1} et \vec{V}_{i-2} ce qui permet une décroissance rapide du couple électromagnétique [36].

En utilisant le correcteur à hystérésis à trois niveaux, le vecteur flux rotorique $\bar{\varphi}_r$, pour un sens de rotation du moteur donné, rattraper le flux ϕ s lorsque celui-ci est à l'arrêt ou en mouvement. Le moteur tourne dans le sens inverse [36].

II.10 Elaboration des tables de commutation :

II.10.1 Stratégie de Commutation dans la DTC :

Le but est à e réaliser un contrôle performant par une combinaison de différentes stratégies de commutation. Une sélection appropriée du vecteur de tension à chaque période d'échantillonnage maintient le couple et le flux dans les limites des deux bandes d'hystérésis. En particulier, la sélection est basée sur l'erreur instantanée du débit $\bar{\varphi}_s$ et couple électromagnétique C_{em} [14]. [36]. Plusieurs vecteurs tensions peuvent être sélectionnées pour une combinaison donnée du flux et du couple [14].

II.10.2 Table de Commutation du Flux :

Le tableau résume de manière générale les séquences de tension à appliquer pour Augmenter ou diminuer le coefficient de flux stator selon le secteur N_i [23] [14] [37].

	N_1	N_2	N_3	N_4	\vec{V}_2	\vec{V}_2
$\bar{\varphi}_s$ Augmenter	\vec{V}_6	\vec{V}_1	\vec{V}_2	\vec{V}_3	\vec{V}_4	\vec{V}_5
	\vec{V}_1	\vec{V}_2	\vec{V}_3	\vec{V}_4	\vec{V}_5	\vec{V}_6
	\vec{V}_2	\vec{V}_3	\vec{V}_4	\vec{V}_5	\vec{V}_6	\vec{V}_1
$\bar{\varphi}_s$ diminuer	\vec{V}_3	\vec{V}_4	\vec{V}_5	\vec{V}_6	\vec{V}_1	\vec{V}_2
	\vec{V}_4	\vec{V}_5	\vec{V}_6	\vec{V}_1	\vec{V}_2	\vec{V}_3
	\vec{V}_5	\vec{V}_6	\vec{V}_7	\vec{V}_2	\vec{V}_3	\vec{V}_4

Tableau (II.1) : Table de Commutation du Flux.**II.10.3 Table de Commutation du Couple :**

Le tableau de commande de couple montre la séquence des tensions lorsqu'elles sont appliquées selon le segment, pour augmenter ou diminuer la valeur de couple [14] [17].

	N_1	N_2	N_6	N_4	N_5	N_6
C_{em} /augmenter	\vec{V}_2	\vec{V}_3	\vec{V}_4	\vec{V}_5	\vec{V}_6	\vec{V}_1
	\vec{V}_3	\vec{V}_4	\vec{V}_5	\vec{V}_6	\vec{V}_1	\vec{V}_2
C_{em} diminuer	\vec{V}_5	\vec{V}_6	\vec{V}_1	\vec{V}_2	\vec{V}_3	\vec{V}_4
	\vec{V}_6	\vec{V}_1	\vec{V}_2	\vec{V}_3	\vec{V}_4	\vec{V}_6

Tableau (II.2) : Table de Commutation du Couple.

II.10.4 Table de commutation du Flux et du Couple :

La comparaison des tables de commande de flux stator et du coefficient de couple de l'électromagnétique permet le réglage final d'une seule table de commande, la première avec vecteurs tension active et non nul et la deuxième avec vecteurs tension nuls [14] [24] [43].

Flux	couple	N ₁	N ₂	N ₃	N ₄	N ₅	N ₆	Correcteur
Cflx=1	1	\vec{V}_2	\vec{V}_3	\vec{V}_4	\vec{V}_5	\vec{V}_6	\vec{V}_1	2 niveaux
	0	\vec{V}_1	\vec{V}_2	\vec{V}_3	\vec{V}_4	\vec{V}_5	\vec{V}_6	
	-1	\vec{V}_6	\vec{V}_1	\vec{V}_2	\vec{V}_3	\vec{V}_4	\vec{V}_5	3 niveaux
Cflx=0	1	\vec{V}_3	\vec{V}_4	\vec{V}_5	\vec{V}_6	\vec{V}_1	\vec{V}_2	2 niveaux
	0	\vec{V}_4	\vec{V}_5	\vec{V}_6	\vec{V}_1	\vec{V}_2	\vec{V}_3	
	-1	\vec{V}_5	\vec{V}_6	\vec{V}_1	\vec{V}_2	\vec{V}_3	\vec{V}_4	3 niveaux

Tableau (II.3) : Comparateur à Hystérésis à Trois Niveaux avec les Vecteurs de Tension non Nuls.

II.10.5 Table de commutation avec les vecteurs tensions nulles :

L'évolution du comportement de la commande est représentée en utilisant une tension nulle dans les quatre quadrants. Les résultats de simulation du **DTC** amélioré en utilisant un comparateur d'hystérésis à trois niveaux avec une tension nulle sont collectés [40] [14] [17]. En sélectionnant l'un des vecteurs nuls.

FLUX	COUPLE	N ₁	N ₂	N ₃	N ₄	N ₅	N ₆	CORRECTEUR
1	1	\vec{V}_2	\vec{V}_3	\vec{V}_4	\vec{V}_5	\vec{V}_6	\vec{V}_1	2 NIVEAUX
	0	\vec{V}_7	\vec{V}_0	\vec{V}_7	\vec{V}_0	\vec{V}_7	\vec{V}_0	

	-1	\vec{V}_6	\vec{V}_1	\vec{V}_2	\vec{V}_3	\vec{V}_4	\vec{V}_5	3 NIVEAUX
0	1	\vec{V}_3	\vec{V}_4	\vec{V}_5	\vec{V}_6	\vec{V}_1	\vec{V}_2	2 NIVEAUX
	0	\vec{V}_0	\vec{V}_7	\vec{V}_0	\vec{V}_7	\vec{V}_0	\vec{V}_7	
	-1	\vec{V}_5	\vec{V}_6	\vec{V}_1	\vec{V}_2	\vec{V}_3	\vec{V}_4	3 NIVEAUX

Tableau (II.4) : comparateur à hystérésis à trois niveaux avec les vecteurs de tension nuls.

En sélectionnant l'un des vecteurs nuls. La réaction du flux statorique es arrêté, ce qui entraine une diminution du couple. On choisit V_0 ou V_7 pour minimiser le nombre de commutation d'un même interrupteur de l'onduleur.

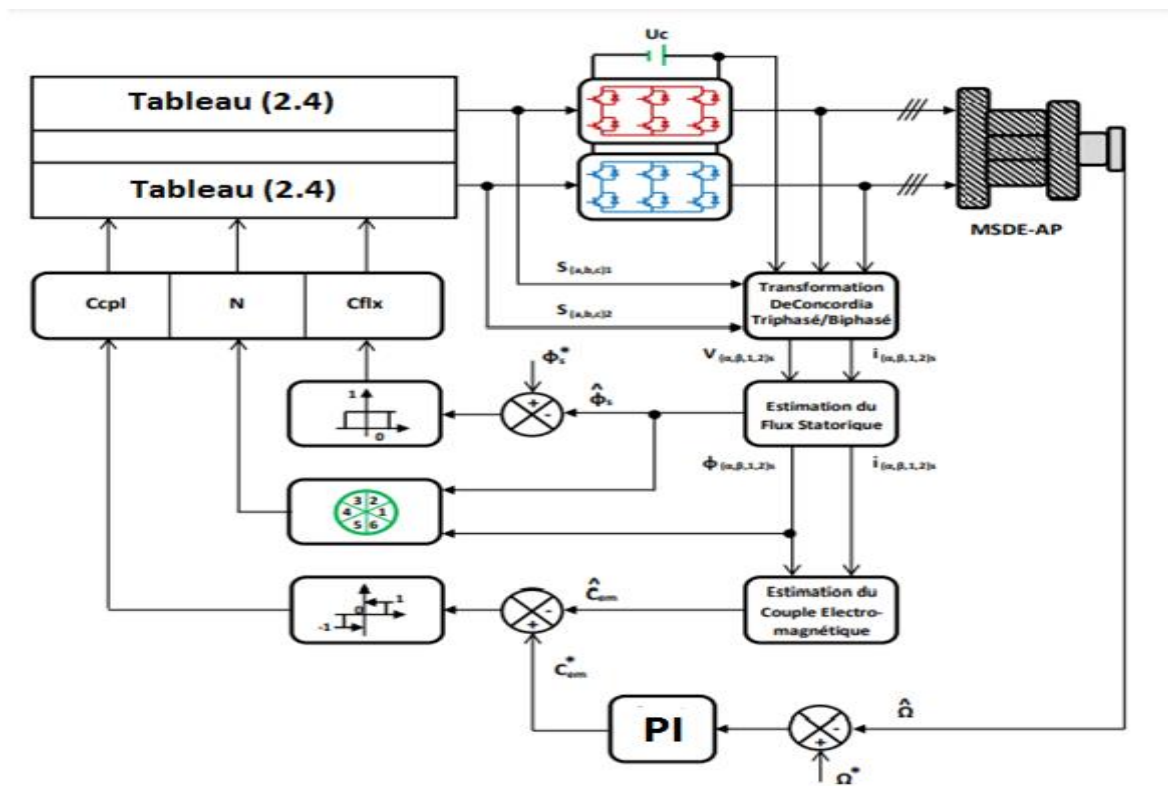


Figure (II -8): Schéma de la structure générale du contrôle direct du couple pour MSAPDE.

II.11 La régulation :

Soit $Y^*(t)$ le signal à poursuivre, et $Y(t)$ le signal de sortie du système à contrôler

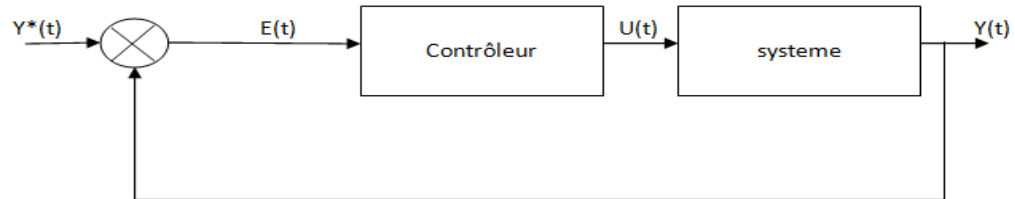


Figure (II -9): Représentation de la commande par PI.

La loi de commande est :

$$U(t) = K_p e(t) + K_i \int e(t) dt \quad (2-26)$$

II.11.1 Action proportionnelle (K_p) :

Si K_p est grand, la correction est rapide. Le risque de dépassement et d'oscillation dans la sortie s'accroît.

Si K_p est petit, la correction est lente, il y a moins de risque d'oscillations.

II.11.2 Action intégrale (K_i) :

L'action intégrale régit lentement à la variation de l'erreur et assure un rattrapage progressif de la consigne.

Tant que l'erreur positive (ou négative) subsiste, l'action $U(t)$ augmente (ou diminue) jusqu'à ce que l'erreur s'annule.

II.11.3 Régulateur de vitesse :

Pour le réglage de la vitesse, on utilise le schéma bloc suivant :

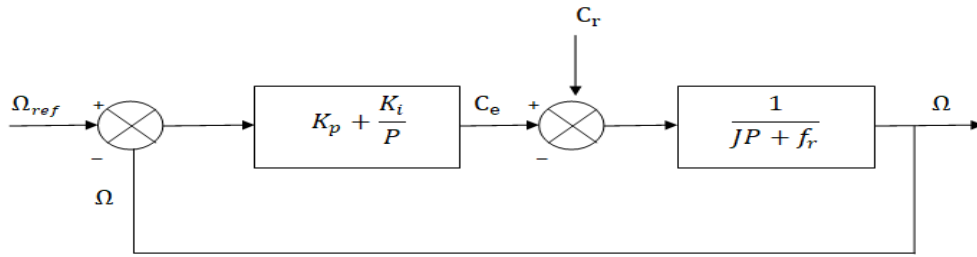


Figure (II -10): boucle de régulation de la vitesse de la MSAPDE.

La régulateur de la vitesse permet de déterminer le couple référence, afin de maintenir la vitesse correspondante. La dynamique de la vitesse est donnée par l'équation mécanique suivante [38].

$$J \frac{d\Omega}{dt} + f_r \Omega = C_e - C_r \quad (2 -27) \quad \Rightarrow \quad \Omega = \frac{C_e - C_r}{JP + f_r} \quad (2 -28)$$

La fonction de transfert du régulateur de vitesse est donnée par [39].

$$K_p + \frac{K_i}{P} = \frac{K_i}{P} \left(P + \frac{K_i}{K_p} \right) \quad (2 -29)$$

$$FTBO_{\Omega} = \frac{K_i}{P} \left(P + \frac{K_i}{K_p} \right) \frac{1}{JP + f_r} \quad (2 -30)$$

En adoptant la méthode de placement de pole et la fonction de transfert de la vitesse en boucle fermée est donnée par : [38].

$$FTBF_{\Omega} = \frac{\Omega}{\Omega_{REF}} = \frac{K_p \left(P + \frac{K_i}{K_p} \right)}{JP^2 + (K_p + f_r)P + K_i} \quad (2 -31)$$

La possède une dynamique de 2^{ème} ordre, par identification à la forme canonique du 2^{ème} ordre dont l'équation caractéristique est représentée comme suit : [38]. [39].

$$\left(\frac{1}{\omega_0^2} \right) P^2 + \left(\frac{2\varepsilon}{\omega_0} \right) P + 1 \quad (2 -32)$$

Alors :

$$\frac{K_p + f_r}{K_i} = \left(\frac{2\varepsilon}{\omega_0} \right) \quad (2 -33)$$

$$\frac{J}{K_p} = \left(\frac{1}{\omega_0^2}\right) \tag{2 -34}$$

Avec : ε Coefficient d'amortissement.

On obtient:

$$K_i = J\omega_0^2 \tag{2 -35}$$

$$K_p = \frac{2\varepsilon\omega_0}{K_i} \tag{2 -36}$$

II.12 Résultats de la Simulation :

Après découplage et synthèse du régulateur, nous simulons le Contrôle de la vitesse via le régulateur PI de MSAPDE. Le système est simulé sous Matlab-Simulink.

Les paramètres machine utilisés dans les simulations sont résumés dans L'annexe est placée à la fin de ce mémoire. Les commandes se caractérisent par conditions de fonctionnement de la machine.

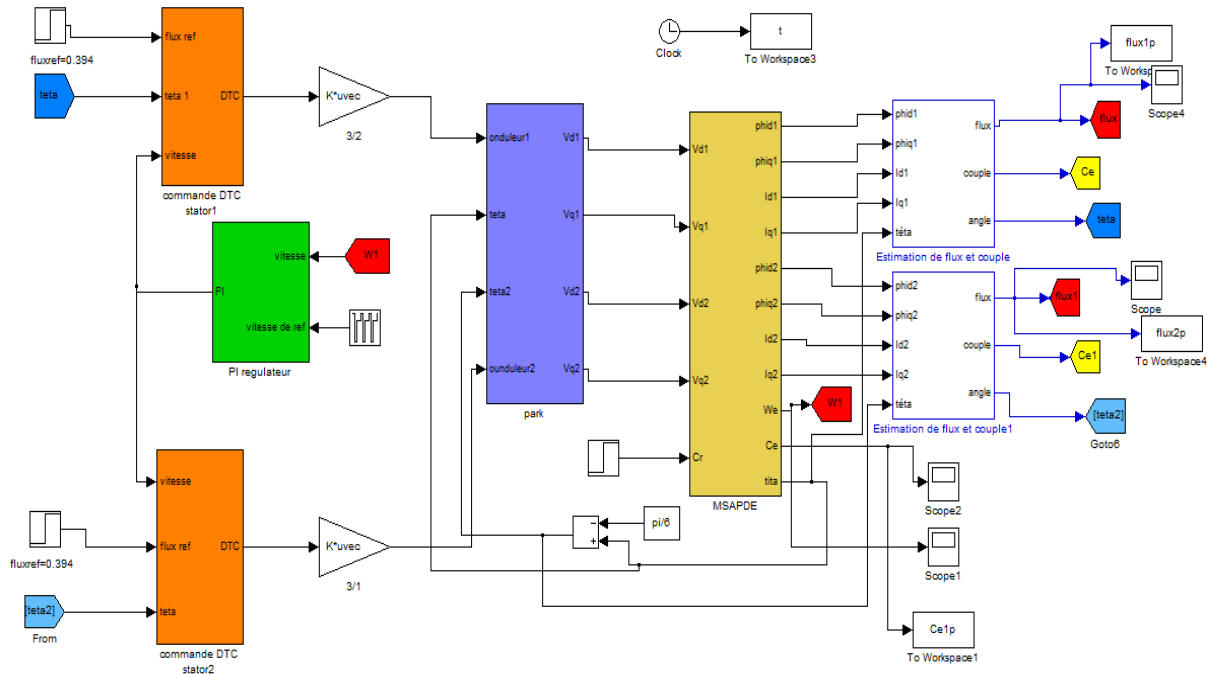


Figure (II -11): schéma MSAPDE.

II.12.1 Test de Robustesse vis-à-vis de la Variation de Couple de Charge

Les figures suivantes représentent le comportement du MSAPDE dans des conditions de charge en appliquant un couple de charge (10Nm à $t=0.20s$).après le démarrage à une vitesse de référence (100 rad/s).

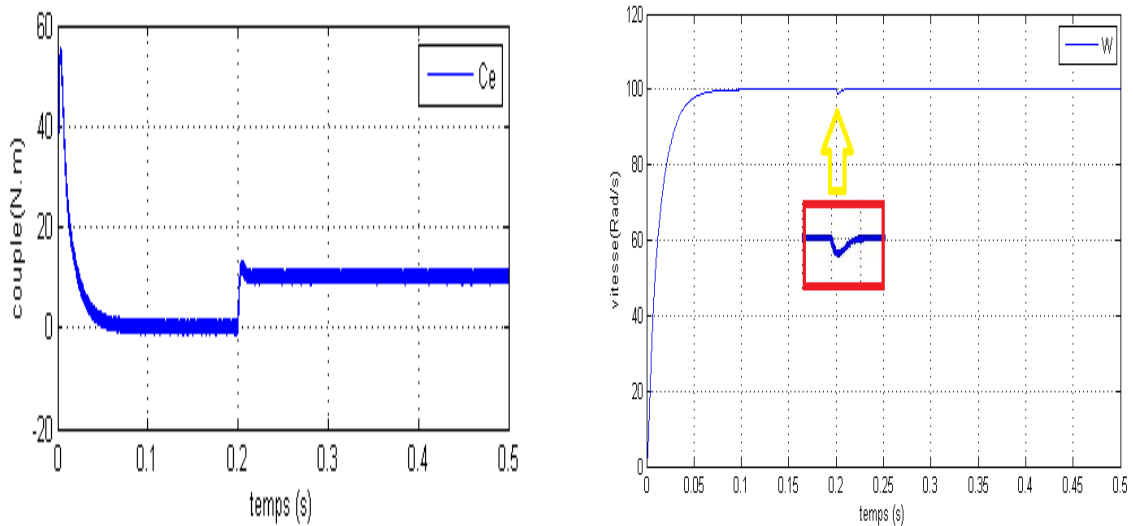


Figure (II -12): réponse de couple et vitesse de la MSAPDE.

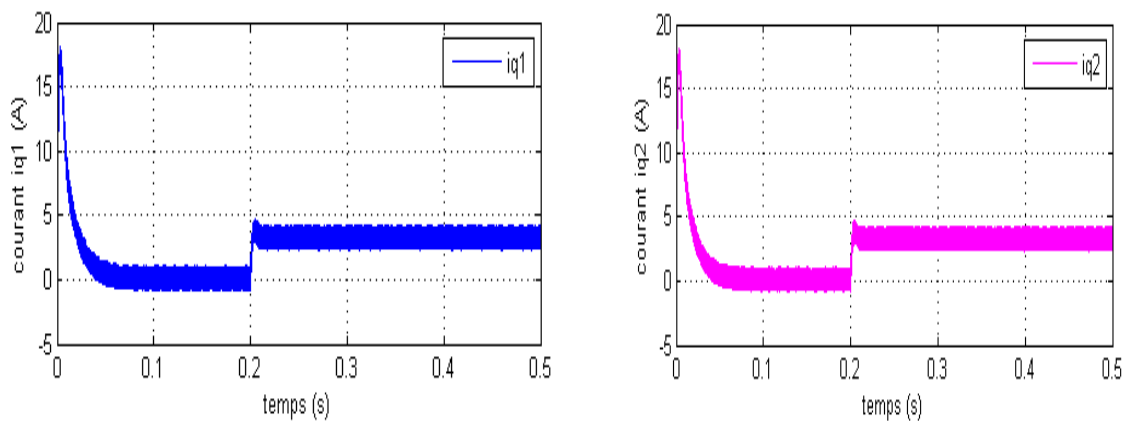


Figure (II -13): réponse de courant quadratique de MSAPDE.

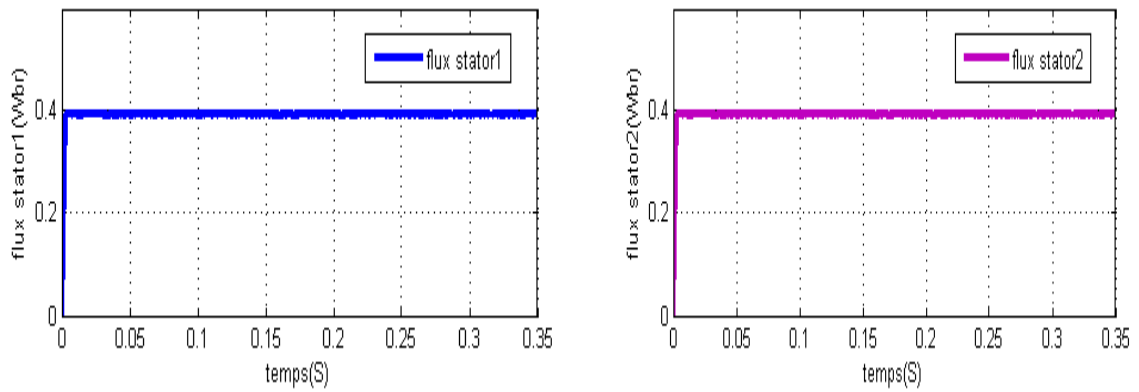


Figure (II -14): réponse de flux de MSAPDE.

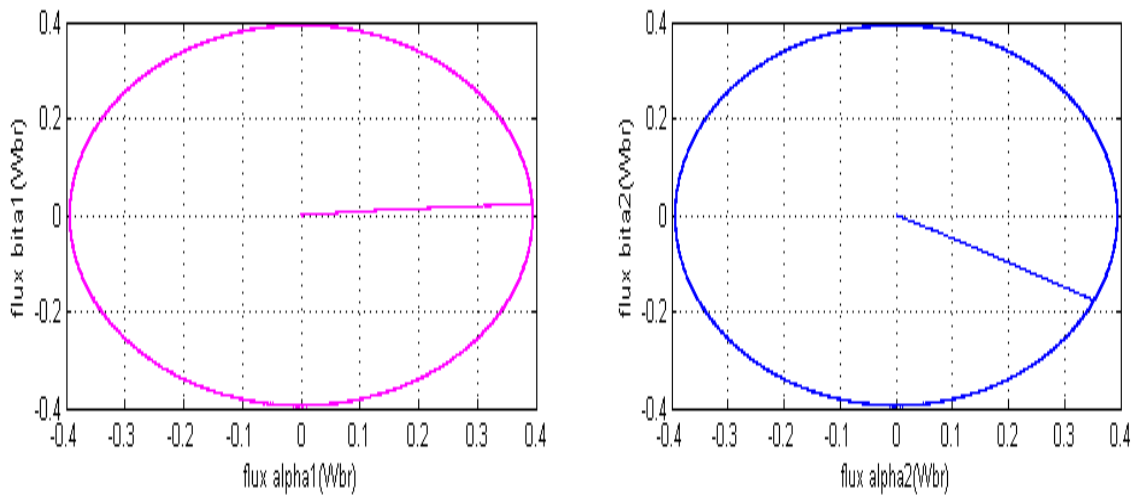


Figure (II -15): réponse de flux (α , β) de MSAPDE.

II.12.2 Test de Robustesse vis-à-vis de la Variation de la Vitesse :

Le contraire de l'expérience précédente on prendre un couple de charge à vide et en va faire varier la vitesse (changement le sens de rotation) et variée la vitesse avec les valeurs suivantes (du 100 rad/s à -100 rad/s appliqué à $t = 0.25$).

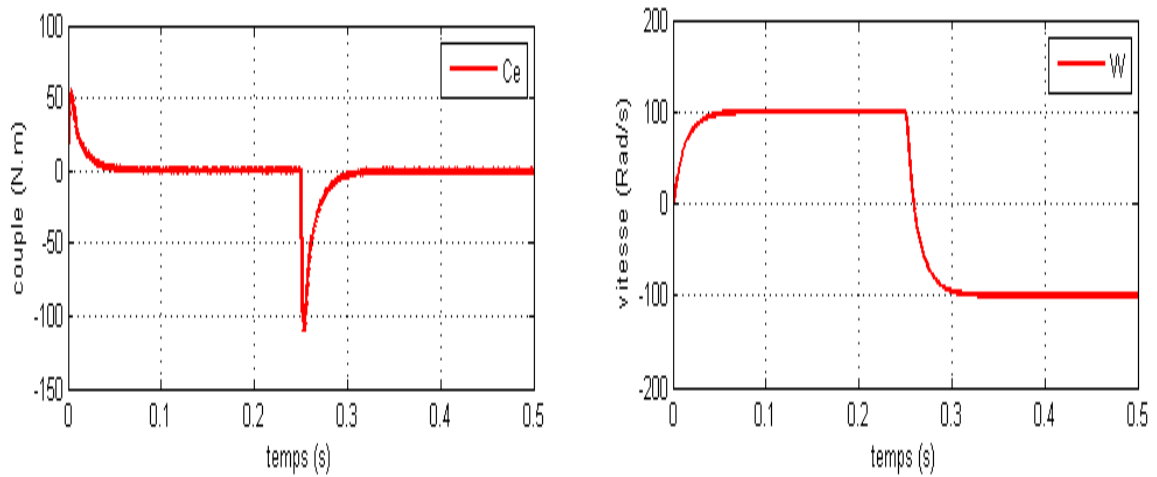


Figure (II -16): réponse de couple et vitesse de la MSAPDE.

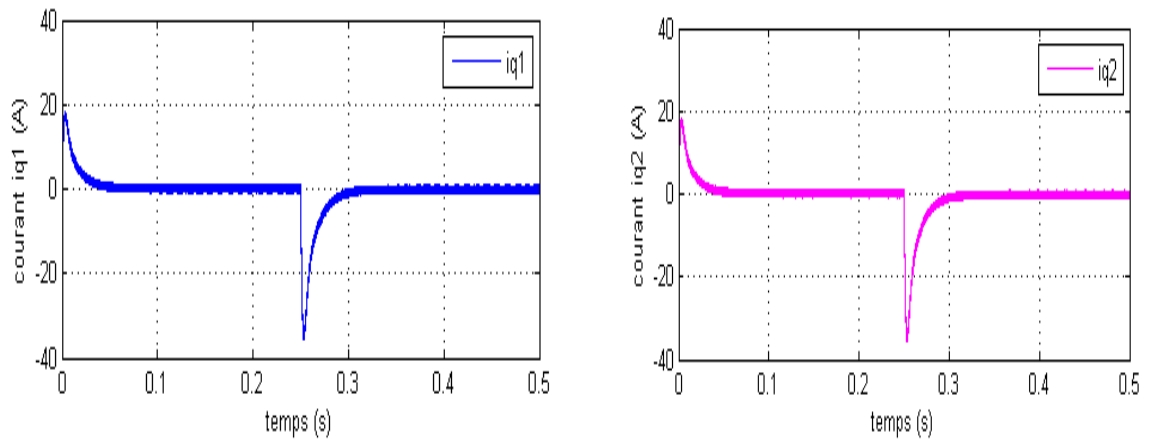


Figure (2-17): réponse de courant quadratique de MSAPDE.

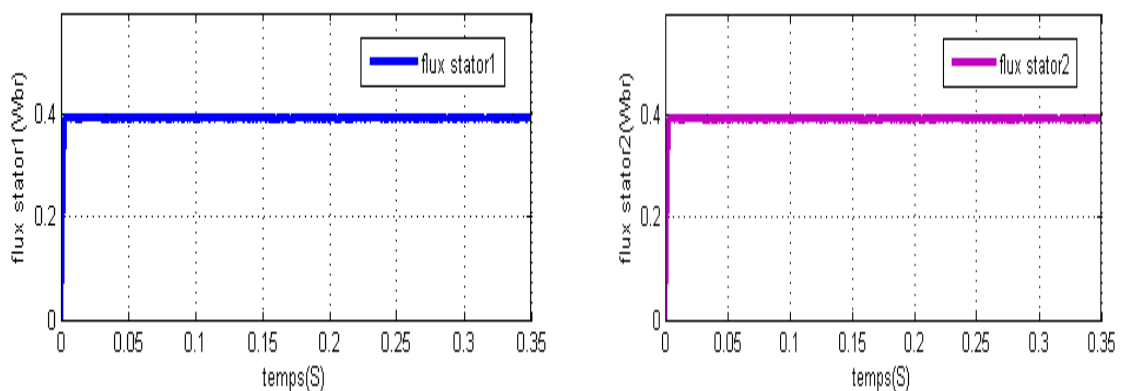


Figure (II -18): réponse de flux de MSAPDE.

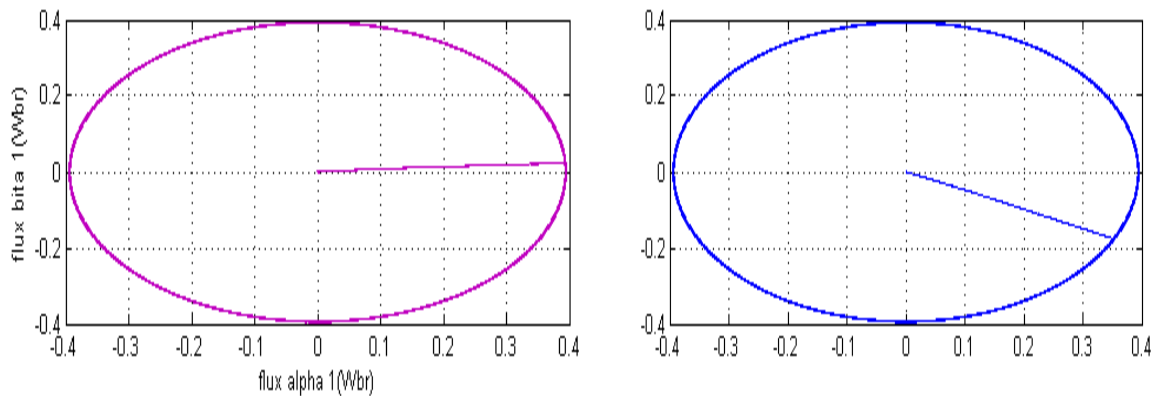


Figure (II -19): réponse de flux (α , β) MSAPDE.

II.13 Interprétation des résultats:

II.13.1 Essai à couple de charge variable:

On applique à l'entrée de commande PI un échelon de consigne de 100(rad/s), On remarque que dans le fonctionnement, l'allure du couple (**Figure(2-12)**) suit parfaitement avec un dépassement pendant le régime transitoire. qui est atteinte très rapidement avec un temps de réponse acceptable après l'application de la charge $C_r = 10 \text{ N.m}$ à l'instant $t=0.20\text{s}$ on remarque que le couple augmente pour compenser la charge appliquée, le couple présente une petite chute qui est rejetée rapidement, puis rejoint sa valeur, la vitesse augmente jusqu'à la valeur de référence (**Figure(2-12)**) et après on applique la charge on remarque que la vitesse présente une petite chute dans le temps à ($t=0.20$) avant qu'on reviens a la valeur de référence, Le courant en quadrature est toujours proportionnel au couple électromagnétique (**Figure (2-13)**).

II.13.2 Essai à vitesse variable (changement de sens de rotation):

Pour réaliser ce test, on inverse le sens de la vitesse du $\Omega = 100(\text{rad/s})$ à $\Omega = -100(\text{rad/s})$ à $t = 0.25\text{s}$ on introduit un inversion du sens de rotation (**Figure (2-16)**) nous remarquons que, la réponse en vitesse est rapide sans dépassement. Pour Le couple (**Figure (2-16)**) présente un pic apparaît au moment de l'inversion de sens de la vitesse à ($t=0.25 \text{ s}$) après il rejoint sa valeur nul, pour les courants quadratiques ils se comportent de la même manière que le couple de charge (**Figure (2-17)**).

II.14 Conclusion

Dans ce chapitre on a vu l'application de la commande DTC à la MSAPDE nous permet non seulement de simplifier le modèle de la machine mais aussi améliore ses performances dynamiques et statiques, on a distingué que l'utilisation du réglage conventionnel à base de régulateur proportionnel intégrateur donne de bonnes performances mais possède des inconvénients relatifs au dépassement et au temps de réponse, Il est donc nécessaire de recourir à une commande plus performante telle que la commande MRAC qui est le sujet du chapitre suivant.

Chapitre 3

Commande DTC de la MSAPDE
utilisant le régulateur adaptative
de type MRAC.

III.1 Introduction

Actuellement, le contrôle adaptatif est domaine de contrôle. Cette commande est dominante dans les systèmes qui présentent des incertitudes, des perturbations structurelles et changement environnemental. [54].

Parmi plusieurs stratégies de contrôle, la commande adaptative du modèle de référence (MRAC) joue un rôle très important et a fait l'objet de diverses études.

Dans ce chapitre, nous établirons un modèle de référence basé sur le contrôle DTC pour la commande adaptative appliquée à un moteur synchrone à aimants permanents double étoile, et cette recherche est effectuée en utilisant la théorie de la l'hyperstabilité. Le contrôle adaptatif est conçu pour les boucles de vitesse.

III.2 La commande adaptative à modèle de référence :

La commande adaptative à modèle de référence est un type de commande directe : l'estimation des paramètres du contrôleur ne nécessite pas l'estimation des paramètres du modèle de processus. Le modèle de référence est un modèle linéaire et invariant dans le temps du système. Cette commande fait que le processus tend asymptotiquement à s'appuyer sur les performances attendues des systèmes en boucle fermée.

Cette dernière évolution repose sur l'hypothèse de trouver des régulateurs structurels spécifiques pouvant garantir l'atteinte des performances souhaitées. Pour toutes les valeurs possibles des paramètres de processus. Le rôle de la boucle d'adaptation se limite uniquement à calculer les bonnes valeurs des paramètres de ce régulateur dans chaque état. L'idée de base de la stratégie MRAC est de conduire les sorties (ou états) d'un système inconnu vers les sorties (ou états) d'un modèle référencé. [49]. [57].

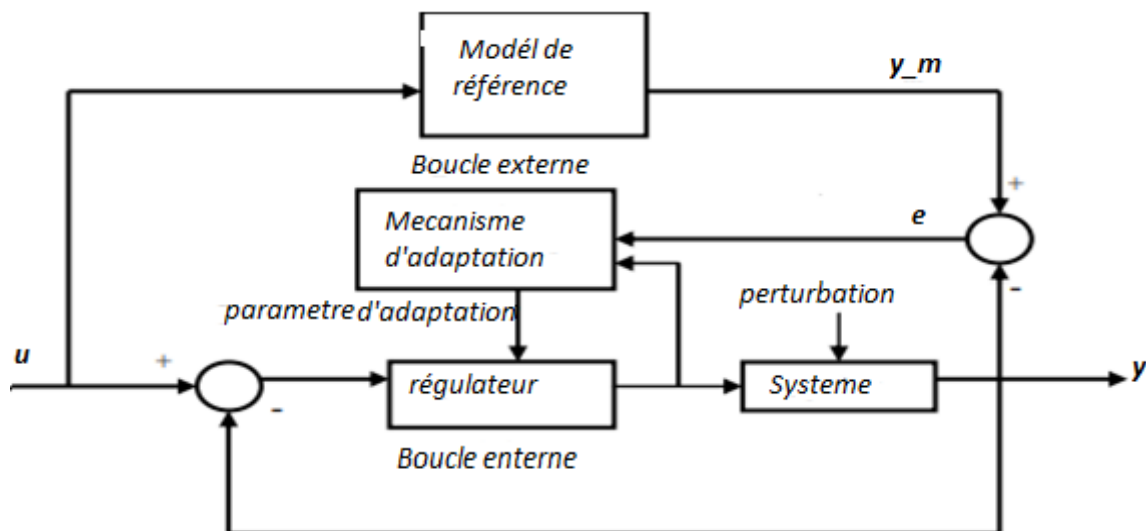


Figure (III -1). Schéma d'une commande adaptative à modèle de référence.

III.3 Les avantages de MRAC :

La commande adaptative à modèle de référence présente certaines avantages tels que : [58].

- Permet d'utiliser un modèle simplifié lors de la conception.
- Permet d'avoir une adaptation rapide pour des entrées définies.
- Maintien des bonnes performances en présence de variation de paramètres et des perturbations.

III.4 Les inconvénients de la MRAC

La commande adaptative à modèle de référence présente les faiblesses [58].

Problème de stabilité.

Temps de réponse lent suite à des valeurs initiales erronées des intégrateurs du mécanisme d'adaptation.

Il est souvent difficile de trouver une compensation efficace contre les effets des perturbations importantes.

III.5 Types de la commande adaptative à modèle de référence

Nous décrivons la méthode de développement de la commande adaptative modèle de référence. Nous citons :

- Méthodes basées sur l'optimisation.
- Méthodes basées sur la stabilité de Lyapunov.
- Méthode de l'hyper stabilité.

III.5.1 Commande adaptative à modèle de référence basée sur l'optimisation

Ces méthodes incluent des techniques de gradient et de recherche pour optimiser la fonction d'erreur du modèle de référence. Un exemple connu de cette approche est connu dans la littérature comme la règle **MIT**, qui utilise une intégralité pour le carré de l'erreur de sortie [51]. [52]:

$$g = \int_0^t e^2 dt^2 \quad (3.1)$$

Le choix de cette loi de commande adaptative particulière n'est pas basé sur le concept de stabilité mais grâce à des fonctions sensorielles appropriées, la seule différence entre les règles du MIT (Massachusetts Institute of Technology) et les lois MRAC basées sur l'optimisation est que les lois adaptatives peuvent être erronées. Le générateur de, d'autre part, l'état du modèle de référence est le générateur d'erreurs et d'états du système. Les lois adaptatives semblent être très simple, mais l'analyse des systèmes d'ordre supérieur est difficile et inclut des réponses rapides autour de la stabilité d'erreur, ce qui est logiquement

impossible. Cette loi de commande ne produira pas un système stable pour tous les signaux d'entrée, en particulier les entrées sinusoïdales [53]. [51].

Une autre limitation de cette loi adaptative est que la différence initiale entre les paramètres du modèle de référence et ceux du système sont ajustés et supposés être très petites, chose qui a motivé les chercheurs à s'orienter vers le développement de lois adaptatives basées sur le principe de la stabilité [52].

III.5.2 Algorithme de M.I.T :

L'algorithme tend à minimiser le critère quadratique :

$$E(\theta) = e^2 \quad (3.2)$$

La loi d'ajustement des paramètres est :

$$\frac{d\theta}{dt} = -\mu \frac{dE}{d\theta} = -\mu e \frac{de}{d\theta} \quad (3.3)$$

Cette méthode ne peut généralement pas garantir la stabilité du procédé, en boucle fermée, elle est très simple, mais il est difficile d'analyser des systèmes d'ordre très élevé.

μ : Est le gain d'adaptation.

e : Erreur de prédiction entre le processus et le modèle de référence.

θ : Vecteur des paramètres du contrôleur.

3.4.3 Méthode basée sur la stabilité :

Le problème de la stabilité a amené plusieurs chercheurs au début des années 1960 à considérer la synthèse des contrôleurs adaptatifs en utilisant la théorie de la stabilité et en particulier la seconde méthode de Lyapunov qui est devenue largement connue et qui possède un avantage sur celle de la MIT [54].

La fonction de Lyapunov :

$$V = V(\theta, t, e) \quad (3.4)$$

L'approche de Lyapunov est offre de stabilité globale pour n'importe quelle restriction, soit en utilisant les conditions initiales de l'erreur ou les entrées du système. L'avantage que présente

cette approche et la nécessité de trouver une fonction de Lyapunov appropriée, la méthode de Lyapunov est appliquée pour la synthèse d'une commande adaptative à modèle de référence [51]. [55].

La fonction de Lyapunov est donnée par :

$$V = e^2 + \beta \cdot X^2 \quad (3.5)$$

β : Une constante positive.

$$X = k_m - k_p \quad (3.6)$$

Généralement V est seulement négative. Il est alors possible d'utiliser le théorème précédent pour démontrer la convergence de l'erreur vers zéro.

Afin de vérifier ces deux méthodes, on est obligé d'établir une représentation du système et du modèle de référence.

Le système est décrit par :

$$\frac{dX}{dt} = aX + bU \quad (3.7)$$

Le modèle de référence est décrit par :

$$\frac{dX_m}{dt} = a_m \cdot X_m + b_m U_m \quad a_m < 0 \quad (3.8)$$

a_m : est une matrice d'Hurwitz.

$$L'erreur e = (X_m - X) \quad (3.9)$$

$$E = a_m \cdot e + W \quad (3.10)$$

$$W = (a_m - a)X + b_m U_m - b \cdot U \quad (3.11)$$

III.5.3 Méthode basée sur l'hyperstabilité :

La théorie de l'hyper stabilité a été développée par la nécessité d'avoir une technique capable d'étudier les systèmes linéaires à contre réaction non linéaire non linéaire. Le problème essentiel était de déterminer les conditions sur la partie linéaire d'un système

assurant la stabilité de l'ensemble, sachant seulement quelques caractéristiques de la partie non linéaire.

Cette théorie introduite par Popov en 1973, et développée par plusieurs auteurs s'appelle aussi théorie de la stabilité absolue. Le concept d'hyperstabilité comprend un système de contrôle qui peut représenter sous la forme standard de la **Figure (3-2)**:

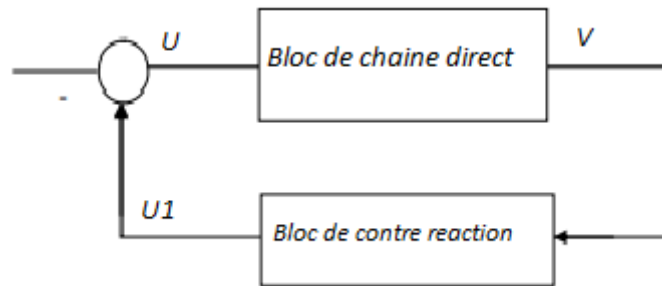


Figure (III -2) Schéma d'une commande basée sur la théorie de l'hyper stabilité

Le bloc de contre réaction est peut être linéaire non linéaire et satisfait la relation entrée-sortie «Inégalité de Popov» de la forme: [51]. [54]. [56].

$$\int_0^T V U_1 dt \geq -C_0^2 \tag{3.12}$$

C_0^2 Est une constante positive indépendante de T.

Un bloc de chaîne directe est supposé linéaire et est donné par:

$$\frac{dX}{dt} = A(t).X + B(t).U \tag{3.13}$$

$$V = C(t).X + D(t).U \tag{3.14}$$

Si le bloc de contre réaction satisfait l'inégalité 10 La stabilité de X dépend entièrement des termes de la fonction de transfert $G(p)$ du bloc de la chaîne directe.

$$G(p) = D(p) + C(P)[pI - A(P)]^{-1}B(p) \tag{3.15}$$

A partir des résultats de la théorie de l'hyper stabilité, le point équilibré $X = 0$ est asymptotiquement hyper stable ou globalement asymptotiquement stable si la fonction de

transfert $G(p)$ est réelle strictement positive. Similairement, le point équilibré $X = 0$ est hyper stable ou globalement stable si la fonction de transfert $G(p)$ est réelle positive. [51].

Il est important de noter que l'approche d'hyper stabilité nous permet d'examiner les problèmes de stabilité de l'ensemble du système en raison des propriétés de ses composants.

Cela simplifie souvent les problèmes de stabilité. L'approche d'ultra-stabilité est appliquée en plusieurs étapes : [51]. [56]. [59].

Première étape : transformer le MRAC en un système a boucle fermée équivalent en deux blocs, le premier en ligne directe et le deuxième en boucle fermée.

Deuxième étape : trouver les solutions de la partie des lois adaptatives qui apparaissent dans le chemin direct du système équivalent pour que l'inégalité de popov soit satisfaite.

Troisième étape : trouver les solutions de la partie restante des lois d'adaptation qui apparaissent dans la boucle de retour du système équivalent pour que le bloc soit hyper stable.

La dynamique de l'erreur est telle que:

$$x_e(t) = x_m(t) - x_p(t) \quad (3.16)$$

Est régit par l'équation d'état suivante :

$$\dot{x}_e(t) = \dot{x}_m(t) - \dot{x}_p(t) \quad (3.17)$$

D'après les conditions d'erzerberger:

$$a_m - a_p = b_p b_p^+ (a_m - a_p) \quad (3.18)$$

$$b_m = b_p b_p^+ b_m \quad (3.19)$$

$$b_p^+ = (b_p^T b_p)^{-1} b_p^T \quad (3.20)$$

De l'équation (3.13) et (3.19)

$$\dot{x}_e(t) = a_m x_e(t) - b_p \omega \quad (3.21)$$

$$y_e(t) = c_e x_e(t) \quad (3.22)$$

$$\omega = b_p^+ (a_p - a_m) x_p - b_p^+ b_m u_m(t) + u_p(t) \quad (3.23)$$

Une méthode de hyper-stabilité pour synthétiser des lois de commande adaptative consiste à réduire le problème de synthèse à un problème de hyper-stabilité. En fait, on essaie de développer un mécanisme pour adapter des paramètres variables afin que le système de commande adaptative soit asymptotiquement stable, c'est-à-dire l'erreur x , tend vers zéro en régime permanent. Par conséquent, il suffit de sélectionner les variables du système linéaire pour que la fonction de transfert soit strictement positive, afin que le bloc de réaction à caractéristiques non linéaires puisse vérifier l'inégalité de Lyapunov.

Pour le système de commande avec un modèle de référence, L'entrée de commande u est donnée par:

$$u_p(t) = K_x(t; x_e)x_p(t) + K_u(t; x_e)x_m(t) + K_m x_m(t) \quad (3.24)$$

$K_x(t; x_e)$ et $K_u(t; x_e)$ sont des matrices dépendantes du temps et de l'erreur $x_e(t)$.

De l'équation (3.21), (3.22), (3.23), (3.24), nous obtenons l'expression du système hyper-stable:

$$\dot{x}_e(t) = (a_m + b_p k_m)x_e(t) - b_p \omega \quad (3.25)$$

$$y_e(t) = c_e x_e(t) \quad (3.26)$$

$$\omega = \{K_x(t, x_e) - b_p^+(a_m - a_p) + k_m\}x_p(t) + \{K_u(t, x_e) - b_p^+ b_m\}u_m(t) \quad (3.27)$$

Nous appliquons l'intégralité de Popov:

$$\partial(t_0, t_1) = \int_{t_0}^{t_1} y_e^T(t) \omega dt \geq -\delta_0^2 \quad \forall t_1 \geq t_0 \quad (3.28)$$

En remplaçant l'équation (3.27) par l'équation (3.28):

$$\partial(t_0, t_1) = \int_{t_0}^{t_1} y_e^T(t) \{ \{K_x(t, x_e) - b_p^+(a_m - a_p) + k_m\}x_p(t) + \{K_u(t, x_e) - b_p^+ b_m\}u_m(t) \} dt \geq -\delta_0^2 \quad (3.29)$$

Un choix particulier qui satisfait l'inégalité de Popov est :

$$K_x(t, x_e) + k_m - b_p^+(a_m - a_p) = \alpha_1 y_e(t) + \int_0^t \beta_1 y_e(t) x_p^T(t) dt \quad (3.30)$$

$$K_u(t, x_e) - b_p^+ b_m = \alpha_2 y_e(t) u_m^T(t) + \int_0^t \beta_2 y_e(t) u_m^T(t) dt \quad (3.31)$$

$\alpha_1, \alpha_2; \beta_1, \beta_2$ est une matrice définie positive de dimensions appropriées. Alors l'expression suivante doit être définie comme :

$$K_x(t, x_e) = K_x + \Delta K_x(t, x_e) \quad (3.32)$$

$$K_u(t, x_e) = K_u + \Delta K_u(t, x_e) \quad (3.33)$$

Avec

$$K_x = -k_m + (a_m - a_p) \quad (3.34)$$

$$K_u = b_p^+ b_m \quad (3.35)$$

Les gains d'adaptation :

$$\Delta K_x(t, x_e) = \alpha_1 y_e(t) x_p^T(t) + \int_0^t \beta_1 y_e(t) x_p^T(t) d\tau \quad (3.36)$$

$$\Delta K_u(t, x_e) = \alpha_2 y_e(t) u_m^T(t) + \int_0^t \beta_2 y_e(t) u_m^T(t) d\tau \quad (3.37)$$

Cependant, la loi de contrôle nominal, est donnée par,

$$u_{p0} = K_x x_p(t) + K_u x_m(t) + K_m x_m(t) \quad (3.38)$$

Et la loi de contrôle adaptatif, est donnée par :

$$u_{p1} = \Delta K_x(t, x_e) x_p(t) + \Delta K_u(t, x_e) u_m(t) \quad (3.39)$$

III.6 Application de la commande adaptative à modèle référence à la MSAPDE :

Nous allons créer un modèle de contrôle adaptatif à modèle de référence. Une étude de référence à modèle de référence basée sur la commande direct du couple (DTC) appliquée aux machines synchrones à aimant permanent double étoile en utilisant la théorie de la hyper-stabilité.

La structure de la commande adaptative avec un modèle de référence est simplifiée sur la **Figure (3-3)**, en utilisant la réponse du premier ordre du modèle de référence de vitesse et une

formulation simple du couple électromagnétique de référence en fonction de la grandeur mesurable. [56].

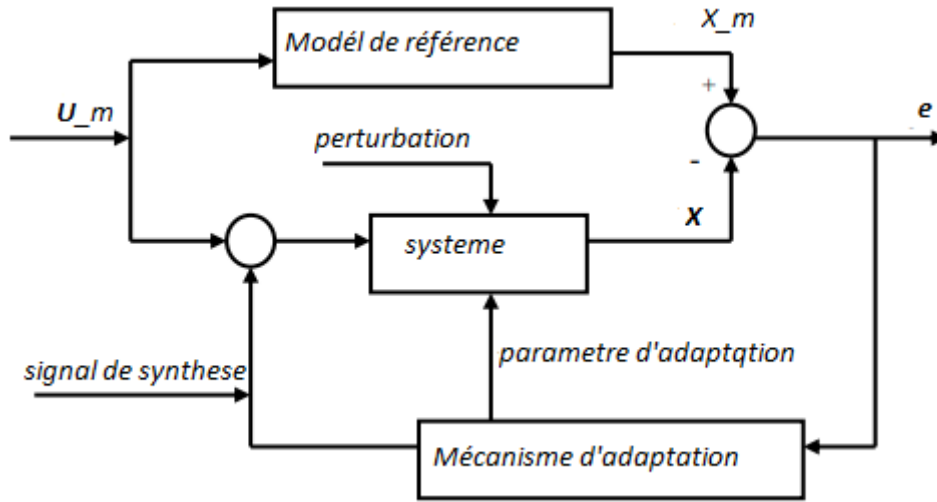


Figure (III -3) : structure de la Commande adaptative par modèle de référence simplifié.

III.7 Commande adaptative par modèle de référence simplifié:

Cette méthode de contrôle est choisie pour réduire la complexité de calcul dans la mise en œuvre de l'algorithme. [56]. [57].

Un modèle de référence peut être décrit par l'équation suivante : [51].

$$J \frac{d\omega_m}{dt} + f\omega_m = c_e - c_r \quad (3.40)$$

Le modèle de référence du système est donné par les équations suivantes :

$$j \frac{1}{K} \frac{d\omega_m}{dt} + \omega_m = u_m \quad (3.41)$$

Le passage du modèle de référence à commande découplée se fait par : L'erreur donnée par:

$$e = \omega_m - \omega \quad (3.42)$$

La loi de commande U est donnée par :

$$u = k_u + k_p x + k_e e \quad (3.43)$$

$$k_u = \int_0^t \alpha \cdot y \cdot u_m^T dt + \beta \cdot y \cdot u_m^T \quad (3.44)$$

$$k_p = \int_0^t \alpha \cdot y \cdot u_x^T dt + \beta \cdot y \cdot u_x^T \tag{3.45}$$

Avec la commande adaptative, les gains deviennent indépendants des paramètres machine et prennent une forme générale utilisable pour toutes les machines où les paramètres α et β sont constants. Ces paramètres peuvent varier d'une machine à l'autre [56].

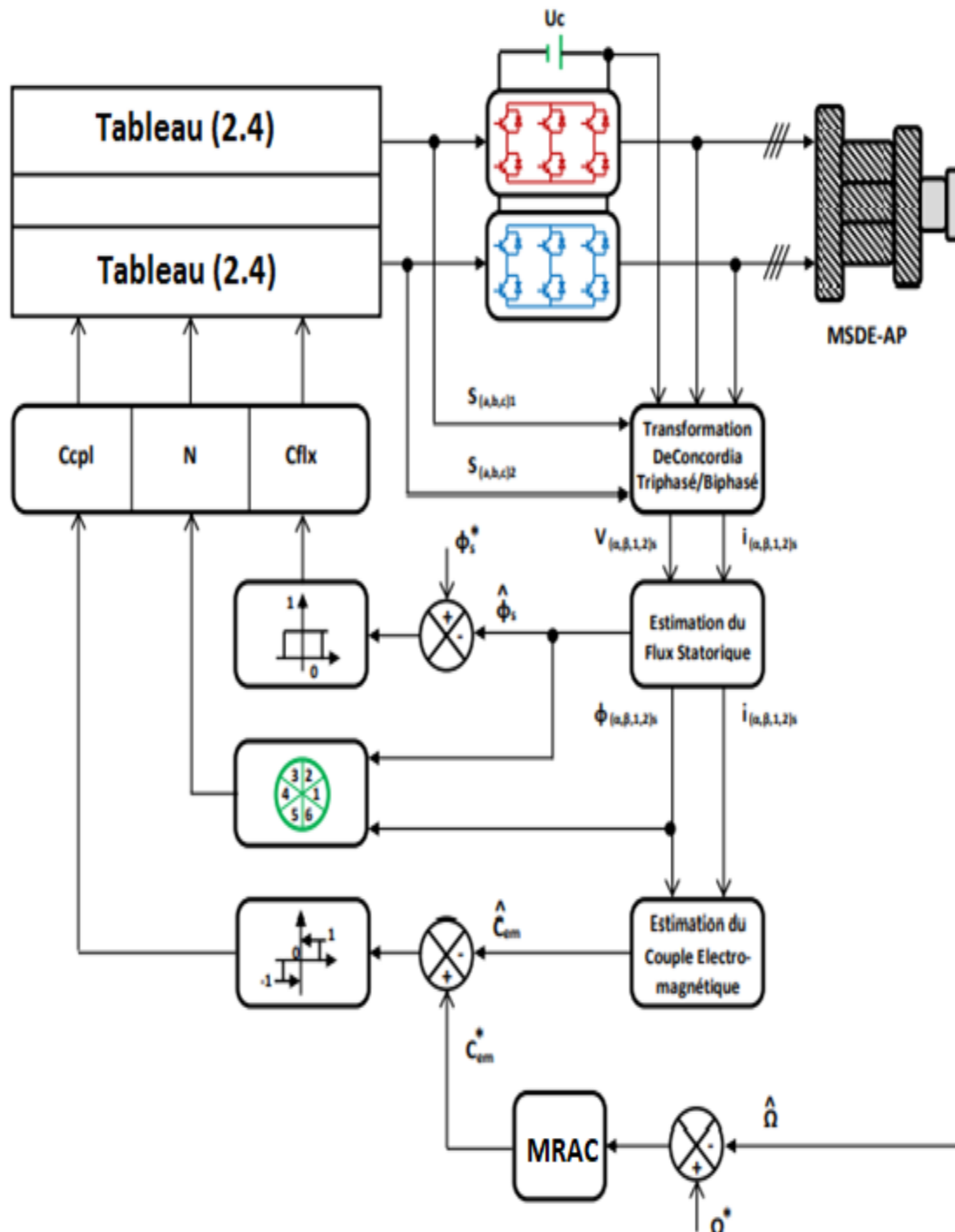


Figure (III -4):Schéma de la structure générale de MRAC [49].

III.8 Résultats de la Simulation

Nous simulons la commande de la vitesse via le régulateur MRAC de MSAPDE. Le système est simulé sous Matlab-Simulink.

Les paramètres machine utilisés dans les simulations sont résumés dans L'annexe.

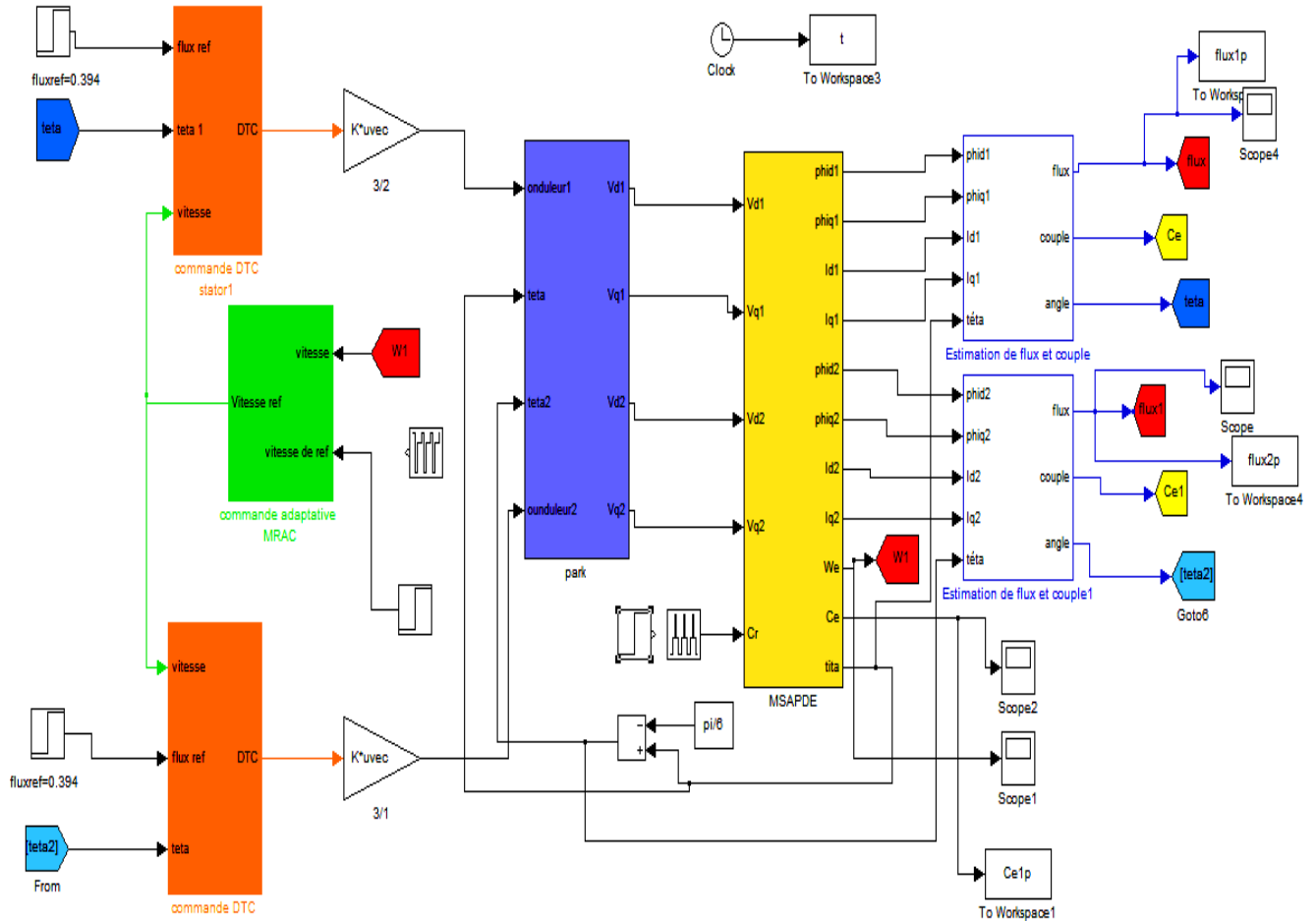


Figure (III -5):Schéma block de MSAPDE par la commandeMRAC

III.8.1 Test de Robustesse vis-à-vis de la Variation de Couple de Charge

Les figures suivantes représentent le comportement du MSAPDE dans des conditions de charge en appliquant un couple de charge (10Nmà t=0.20s).après le démarrage à une vitesse de référence (100 rad/s)

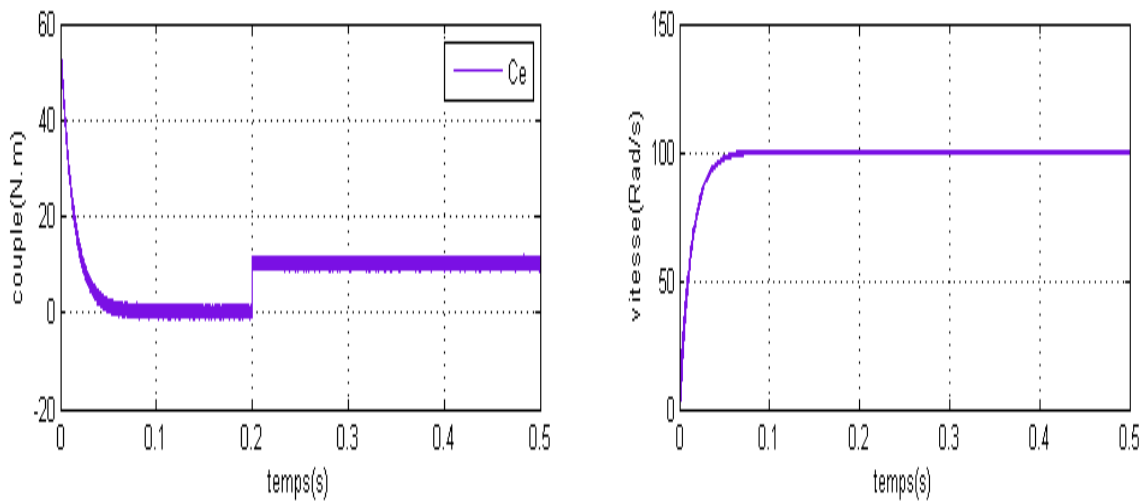


Figure (III -6): réponse couple et vitesse de MSAPDE

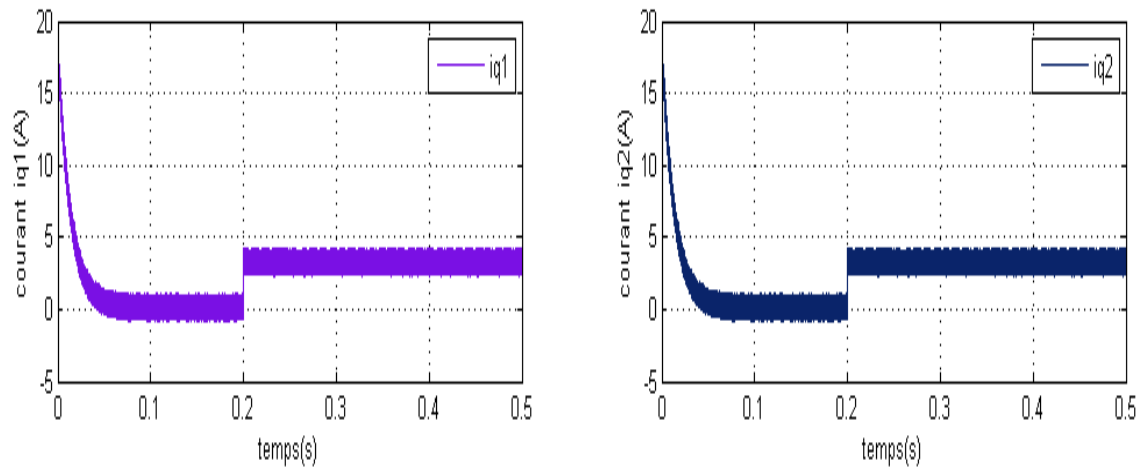


Figure (III -7): réponse des courants quadratiques MSAPDE

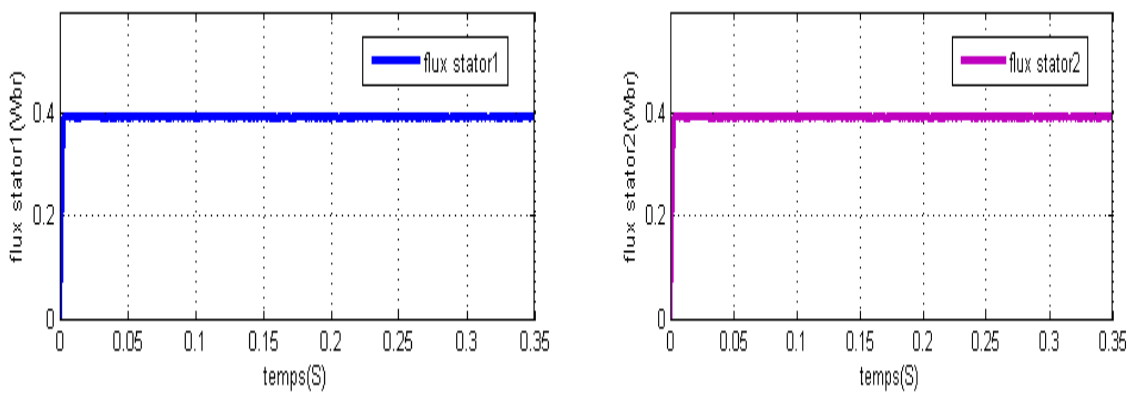


Figure (III -8): réponse de flux de MSAPDE

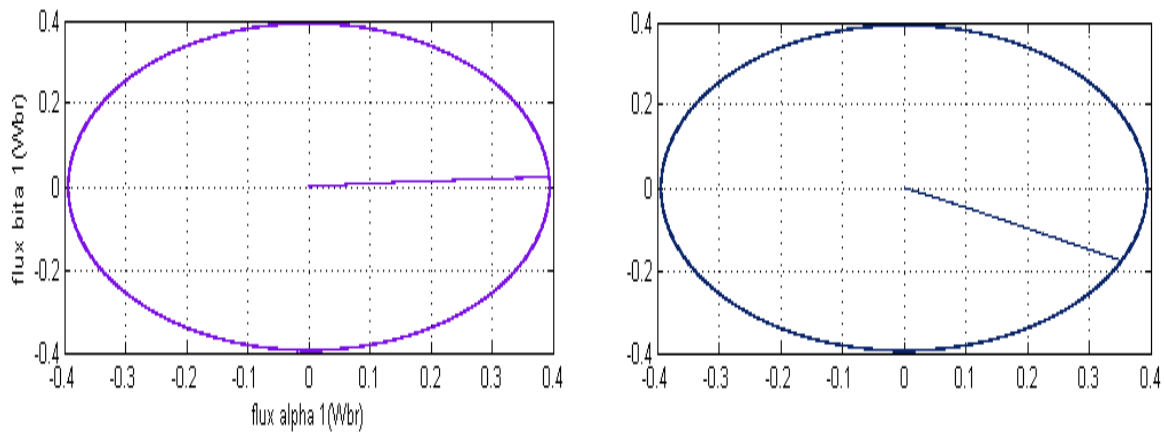


Figure (III -9): réponse de flux (α , β) de MSAPDE

III.8.2 Test de Robustesse vis-à-vis de la Variation de la Vitesse

On prendre un couple de charge à vide et en va faire varier la vitesse (changement le sens de rotation) et variée la vitesse avec les valeurs suivantes (**100 rad/s à -100 rad/s à $t = 0.25$**)

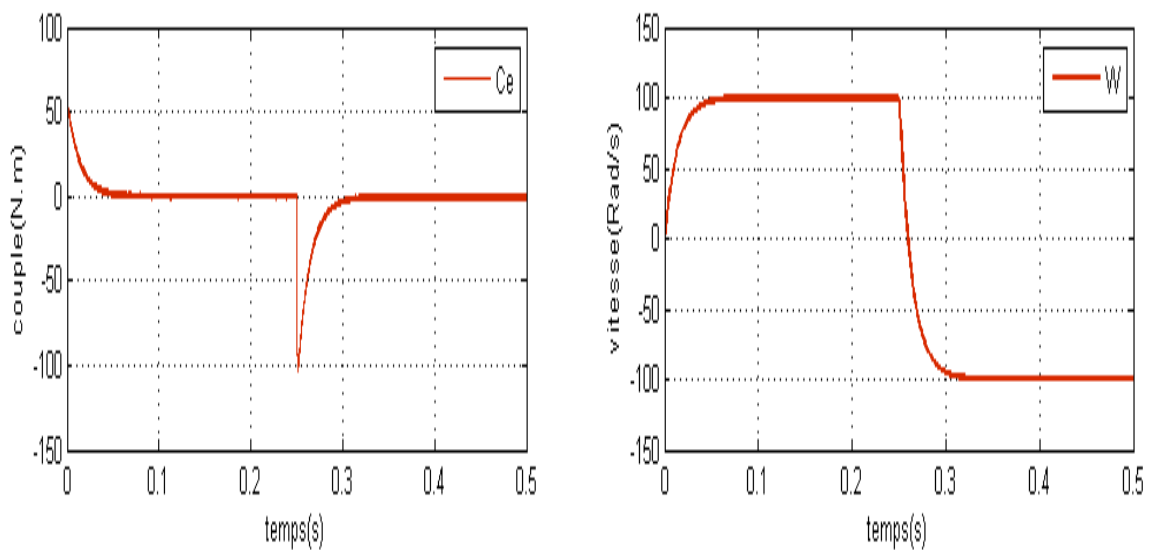


Figure (III-10): réponse de couple et vitesse de MSAPDE

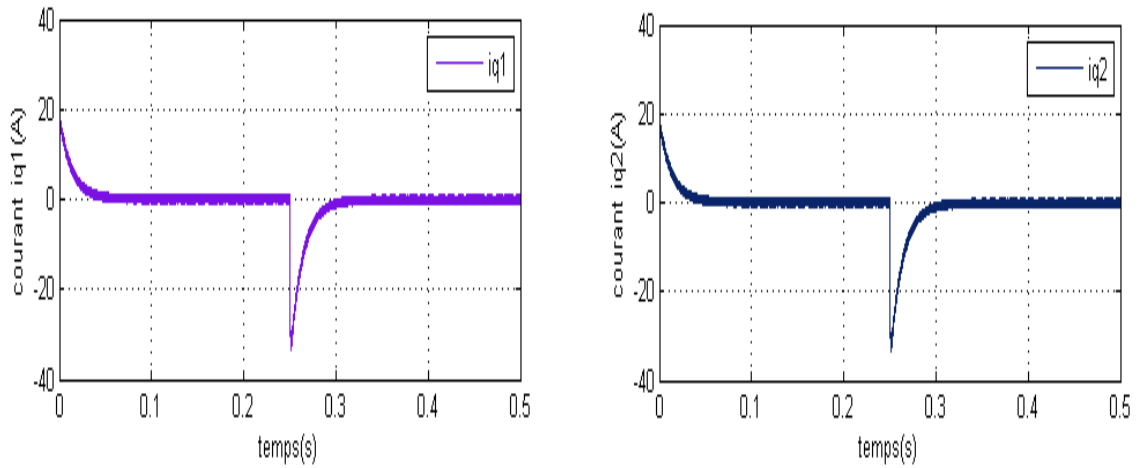


Figure (III -11):réponse des courants quadratiques MSAPDE

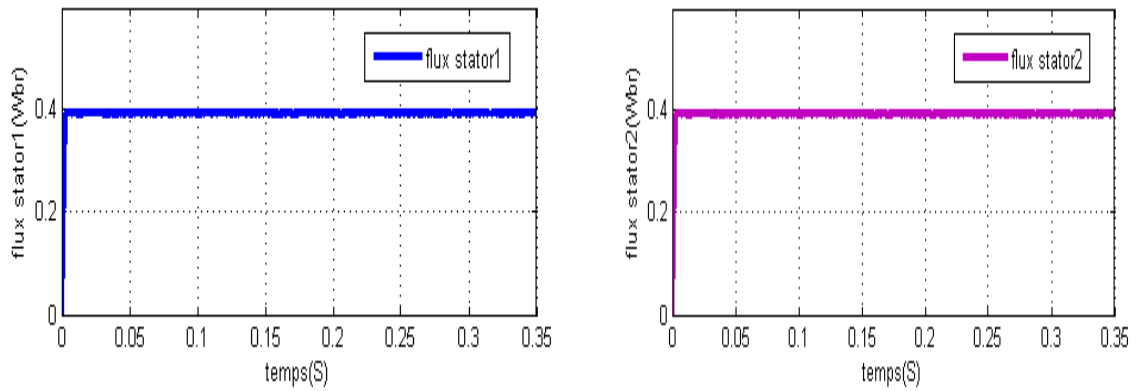


Figure (III -12): réponse de flux de MSAPDE

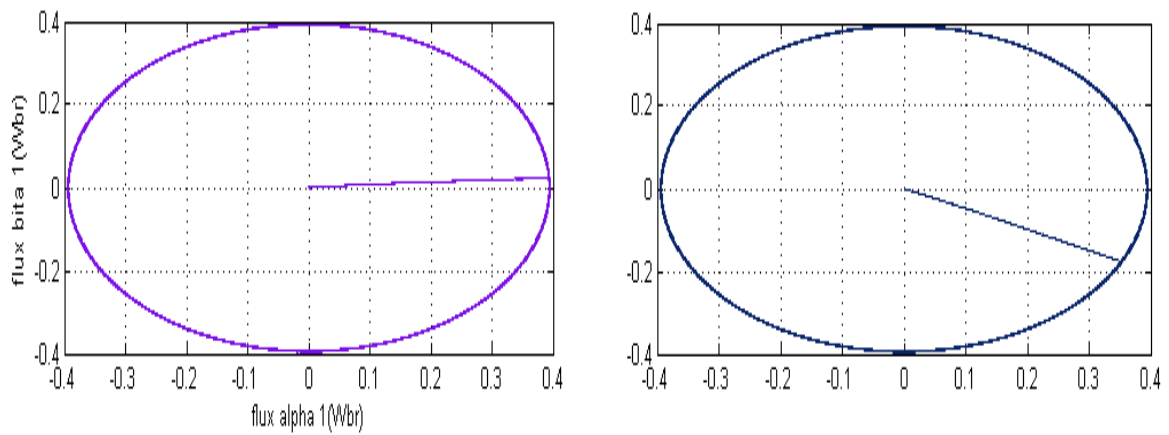


Figure (III-13): réponse de flux (α , β) de MSAPDE

III.9 Interprétation des résultats

III.9.1 Essai a couple de charge variable

On remarque que dans le fonctionnement, l'allure du couple (**Figure(3-6)**) suite parfaitement avec un dépassement pendant le régime transitoire qui est atteint très rapidement avec un temps de réponse rapide. Après l'application de la charge $C = 10 \text{ N. m}$ à l'instant $t=0.20\text{s}$ on remarque que le couple augmente pour compenser la charge appliquée, puis rejoint sa valeur. la vitesse augment jusqu'à la valeur de référence (**Figure(3-6)**) et après une application de la charge on remarque que la vitesse, Le courant en quadrature est toujours proportionnel au couple électromagnétique(**Figure(3-7)**).

III.9.2 Essai a couple de vitesse variable (changement de sens de rotation)

Pour réaliser ce test, on inverse le sens de la vitesse de $\Omega = 100(\text{rad/s})$ à $\Omega = -100(\text{rad/s})$ à $t = 0.25\text{s}$ on introduit une inversion du sens de rotation (**Figure(3-10)**) nous remarquons que, la réponse en vitesse est rapide sans dépassement, pour Le couple (**Figure(3-10)**) présente un pic apparait au moment de l'inversion de vitesse dans les point (0.25 s) après rejoint sa valeur de nul, pour les courant quadratique ils ses comporte de la même manière du couple de charge (**Figure(3-11)**)

III.10 Conclusion

Nous avons présenté dans ce chapitre l'étude de la commande adaptative à modèle de référence appliquée à la MSAPDE. La contribution proposée est d'introduire un gain adaptatif variable pour le calcul de la loi de commande, ce qui permettra d'augmenter la performance du système. Nous avons remarqué à partir des résultats de simulation que la réponse du système correspond étroitement à celle du modèle.

Enfin, la commande adaptative maintient les performances attendues malgré les perturbations externes.

The image consists of two overlapping red ovals. The top oval is smaller and contains the word "Conclusion" in white text. The bottom oval is larger and contains the word "générale" in white text. The ovals overlap in the middle, with the bottom oval partially covering the bottom of the top oval.

Conclusion

générale

Conclusion générale

Dans ce mémoire nous avons présenté le contrôle direct du couple (DTC) de la machine synchrone double étoile à aimants permanents alimentée par onduleurs de tension à deux niveaux avec différents régulateurs de vitesse (régulateur PI, régulateur MRAC), Il est conçu pour améliorer les performances statiques et dynamiques de la DTC-MSAPDE.

Premièrement nous avons entamé le principe du contrôle direct du couple pour contrôler le MSDEAP alimenté par onduleurs de tension à deux niveaux. Cette stratégie est basée sur le sens du flux statorique en utilisant la valeur instantanée du vecteur tension. Le but est de maintenir le flux statorique et le couple électromagnétique dans ces hystérésis. La sortie de ces régulateurs détermine le vecteur tension onduleur optimal à appliquer à chaque instant de commutation. 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.

Ainsi que l'application de la commande adaptative par modèle de référence pour le réglage de la vitesse de la machine synchrone. Cette stratégie de control permet de forcer le système commandé de suivre le modèle de référence désiré. Différents régimes transitoires ont été simulés pour apprécier l'utilisation de l'MRAC pour la commande de la vitesse de la machine synchrone : démarrage et inversion de sens de rotation, à vide et en charge. Les résultats de simulation montrent les hautes performances et la robustesse de cette commande. La comparaison entre les deux commandes, nous fait surprendre que la commande vectorielle est la plus répandue, et donne de bons résultats, mais le régulateur PI est très sensible pour la variation des paramètres de la machine. Par contre la commande adaptative est simple à réaliser elle assure la stabilité et la qualité de commande pour des limites assez grandes de variation des caractéristiques du système à commander, la fiabilité de ces systèmes est relativement élevée. Dans ce cas on peut dire que l'MRAC est la commande la plus efficace pour assurer la robustesse de la MSAPDE par rapport aux systèmes classiques.

A red oval with a white border, centered on a white background. The word "bibliographiques" is written in white, bold, lowercase letters inside the oval.

bibliographiques

Références bibliographiques

- [1] **B. Nourelhouda et B.Chahrazed** «Commande Directe Du Couple De La Machine Asynchrone Double Etoile Aimantée Par Onduleur Multi-Niveaux», Thèse De Magister, Université De Ouargla 2019.
- [2] **BOUDANA Djamel** «Commande DTC basée sur les techniques de contrôle robuste de la machine synchrone à double étoile alimentée par convertisseurs multiniveaux», Thèse de Doctorat, Ecole Nationale Supérieure Polytechnique, 2009, Alger.
- [3] **NEDJAR Boumedyen et BOUCENNA Said** «Commande vectorielle sans capteur mécanique de la machine synchrone à double étoile», Mémoire d'ingénieur, Ecole Nationale Supérieure Polytechnique, 2007, Alger.
- [4] **BENYOUSSEF Elakhdar**, «Commande d'un moteur synchrone double étoile», Mémoire de magister, Université DJILALI Liabes Sidi-Bel-Abbes, 2011.
- [5] **Y. Beddiaf** «Validation Experimentale d'Estimateurs et d'Observateurs Robustes de Flux et de Vitesse pour une Machine Asynchrone». Thèse de doctorat, Université de Batna 2. 2017
- [6] **F. Zidani** « Contribution au Contrôle et Diagnostic de la Machine Asynchrone par la Logique Floue». Thèse de doctorat d'état, Université de Batna. 2003
- [7] **T. Takagi and N. Sugeno** « Fuzzy Identification of Systems and its Applications to Modeling and Control». IEEE Transactions on Systems Man and Cybernetics, Vol(SMC-15), PP.116- 132. 1985
- [8] **MERABTENE Mourad**, «Modélisation dynamique et commande d'une MSDE alimentée par des onduleurs MLI : fonctionnement en mode normal et en mode dégradé», Thèse de Doctorat, Université de Nantes, 2005
- [9] **YOUSFI Massinissa et. BOUHENAF Zidane**, «Commande direct du couple de la MSDE alimentée par deux types d'onduleurs», Mémoire d'ingénieur, Ecole Nationale Supérieure Polytechnique, 2007, Alger.

- [10] **MADANI Nadia**, "Commande à structure variable d'une MASDE alimentée par deux onduleurs MLI", Thèse de Doctorat, Université de Nantes, 2004
- [11] **SAIBI Ali**, "Commande par régulateurs IP et par mode de glissement d'une machine synchrone à double étoile", Mémoire de magister, Ecole Nationale Supérieure Polytechnique, 2007, Alger
- [12] **J. J. Saade and H. B. Diab** « Defuzzification Techniques for Fuzzy Controllers». IEEE Transactions on Systems MA.C-Part B, Vol(30), Iss 1, PP. 223-229. 2000
- [13] **K. Seddik, F.lbersiene** « Modélisation de la machine asynchrone pentaphasée en régime dégradé »Mémoire de fin d'étude, Université Mouloud Mammeri de Tizi-Ouzou.17/09/2017
- [14] **L. Laggoun** «Contribution au Contrôle de la Machine Synchrone Double Etoile ».Thèse de Doctorat, Université de Batna. 2019.
- [15] **LARAFI Bentouhami** «Contrôle d'une Machine Electrique Double Etoile par les Techniques de l'Intelligence Artificielle ».Thèse de Doctorat, Université de Batna. 2018
- [16] **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..
- [17] **ABBAD nabil FERHAT abdelrrahman** «Commande de la machine synchrone double étoile par la technique DTFC » Mémoire de master, UNIVERSITE MOHAMED BOUDIAF - M'SILA, 2019..
- [18] **MERABET** « Commande Floue Adaptative d'une Machine Asynchrone Double Etoile », Mémoire de Magister en Electrotechnique, Université de Batna, 2008.
- [19] **D. Lahouel**," Commande Non Linéaire Adaptative D'une Machine Synchrone à Aimants Permanents", Thèse de magistère, Université de Batna, 2009

- [20] **M.I. Hemmami**, "Commande sans capteur de vitesse d'un moteur synchrone à aimant permanent par l'utilisation de la commande directe du couple et d'un observateur de vitesse à mode glissant", Mémoire de Magister, université de Biskra, 2012.
- [21]. **REGUIG BERRA Ahmed**, "COMMANDE PAR MODE GLISSANT DE LA MACHINE SYNCHRONE A DOUBLE ETOILE", Mémoire de Magister, UNIVERSITE DE M'SILA, 2013.
- [22]. **Mr : Y.MADI**, "Modélisation et commande d'une machine synchrone double étoile (MSAPDE)", Mémoire de Magister, Université Abderrahmane Mira de Bejaia, 2021.
- [23]. **Mr, BENAOUA OMAR FETHI**, «application des techniques de l'intelligence artificielle (lf-rn) pour le contrôle direct du couple d'une machine alimentée par des onduleurs multiniveaux », mémoire de magister, université des sciences et de la technologie mohamedboudiafd'oran - 2013.
- [24]. **Ammar Benzaioua** , «Contribution à la commande directe de couple d'une machine asynchrone triphasée», L'UNIVERSITÉ DU QUÉBEC À CHICOUTIMI ,2014.
- [25]. **S. Belkacem** «Contribution à La Commande Directe du Couple de la Machine a Induction». Thèse De Doctorat. Université De Batna. 2011.
- [26]. **AOUFI Ahmed**, « Utilisation d'observateurs à modes glissants pour le contrôle direct de couple et le contrôle vectorielle d'une machine asynchrone à cage», diplôme de Magister en Electrotechnique, Université Mohamed Khider – Biskra ,2011.
- [27]. **A. Ameur**, «Commande sans Capteur de Vitesse Par DTC d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents Dotée d'un Observateur d'Ordre Complet à Modes Glissants» Mémoire de Magister, Université de Batna 2005.
- [28]. **HOUICHE Nasma**, «Commande DTC flou d'un moteur synchrone à aimant Permanent», MEMOIRE MASTER EN GENIE ELECTRIQUE, UNIVERSITE MOUHAMED BOUDIAF DE M'SILA, 2016.

[29]. **HAMRIT Merouane**, «Commande directe du couple appliquée à une machine synchrone à aimants permanents alimentée par un onduleur de tension», MEMOIRE DE MASTER EN GENIE ELECTRIQUE, UNIVERSITE DE M'SILA, 2013.

[30]. **BERRABAH Fouad**, « COMMANDE SANS CAPTEUR DE LA MACHINE ASYNCHRONE», (U - M'sila), THESE Présentée en vue de l'obtention du diplôme de DOCTORAT, U.ANNABA, 2016.

[31]. R.Toufouti, «Contribution à la commande directe du couple de la machine asynchrone», thèse de doctorat, Univ.Mentouri de Constantine, 2008.

[32]. **Y. Chapuis, D. Roye, S. Courtine**, « Commande directe du couple d'une machine asynchrone par le contrôle direct de son flux statorique», Journal de Physique III, 1995, 5 (6), pp.863-880. ff10.1051/jp3:1995165ff. ffjpa-00249351f.

[33]. **Saad Khadar, Abdellah Kouzou** « amélioration des performances de la commande direct du couple pour les machines à induction avec une fréquence de commutation constante et une réduction des ondulations du couple» Laboratoire LAADI, Faculté de la Technologie, Université Ziane Achour, 17000 Djelfa, Algérie.

[34]. **B. Mokhtari**, « Implantation de la DTFC par des Techniques de l'Intelligence Artificielle Neuronale et Floue : Application à la Machine Asynchrone Alimentée par des Onduleurs de Tension à deux et trois Niveaux», Thèse de Magister; université de Batna, 2004.

[35]. **Mr AMEUR AISSA**, « COMMANDE SANS CAPTEUR DE VITESSE PAR DTC D'UNEMACHINE SYNCHRONE À AIMANTS PERMANENTS DOTÉE D'UN OBSERVATEUR D'ORDRE COMPLET À MODES GLISSANTS», MAGISTER EN ELECTROTECHNIQUE DE L'USTHB, 2005.

[36]. **Mr ZAIMEDDINE RABAH**, «Contrôle Direct du Couple d'une Machine AsynchroneAlimentée par des Onduleurs Multi-niveaux», DOCTORAT EN GENIE ELECTRIQUE, Ecole Nationale Polytechnique 10 Avenue. Pasteur, El-Harrach, Alger, ALGERIE, 2007.

[37]. **Djamel BOUDANA** « Sur la commande DTC basée sur les techniques de contrôle robuste de la machine synchrone à double étoile alimentée par convertisseurs multiniveaux» MAGISTER EN ELECTROTECHNIQUE DE L'USTHB, 2009.

[38]. **D. Youcef**, « Commande directe du couple et des puissances d'une MADA associée à un système éolien par les techniques de l'intelligence artificielle.», Thèse de doctorat en Electrotechnique, université Djilaliliabes de SIDI-BEL-ABBES, Algérie, 2015.

[39]. **Abderrahim ZEMMIT**, «Contribution à la commande de la machine asynchrone à double alimentation (MADA) par les techniques intelligentes», Thèse présentée en vue de l'obtention du diplôme de Doctorat 3ème Cycle LMD en Electrotechnique, Université Mohamed Boudiaf –Msila, 2017.

[40]. **Jagadish H. Pujar, S. F. Kodad**, « Robust Sensorless Speed Control of Induction Motor with DTFC and Fuzzy Speed Regulator », International Journal of Computer, Electrical, Automation, Control and Information Engineering Vol: 5, No: 9, 2011.

[41]. **Riad TOUFOUTI, Salima MEZIANE, Hocine BENALLA** «Direct torque control strategy of induction motors» actaelectrotechnica et informatica vol. 7, no. 1, 2007.

[42]. **C Fahassa, Y Zahraoui, M Akherraz, M Kharrich**, «induction Motor DTC Performance Improvement by Inserting Fuzzy Logic Controllers and Twelve-Sector Neural Network Switching Table »- Mathematics, 2022 .

[43]. **Abdelkarim AMMAR**, « Amélioration des Performances de la Commande Directe de Couple (DTC) de La Machine Asynchrone par des Techniques Non-Linéaires», Thèse Doctorat préparée au Laboratoire de Génie Electrique de Biskra LGEB 2017.

[44]. Experimental DTC of an Induction Motor Applied to Optimize a Tracking System Article · April 2012 DOI: 10.24084/repqj10.750.

[45]. **A. Ameer, B. Mokhtari, L. Mokrani, B. Azoui, N. Essounbouli and A. Hamzaoui** «An Improved Sliding Mode Observer for Speed Sensorless Direct

Torque Control Of PMSM Drive With a Three-Level NPC Inverter Based Speed And Stator Resistance Estimator». In Journal of Electric Engineering, Vol. 10, 2010, Edition 4, pp.1-9.

[46] **ABDELKRIM Hamza & ELGHARBI Kamel**, «Commande Directe du Couple DTC-SVM d'une Machine Asynchrone (MAS) » Mémoire de Master, Université de M'sila, 2016 /2017.

[47]. **S, KHADAR** « Les stratégies de réduction des fluctuations du couple et du flux d'une machine synchrone à aimants permanents commandé par DTC »Mémoire de Master , M'sila, 2016.

[48]. **M, Alaa EA**, « Commande non linéaire d'une machine synchrone à aimants permanents avec observation en utilisant le filtre de kalman étendu », Mémoire de master, Université de M'sila, 2012.

[49]. **Boussaid abdelheq et Bouregba Mohammed Ali** , (2020). Structure générale de la commande directe du couple de la MSAPDE. Mémoire de master, Université de M'sila, 2012.

[50].**S. Meziane and H.Benalla**, 'Commandes adaptative et prédictive de la machine asynchrone', thèse de doctorat, Université Mentouri Constantine, 2009.

[51].**RAHOUA Naima** Commande Adaptative à Modèle de Référence d'une Machine Synchrone Triphasée Alimentée par un Onduleur de Tension, l'Université de Biskra.

[52].**Walid Hachelfi**, Contribution à l'amélioration des performances statiques et dynamiques du moteur à aimants permanents. Université Larbi Ben M'hidi – Oum El Bouaghi , 2022.

[53].**A. Boukhalfa**, 'Contribution à la commande adaptative floue pour les systèmes non linéaires discrets incertains', PhDThesis, Université Ferhat Abbas Sétif 1, 2019.

[54].**AbdenmourDISSA,Wail RZKI, Pr Farid NACRI**, Commande adaptative de la machine synchrone à aimant permanen, Université de Batna, Alegria.

[55].**T.benmokrane**" commande adaptative a modèle de référence d'une machine ainduction alimenté par un convertisseur de fréquence "Thèse de magister,Université de Batna, 2001.

[56].**AKKARI NADIA**, DOCTORAT EN SCIENCES EN ELECTROTECHNIQUE, CONTRIBUTION A L'AMELIORATION DE LA ROBUSTESSE DE LA COMMANDE D'UNE MACHINE ASYNCHRONE A DOUBLE ALIMENTATION, L'Université de Batna 02 juin 2010.

[57].**Bedjaoui Laid, HoumariAkram**, Thème Commande adaptative avec modèle de référence destinée à la machine asynchrone, Université de Bordj Bou Arreridj, 2020/2021.

[58].**Melle. SALMI Wassila, Melle. OUANASSI Leyla**, THEME Commande adaptative de la machine synchrone à aimants permanents, l'Université de Khenchela, 20/06/2018.

[59].**H.ADAMOU**, Theme application de la commande adaptative sur un système a suspension active d'un véhicule roulant.



annexe

Tension Nominale	220 V
Résistance Statorique	$R_{s1} = R_{s2} = 0.12 \Omega$
Inductance Propre d'une Phase	$L_s = 0.8 \text{ mH}$
Inductance Magnétisante	$M = 0.3 \text{ mH}$
Flux des Aimants	0.393 Wb
Nombre de Paire de Pôles	P 4
Moment d'Inertie	$J = 5 \cdot 10^{-3} \text{ [kg.m}^2\text{]}$
Coefficient des Frottement Visqueux	$f_r = 0 \text{ N.m.s}^2 / \text{rad}$

Schéma Blok de commande DTC

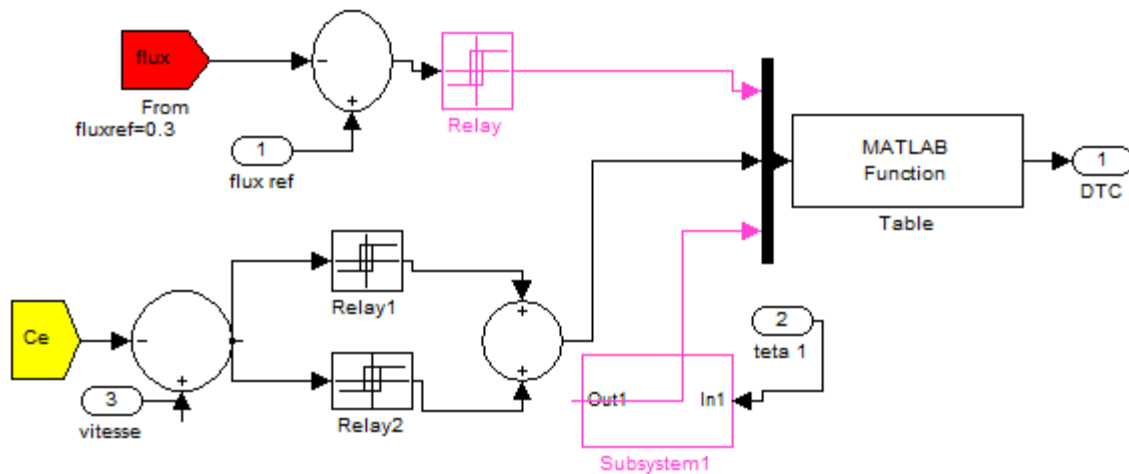


Schéma Blok de régulateur pi

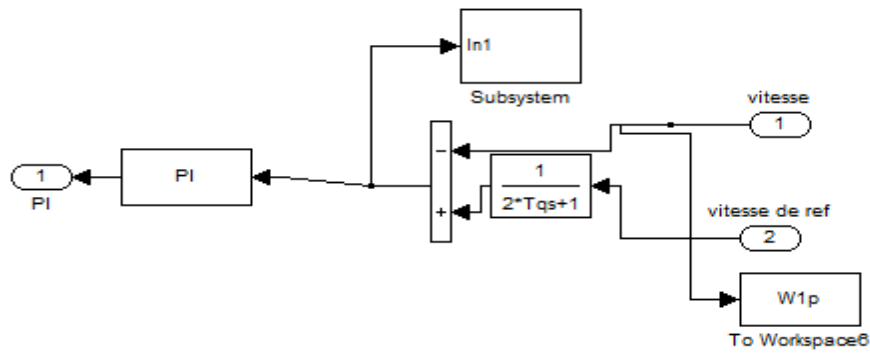


Schéma Blok de régulateur MRAC

