

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne Démocratique et Populaire
وزارة التعليم العالي و البحث العلمي
Ministère de l'enseignement Supérieur et de la Recherche scientifique



Université Mohamed Khider Biskra
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département de Génie Electrique
Filière : Electrotechnique
Option : **Commande électrique**

Réf:.....

Mémoire de Fin d'Etudes
En vue de l'obtention du diplôme:

MASTER

Thème

Commande directe du couple d'une machine
synchrone à aimants permanents
sans capteur

Présenté par :
Herzallah Hicham
Soutenu le :

Devant le jury composé de :

Mr Golea Amar
Mr Menacer Arezki
Mr Kiyyour Brahim

Professeur
Professeur
M.A.A

Président
Encadreur
Examineur

Année universitaire : 2015 / 2016

DEDICACE

Je dédie ce travail :

A ma Mère

A mon Père

A mon Epouse

A mes Frères et mes Sœurs

A mes Proches

HICHAM

Remerciements

*Nous tenons à remercier tout d'abord الله, Le Seigneur Le tout Puissant de l'univers, qui a permis que ce travail voit la lumière.
A lui toute louange.*

*La présentation de ce modeste travail nous offre l'opportunité d'exprimer notre gratitude et reconnaissance à notre encadreur
Pr "Arezki Menacer "
pour son suivi et ses judicieux conseils qui nous ont permis de mener à bien notre mémoire.*

*Messieurs les membres de jury : "Pr . Amar Golea " , " M.A.A. Brahim Kiyour " de la qualité de leurs conseils et de l'honneur qu'ils nous ont fait en acceptant à la participation
au jury de ce travail.*

Je tiens également à remercier : "Sara Zouzou" pour les documentations et les informations qui m'ont donnés sur ce travail.

Enfin nous remercions tous mes enseignants du département d'électrotechnique de l'Université de Biskra et l'ensemble des collègues de notre promotion, qui nous ont aidé à réaliser ce modeste travaille.

Listes des Figures et des Tableaux

Liste des Figures

Chapitre I :

Figure I.1: (a): stator d'une machine synchrone.	04
(b): Rotor d'une MSAP	
Figure I.2: Types des machines à aimants cylindriques à champ radial	05
Figure I.3: Courbe de désaimantation	06
Figure I.4: Courbes de désaimantations des principaux types d'aimants	07
Figure I.5: Représentation d'une MSAP	08
Figure I.6: Schéma équivalent d'un MSAP dans le repère (d, q) lié au rotor	09
Figure I.7: Modèle de PARK du MSAP	12
Figure I.8: Modèle de la MSAP dans le repère de Park	15
Figure I.9: Schéma de l'association MSAP-onduleur de tension	16
Figure I.10: Schéma équivalent de l'onduleur	17
Figure I.11: Modulation sinus- triangulation pour une phase	19
Figure I.12: Démarrage à vide en boucle ouverte suivi d'une application de charge	19

Chapitre II :

Figure II.1: Correcteur de flux à hystérésis et sélection des vecteurs de tensions	24
Figure II.2: Contrôle du couple à partir d'un correcteur à hystérésis à trois niveaux	25
Figure II.3: Schéma de la structure générale du contrôle direct de couple d'une MSAP	27
Figure II.4: Commande directe du couple pour un démarrage à vide suivi d'une application de charge	28
Figure II.5: DTC de la MSAP pour une inversion du sens de rotation à $t= 0.2s$	30

Chapitre III :

Figure III.1: Principe d'un observateur d'état	32
Figure III.2: Principe du filtre de Kalman	34
Figure III.3: Schéma de la structure générale du DTC d'une MSAP à base du filtre de kalman	37

Figure III.4: DTC avec FKE pour un démarrage à vide suivi d'une application de charge	39
Figure III.5: DTC avec FKE pour un démarrage à vide suivi d'une application de charge et inversion de vitesse	40
Figure III.6: DTC sans capteur à base du FKE en fonctionnement à faible vitesse	42

Chapitre IV :

Figure. IV.1: Schéma de la structure générale du DTC d'une MSAP sans capteur avec régulateur MG	43
Figure. IV.2: Fonction Sign	45
Figure IV.3: Fonction Sat	46
Figure IV.4: Schéma bloc de régulation de la vitesse	46
Figure IV.5: DTC sans capteur de vitesse à base du FKE avec réglage à MG: démarrage à vide suivi d'une application de charge et inversion de vitesse.	48
Figure IV.6: DTC_FKE_PI	50
Figure IV.7: DTC_FKE_MG	50

Liste des Tableaux

Tableau II.1: Table de la DTC classique de séquences d'un onduleur.

25

Symboles et Notations

Symboles

V_s : tension de phase

i_s : courant de phase

R_s : Résistance de phase statorique

L_s : Inductance de phase statorique

$[V_s]$: vecteurs des tensions de phases

$[I_s]$: vecteurs des courants de phases

$[R_s]$: matrice de résistance

$[L_{ss}]$: matrice d'inductance

$[\Phi_s]$: vecteur des flux.

C_{em} : Couple Electromagnétique

Ω : Vitesse angulaire mécanique

J : Inertie du rotor

C_r : Couple de charge

P : Nombre de Paires de pôles

θ : Angle électrique de la position du rotor

$S(a,b,c)$: Commandes des interrupteurs des bras reliés aux phase a, b, c

ω_r : Vitesse angulaire

ω_s : Pulsation

i_{ds} : Courant de l'axe 'd'

i_{qs} : Courant de l'axe 'q'

$(d, q, 0)$: Trois composant du vecteur de Park (Directe, Quadrature et séquence homopolaire)

$(\alpha, \beta, 0)$: Trois composants du vecteur de Concordia dans le repère fixe lié au stator

T_e : fréquence d'échantillonnage

U_{eq} : Commande équivalente

U_n : Commande discontinue de base

$S(x)$: La surface de glissement

Notations

MSAP : Machine synchrone à aimants permanents

MLI : Modulation de Largeur d'Impulsion

DTC: Commande directe du couple

MG : Régulateur à mode glissant

FKE : Filtre de kalman étendu

SVC : Commande à structure variable

Résumé: Le travail présenté dans ce mémoire est la modélisation et la simulation de la commande directe du couple classique d'une machine synchrone à aimants permanents sans capteur de vitesse en utilisant des régulateur PI. Le fonctionnement à faible vitesse provoque des oscillations dans la vitesse et le couple. L'introduction d'un régulateur à mode glissant dans la boucle de vitesse a permis la minimisation de ces oscillations ainsi la rapidité du système.

Mots clés : Machine synchrone à aimant permanent, DTC, estimation, filtre de kalman, mode glissant.

ملخص : يندرج هذا العمل في المذكرة حول نمذجة و محاكاة التحكم المباشر في عزم الدوران لمحرك تزامني ذي مغناطيس دائم بدون لاقط للسرعة باستعمال مرشح كالمان و التعديل باستخدام معدل PI . إن التشغيل في السرعات المنخفضة يعطي تموجات في السرعة و العزم. و تقليصها يكون بإضافة معدل ذو النمط الانزلاقي في حلقة السرعة إضافة إلى تسريع النظام.

الكلمات المفتاحية : المحرك التزامني ذات المغناطيس الدائم، التحكم المباشر في عزم الدوران، معدل ذو النمط الانزلاقي ، التشخيص، مرشح كالمان.

Sommaire

Sommaire

INTRODUCTION GENERALE	01
-----------------------	----

Chapitre I : Modélisation et simulation du moteur synchrone à aimants permanents

I.1 Introduction	03
I.2 Représentation de la machine à aimants permanents MSAP	03
I.2.1 Le stator	04
I.2.2 Le rotor	04
I.2.2.1 Dispositions des aimants au rotor	05
I.2.2.2 Propriétés et le choix d'aimants permanents	06
I.3 Domaine d'application de la MSAP	07
I.4 Avantages et Inconvénients	08
I.5 Modèle de la MSAP	08
I.5.1 Equations électriques	09
I.5.2 Equations magnétiques	10
I.5.3 Equations biphasée de la machine	11
I.5.4 Modèle simulation de la MSAP	13
I.6 Modélisation de l'association MSAP-onduleur de tension	15
I.6.1 Définition de l'onduleur	15
I.6.2 Modélisation de l'onduleur de tension	16
I.6.3 Commande de l'onduleur de tension à MLI naturelle	18
I.7 Simulation du modèle de la MSAP	19
I.8 Conclusion	20

Chapitre II : Commande Directe du couple de la MSAP

II.1 Introduction	21
II.2 Etude de la Commande Directe du Couple	21
II.2.1 Principe	21
II.2.2 Stratégie de commande directe du couple et du flux	22
II.2.3 Estimateur du flux statorique et du couple électromagnétique	22

II.2.3.1 Estimateur du flux statorique	23
II.2.3.2 Estimateur du couple électromagnétique	24
II.2.4 Elaboration du vecteur de commande	24
II.2.4.1 Correcteur de flux	24
II.2.4.2 Correcteur du couple	24
II.2.4.3 Elaboration de la table de commande	25
II.3 Avantages et inconvénients de cette technique	26
II.4 Structure générale du contrôle direct de couple	26
II.5 Simulation	27
II.5.1 Démarrage à vide suivi d'une introduction du couple de charge	27
II.5.2 Démarrage à vide suivi d'une inversion de vitesse	29
II.6 Conclusion	30

Chapitre III : Commande directe du couple sans capteur de vitesse de la MSAP

III.1 Introduction	32
III.2 Principe d'un observateur	32
III.3 Filtre de Kalman étendu	33
III.3.1 Principe	33
III.3.2 Algorithme	33
III.4 Estimation de la vitesse et la position de la MSAP par EKF	34
III.4.1 Modèle du moteur synchrone à aimants permanents	34
III.4.2 Discrétisation du modèle de la MASP	35
III.4.3 Mise en équations du model de la MSAP sans capteur à base du FKE	36
III.4.4 Détermination des matrice F et H	36
III.5 Choix des matrices de covariance Q et R	36
III.6 Structure générale du DTC sans capteur à base du filtre de Kalman	37
III.7 Simulation du modèle	37
III.7.1 Démarrage à vide suivi d'une application du couple de charge	38
III.7.2 Démarrage à vide suivi d'une introduction de couple et inversion de vitesse	39
III.7.3 Fonctionnement à petite vitesse	41
III.8 Conclusion	42

Chapitre IV : Commande DTC sans capteur de vitesse avec MG de la MSAP

IV.1	Introduction	43
IV.2	Commande par mode glissant MG	43
IV.3	Conception de l'algorithme de commande par MG	44
IV.3.1	Choix de la surface	44
IV.3.2	Condition d'existence et de convergence	44
IV.3.2.1	Fonction directe de commutation	44
IV.3.2.2	Fonction de Lyapunov	45
IV.3.3	Détermination de la loi de commande	45
IV.3.3.1	Commande équivalente	45
IV.3.3.2	Commande discontinue de base	45
IV.4	Conception d'un régulateur MG de la vitesse	46
IV.5	Simulation	46
IV.5.1	Démarrage à vide suivi d'une introduction de couple et inversion de vitesse	47
IV.5.2	Comparaison au niveau du régulateur de la vitesse	49
IV.6	Conclusion	50
	Conclusion Générale	52
	Bibliographie	53
	Annexe	55

Introduction Générale

INTRODUCTION GENERALE

Aujourd'hui, les moteurs synchrones à aimants permanents (MSAP) sont recommandés dans le monde industriel. Ceci est dû au fait qu'ils sont simples, fiables et moins encombrants que les moteurs à courant continu. Ainsi, leur construction est plus simple puisque ils n'ont pas de commutateurs mécaniques [1]. Par conséquent, ceci augmente leur durée de vie et évite un entretien permanent. Ils peuvent être utilisés dans un environnement explosif car aucune étincelle n'est produite. Ils peuvent aussi fournir des puissances importantes par rapport à leur masse contrairement aux machines à courant continu qui demandent plus de sources d'alimentation et ont une puissance massique plus faible [1].

L'absence de découplage naturel entre l'inducteur et l'induit rend la commande du MSAP plus difficile, en dépit de sa simplicité structurelle. Le MSAP peut être décrit par trois équations différentielles non linéaires, avec les grandeurs électriques (courants et flux) et une grandeur mécanique (vitesse du rotor). Les entrées physiques du système sont les tensions statorique. Ce modèle dépend des résistances statorique qui varient considérablement avec la température de la machine.

Il existe plusieurs techniques de commande appliquées sur les machines synchrones, se classifiant en deux catégories : contrôle scalaire et contrôle vectoriel. Dans le premier groupe, la vitesse est contrôlée par la fréquence et l'amplitude de la source d'alimentation de la machine. Par contre le deuxième groupe, est basé sur le contrôle du vecteur flux de la machine. A cette fin, les sorties du système de contrôle sont les consignes du vecteur de tension ou courant qu'il faut fournir à la machine.

Les derniers développements de la commande pour la machine synchrone ont vu l'émergence de différentes structures basées sur le contrôle vectoriel, parmi lesquelles: le contrôle direct du couple ou DTC (Direct Torque Control) qu'est apparu au milieu des années 80 comme concurrentiel par rapport aux techniques de commande vectorielle. Au contraire de ces dernières, qui sont basées sur des formalismes mathématiques pointus mais rigoureux [2], les techniques de contrôle direct étaient à leur origine basées sur une connaissance qualitative et simplifiée du comportement de la machine. Souvent les actions de réglage étaient entreprises en recourant à de simples régulateurs par hystérésis et des tableaux de localisation.

La commande sans capteurs de vitesse est devenue un axe de recherche et de développement intensif. Les chercheurs veulent éviter les problèmes rencontrés dans les systèmes de régulation, causés par les imperfections inhérentes aux capteurs de mouvement de rotation utilisés.

L'incorporation de ces derniers dans les systèmes peut augmenter leur complexité et leur encombrement. Elle peut aussi dégrader les performances de la régulation. Pour ces raisons, la suppression de ces capteurs est indispensable.

Dans ce contexte, le mémoire comporte quatre chapitres:

✓ Dans le premier chapitre, on rappellera le principe de modélisation de la machine MSAP dans le repère biphasé de Park, en décrivant son modèle d'état et notamment les expressions donnant le couple électromagnétique et la vitesse de rotation de la machine. Finalement, on expose les résultats de simulation lors du fonctionnement à vide et en charge.

✓ Dans le deuxième chapitre, on décrira en détail la mise en œuvre de la partie théorique du contrôle direct du couple classique appliqué à la commande de la machine. On présentera également les résultats de simulation obtenus pour un fonctionnement à vide et en charge.

✓ L'intégration d'un filtre de Kalman étendu, pour atteindre un réglage total, constitue l'objet du troisième chapitre. Ce dernier permet d'estimer la vitesse, afin de les introduire dans la commande DTC pour l'asservissement de vitesse.

✓ Au dernier chapitre, le régulateur en mode glissant est utilisée pour améliorer la robustesse du système et minimiser le chattering.

En fin une conclusion générale où on expose les divers résultats obtenus et les perspectives pour l'amélioration du modeste travail.

Chapitre I :

Modélisation et simulation du moteur synchrone à
aimants permanents

I.1 Introduction

L'augmentation croissante des performances globales des entraînements industriels à vitesse variable est aujourd'hui principalement liée aux progrès réalisés dans le domaine de la commande des machines à courant alternatif. Ceci est grâce au développement de la technologie des composants de l'électronique de puissance et l'apparition des processeurs numériques à fréquence élevée et à forte puissance de calcul [1], [2].

Le moteur synchrone à aimants permanents dont la puissance électrique peut dépasser un méga Watt, est de plus en plus utilisé dans le domaine de vitesse variable. Son choix dans les entraînements à vitesse variable devient attractif et concurrent de celui des moteurs asynchrone et à courant continu grâce à l'évolution de la technologie des aimants permanents qu'ils soient à base d'alliage ou à terre rares [1], [3]. Cela leur a permis d'être utilisés comme inducteur dans les machines synchrones offrant ainsi, par rapport aux autres types de machines, beaucoup d'avantages, entre autres, une faible inertie et un couple massique élevé [3].

Le moteur synchrone est fortement pénalisé par l'absence du couple hors du synchronisme. Alimenté par des réseaux à fréquence fixe, il doit être lancé à la vitesse de synchronisme pour fournir un couple électromagnétique. Pour palier ces difficultés, il doit être muni d'une alimentation à fréquence variable, qui est généralement un onduleur à MLI. Cela constitue un variateur de vitesse électromécanique constitué d'une machine synchrone associée à un convertisseur statique de l'électronique de puissance [4].

Dans ce chapitre, on présentera le principe de fonctionnement et la modélisation d'une machine synchrone à aimants permanents associée à un convertisseur statique (un onduleur à MLI).

I.2 Représentation de la machine à aimants permanents MSAP

Le terme de la machine synchrone regroupe toutes les machines dont la vitesse de rotation de l'arbre de sortie est égale à la vitesse de rotation du champ tournant. Pour obtenir un tel fonctionnement, le champ magnétique rotorique est généré soit par des aimants, soit par un circuit d'excitation. La position du champ rotorique est alors fixe par rapport au rotor, ce qui impose en fonctionnement normal une vitesse de rotation identique entre le rotor et le champ tournant statorique. Cette famille de machine regroupe plusieurs sous familles:

- Les machines synchrones à rotor bobiné,
- Les machines synchrones à réluctance,
- Les machines synchrones à aimants permanents.

On s'intéresse particulièrement par cette dernière catégorie. En effet avec l'apparition des aimants permanents de plus en plus performants (faible désaimantation, énergie maximale stockée plus grande, induction de saturation et champ coercitif plus élevé), cette machine se compose de:

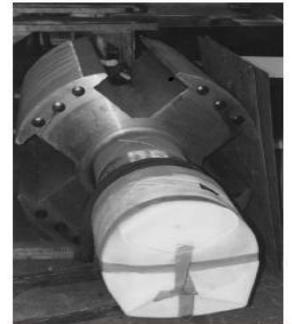
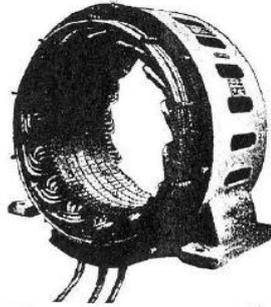


Figure I.1: (a): stator d'une machine synchrone.

(b): Rotor d'une MSAP

I.2.1 Stator

Est une partie fixe induit où se trouve les enroulements liés à la source, il est semblable au stator de toutes les machines électriques triphasées, il est constitué d'un empilage de tôle magnétique qui contient des encoches dans lesquelles sont logés trois enroulements identiques décalés entre eux de $2/3$.

Son fonctionnement est basé sur le principe de rotation du champ magnétique en synchronisme avec le rotor (vitesse de rotation identique entre le rotor et le champ tournant statorique); d'où le nom des machines synchrones à aimants permanents (MSAP).

La vitesse de rotation du champ tournant est proportionnelle au nombre de pôles de la machine et à la pulsation des courants statorique [5]. On note: $\omega_r = \omega / p$

avec :

ω_r : vitesse de rotation de la machine (*rad/s*)

ω : pulsation des courants statorique (*rad/s*),

P : nombre de paire de pôles de la machine.

I.2.2 Rotor

Représente la partie mobile de la MSAP, formé d'un assemblage de tôles et d'aimants créant le flux inducteur, il est généralement de deux types [5]:

- rotor possédant des pièces polaires servant à la concentration du flux d'induction dans lequel les aimants sont orientés soit parallèlement, soit perpendiculairement à l'entrefer ou de manière plus complexe. Dans ce type de machine, l'inducteur est à pôles saillants.
- rotor sans pièces polaires donc à entrefer constante, dans lequel l'aimantation des aimants est généralement perpendiculaire à l'entrefer.

I.2.2.1 Dispositions des aimants au rotor

Il existe pour les machines à aimants permanents de nombreuses topologies et types, parmi ces topologies on a: machines à aimants cylindriques à champ radial, machines à aimants discoïdes à champ axial et machines à aimants à flux transverse [4].

Pour les machines à aimants cylindriques à champ radial on distingue plusieurs types en fonction de la disposition des aimants sur le rotor (figure. I.2)

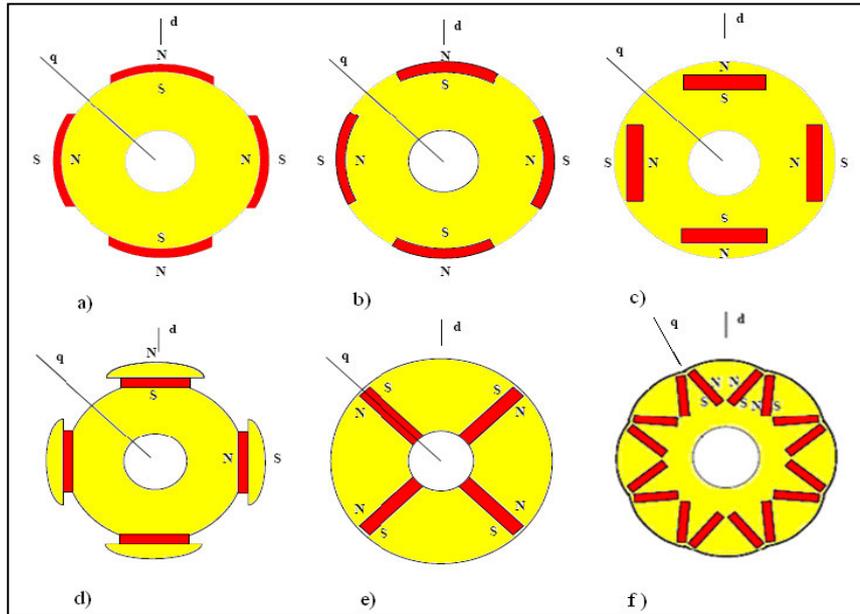


Figure I.2 : Types des machines à aimants cylindriques à champ radial.
 a) à aimants collées, sans pièces polaires, b) à aimants insérés.
 c) à aimants enterrés, d) à épanouissement polaire.
 e) et f) à aimants enterrés, structure à aimants à concentration de flux.

Parmi ces types on peut alors distinguer particulièrement les : machines sans pièces polaires et machines avec pièces polaires

➤ **Machines sans pièces polaires ($L_d = L_q$)**

Les machines sans pièces polaires comportent un rotor dont les aimants sont montés en surface, en périphérie du noyau magnétique rotorique et sont maintenus par collage ou frottement. Ce type de structure se caractérise principalement par une réluctance constante et de faible valeur le long de l'entrefer [4]. On peut obtenir une force électromotrice quasi trapézoïdale si les aimants sont à aimantation radiale et l'entrefer réduit, utile pour une alimentation par courants rectangulaires sans ondulations de couple.

➤ **Machines avec pièces polaires ($L_d < L_q$)**

Le rôle des pièces polaires consiste à élever l'induction dans l'entrefer à une valeur supérieure à celle fournie par les aimants, particulièrement lorsque l'on y ajoute un effet de concentration géométrique du flux magnétique. À cause de l'épaisseur des aimants, l'entrefer sur l'axe direct est plus grand que celle sur l'axe indirect, par conséquent L_d est inférieure à L_q . On peut

distinguer deux types de machine avec pièces polaires: Les rotors avec aimants sous les pièces polaires comportant des aimants disposés contre le noyau magnétique [4]. Ces aimants peuvent être de forme parallélépipédique à aimantation parallèle ou en forme de tuile aimantée radialement. Les rotors à concentration de flux qui utilisent l'aimantation tangentielle d'aimants généralement parallélépipédiques disposés entre les pièces polaires contre un arbre aimantique. Ces dernières réalisent une concentration de flux à condition que le nombre des pôles soit suffisamment élevé, ce qui permet d'augmenter le module du champ dans l'entrefer de façon significative.

I.2.2.2 Propriétés et le choix d'aimants permanents

Le choix des aimants permanents est essentiel puisqu'ils interviennent beaucoup dans le couple massique d'un actionneur.

Les aimants sont principalement caractérisés par leurs cycles d'hystérésis et plus particulièrement par la courbe de désaimantation du deuxième quadrant du plan $B-H$ (figure. I.3) caractérisé par [6]:

- Induction rémanente B_r , c'est-à-dire l'induction résiduelle en circuit fermé;
- Champ coercitif de l'induction H_{cb} qui est le champ démagnétisant annulant l'induction, plus sa valeur est élevée et plus l'aimant est stable;

Les valeurs H_m et B_m du point de fonctionnement optimal M correspondant à $(BH)_{max}$.

On peut classer les différents types d'aimants en fonction de ces paramètres. En plus de ces propriétés magnétiques, il est indispensable de connaître le point de curie qui représente la température au delà de laquelle l'aimant perdu ces propriétés magnétiques. Il est indispensable de connaître aussi les propriétés mécaniques et physico-chimiques, le prix, la perméabilité réversible, ainsi que la caractéristique magnétique.

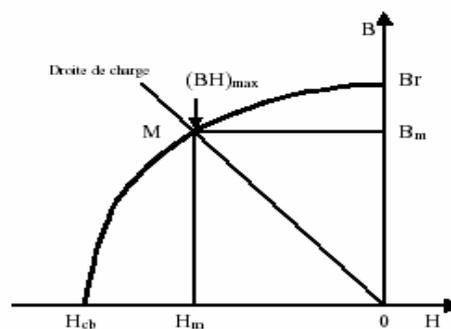


Figure I.3: Courbe de désaimantation

La figure I.4 illustre les courbes de désaimantation des principaux types d'aimants.

- Les alnico: sont les alliages de fer, d'aluminium, de nickel et de cobalt. Leur champ rémanent est élevé, mais leur excitation coercitive est faible, sensibles aux champs antagonistes, leur part de marché est assez réduite et leur coût est moyen.

- Les ferrites: sont des composés d'oxyde de ferrique et d'oxyde de strontium ou de baryum. Leur champ rémanent n'est pas très élevé, mais leur excitation coercitive est importante. Leur faible coût fait que les ferrites occupent aujourd'hui la majorité du marché des aimants.

- Le samarium cobalt: les composés de cobalt et de terres rares comme le samarium. Ces matériaux ont d'excellentes performances techniques. Leur champ rémanent et leur excitation Coercitive sont élevés, leur inconvénient reste le coût important.

- Les Néodyme-Fer-Bore (*Nd-Fe-B*): ont des performances supérieures aux Samarium Cobalt et sont beaucoup moins coûteux mais leur tenue à la température est moins bonne (jusqu'à 160°C).

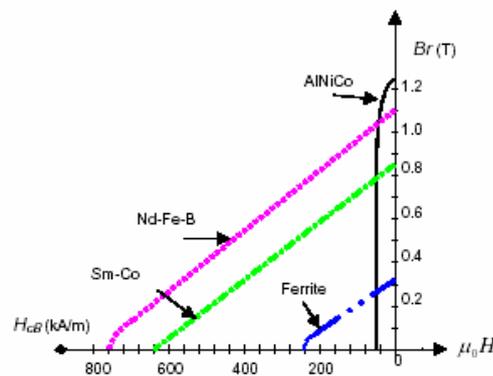


Figure I.4 : Courbes de désaimantation des principaux types d'aimants.

Le choix des aimants permanents dépend des facteurs suivants [18]:

- Performance du moteur,
- Poids du moteur,
- Dimension du moteur,
- Rendement du moteur,
- Facteur économique.

I.3 Domaine d'application de la MSAP

La machine synchrone à aimants permanents est utilisée dans une large gamme de puissance, allant de centaines de Watts (servomoteur) à plusieurs méga Watts (système de propulsion des navires), dans des applications aussi diverse que le positionnement, la synchronisation l'entraînement à vitesse variable, et la traction:

- il fonctionne comme compensateur synchrone.

- il est utilisé pour les entrainements qui nécessitent une vitesse de rotation constante, tels que les grands ventilateurs, les compresseurs et les pompes centrifuges, et grâce au développement de l'électronique de puissance, l'association machine à aimants convertisseur de puissance a trouvé de nombreuses applications dans les domaines très divers tels que la robotique, la technologie de l'espace et dans d'autres applications plus particulières (domestique,...) [7].

I.4 Avantages et inconvénients de la MSAP

- **Avantages**

- Elimination des pertes par glissement particulièrement pour les moyennes et les petites puissances,
- Facteur de puissance plus élevé,
- Elimination des pertes rotorique,
- Pas d'excitation, donc il n'y a pas des pertes dans les contacts frottant, dans ce cas le rendement augmente, la machine devient plus économique.
- Aucun entretien pendant toute la durée de vie.

- **Inconvénients**

Le principal inconvénient de la machine à aimants est la difficulté du réglage du flux d'inducteur, donc la commande du moteur est effectuée par action extérieure en particulier dans le cas d'inducteur à pôle saillants [8].

I.5 Modèle de la MSAP

La figure I.5 montre la représentation des enroulements pour une machine synchrone triphasée à aimants permanents

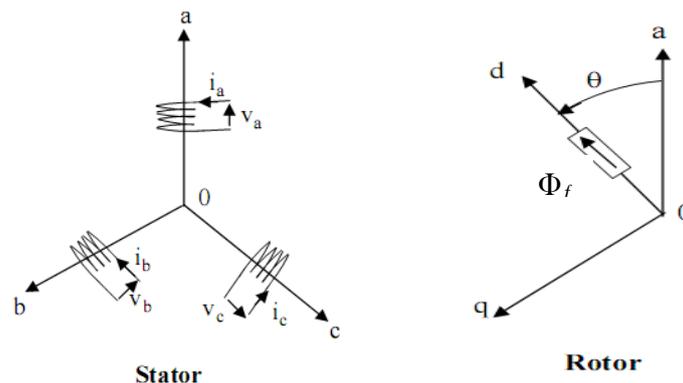


Figure I.5: Représentation d'une MSAP

Le modèle mathématique de la machine synchrone à aimants permanents obéit à certaines hypothèses simplificatrices on supposant:

- Absence de saturation dans le circuit magnétique,
- Distribution sinusoïdale de la FMM créée par les enroulements du stator,

- Hystérésis est négligée avec les courants de Foucault et l'effet de peau,
- Effet d'encoche est négligeable,
- Résistance des enroulements ne varie pas avec la température[9].

La structure de la machine synchrone à aimants permanents comporte un enroulement triphasé a, b, c au stator. Les aimants permanents sont représentés par un inducteur au rotor alimenté par une source de courant continu.

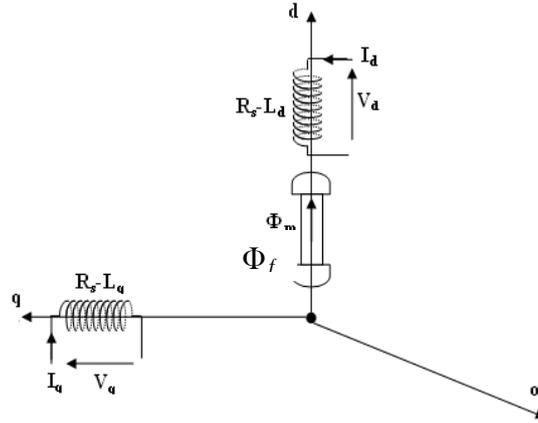


Figure I.6: Schéma équivalent d'un MSAP dans le repère (d, q) lié au rotor.

Les équations de la machine synchrone à aimants permanents relatives au rotor et au stator s'écrivent:

I.5.1 Equations électriques

a) Au stator

$$[V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt}[\Phi_s] \quad (I-1)$$

$[V_s]$, $[I_s]$, $[\Phi_s]$: Tension , courant et flux au stator.

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad (I-2)$$

b) Au rotor

$$[V_f] = [R_f][I_f] + \frac{d}{dt}[\Phi_f] \quad (I-3)$$

$$[I_f] = \begin{bmatrix} I_f \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} ; [R_f] = \begin{bmatrix} R_f & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} ; [V_f] = \begin{bmatrix} V_f \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (I-4)$$

I.5.2 Equations magnétiques

a) Flux statorique

$$[\Phi_s] = [L_s][I_s] + [M_{sf}][I_f] \quad (\text{I-5})$$

b) Flux rotorique:

$$[\Phi_f] = [L_f][I_f] + [M_{sf}][I_s] \quad (\text{I-6})$$

$$[L_f] = \begin{bmatrix} L_f & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{I-7})$$

La matrice $[L_s]$ est une matrice carrée d'ordre 3, contient des termes constants, on les regroupe dans $[L_{s0}]$ et les termes variables dépendent de θ sont regroupés dans $[L_{s2}(\theta)]$.

On pose:

$$[L_s] = [L_{s0}] + [L_{s2}] \quad (\text{I-8})$$

$$[L_{s0}] = \begin{bmatrix} L_{s0} & M_{s0} & M_{s0} \\ M_{s0} & L_{s0} & M_{s0} \\ M_{s0} & M_{s0} & L_{s0} \end{bmatrix} \quad (\text{I-9})$$

et:

$$[L_{s2}] = L_{s2} \begin{bmatrix} \cos(2\theta) & \cos(2(\theta - \frac{2\pi}{3})) & \cos(2(\theta + \frac{4\pi}{3})) \\ \cos(2(\theta - \frac{2\pi}{3})) & \cos(2(\theta + \frac{4\pi}{3})) & \cos(2\theta) \\ \cos(2(\theta + \frac{4\pi}{3})) & \cos(2\theta) & \cos(2(\theta - \frac{2\pi}{3})) \end{bmatrix} \quad (\text{I-10})$$

$[M_{sf}]$: est la matrice inductance correspond au couplage entre le rotor et le stator [10].

$$[M_{sf}] = M_f \begin{bmatrix} \cos\theta \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \text{ et } [M_{sf}] = [M_{fs}]^T \quad (\text{I-11})$$

$$[V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt}([L_s][I_s] + [M_{sf}][I_f]) \quad (\text{I-12})$$

$$[V_f] = [R_f][I_f] + \frac{d}{dt}([L_f][I_f] + [M_{sf}][I_s]) \quad (\text{I-13})$$

Où:

θ : angle électrique;

$[L_s]$: matrice des inductances statorique;

$[M_{sf}(\theta)]$: matrice des inductances mutuelles stator-rotor;

M_{sf} : la valeur maximale de ces inductances mutuelles.

On peut remarquer que les flux s'expriment en fonction de deux courants l'un est statorique et l'autre est rotorique, ce qui implique un couplage entre les grandeurs du stator et du rotor.

Ce couplage est à la base des non linéarités du moteur synchrone. La stratégie des commandes, telle que la commande vectorielle et la DTC est de découpler les grandeurs électriques du moteur afin de disposer de variables de contrôle indépendantes.

I.5.3 Equations biphasée de la machine

Pour simplifier le système d'équation à coefficient variable, on introduit la transformée de Park qui fait correspondre aux variables réelles leurs composantes : V_d, V_q, V_0 et I_d, I_q, I_0

Sachant que le passage (triphase/biphase) est donné comme suit :

$$[V_s] = [P(\theta)] [V_{s\ dq0}],$$

$$[I_s] = [P(\theta)] [I_{s\ dq0}].$$

$[P(\theta)]$: matrice de PARK normalisée

$$[P] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I-14)$$

Les équations deviennent:

a) Equations de tension

$$[V_{s\ dq0}] = [R_s][I_{s\ dq0}] + [P(\theta)]^{-1} \frac{d}{dt} ([L_s][P(\theta)][I_{s\ dq0}] + [M_{sf}][I_f]) \quad (I-15)$$

$$[V_f] = [R_f][I_f] + \frac{d}{dt} ([M_{sf}][P(\theta)][I_{s\ dq0}] + [L_f][I_f]) \quad (I-16)$$

Après développement des équations ci-dessus, on obtient les équations suivantes :

b) Equations électriques

$$\begin{cases} V_d = R_s I_d + \frac{d}{dt} \Phi_d - \omega_r \Phi_q \\ V_q = R_s I_q + \frac{d}{dt} \Phi_q + \omega_r \Phi_d \end{cases} \quad (I-17)$$

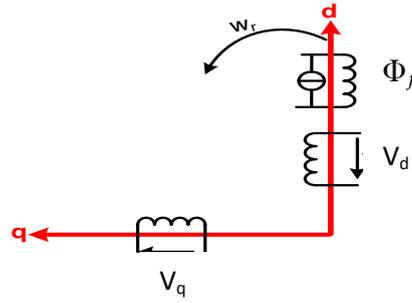


Figure I.7: Modèle de Park du MSAP

c) Equations magnétiques

Les flux peuvent être formulés par les équations suivantes :

$$\Phi_d = L_d I_d + \Phi_f \quad (I-18)$$

Φ_f : constante indiquant le champ dû à l'aimantation permanente du rotor.

$$\Phi_q = L_q I_q \quad (I-19)$$

Le modèle de la MSAP peut s'écrire sous la forme suivante:

$$\begin{cases} V_d = R_s I_d + L_d \frac{d}{dt} I_d - \omega_r L_q I_q \\ V_q = R_s I_q + L_q \frac{d}{dt} I_q + \omega_r (L_d I_d + \Phi_f) \end{cases} \quad (I-20)$$

En introduisant la transformée de Laplace dans les équations ci-dessus elles deviennent:

$$\begin{cases} sI_d = \frac{1}{L_d} [-R_s I_d + \omega_r L_q I_q + V_d] \\ sI_q = \frac{1}{L_q} [-R_s I_q - \omega_r (L_d I_d + \Phi_f) + V_q] \end{cases} \quad (I-21)$$

d) Expression du couple électromagnétique

$$P(t) = V_{sa} I_{sa} + V_{sb} I_{sb} + V_{sc} I_{sc} \quad (I-22)$$

Selon Park, l'expression de la puissance transmise est:

$$P(t) = \frac{3}{2} (V_d I_d + V_q I_q) \quad (I-23)$$

En remplaçant V_d et V_q par leurs expressions on aura:

$$P(t) = \frac{3}{2} [-R_s (I_d^2 - I_q^2) - (I_d \frac{d\Phi_d}{dt} + I_q \frac{d\Phi_q}{dt}) + \frac{d\theta}{dt} (\Phi_d I_q - \Phi_q I_d)] \quad (I-24)$$

- $[-R_s (I_d^2 - I_q^2)]$: représente la puissance dissipée en pertes Joules dans les enroulements du stator.

- $\frac{3}{2}[I_d \frac{d\Phi_d}{dt} + I_q \frac{d\Phi_q}{dt}]$: représente la variation de l'énergie magnétique emmagasinée dans les enroulements du stator.
- $\frac{3}{2}[\frac{d\theta}{dt}(\Phi_d I_q - \Phi_q I_d)]$: représente la puissance électromagnétique.

Sachant que: $P\Omega = \omega$, $P_{em} = C_{em} \Omega$

$$C_{em} = \frac{3}{2} P[\Phi_d I_q - \Phi_q I_d] \quad (I-25)$$

Après affectation des opérations nécessaires on peut écrire :

$$C_{em} = \frac{3}{2} P[(L_d - L_q)I_d I_q + I_q \Phi_f] \quad (I-26)$$

e) Equations mécaniques

Le rôle du couple électromagnétique est d'équilibrer à tout instant l'action résultante exercée sur l'arbre du rotor par:

- Le couple résistant (ou statique) imposé par la charge mécanique : C_r .
- Le couple des frottements visqueux : $f_r \Omega_r$
- Le couple d'inertie des masses en rotation rapporté au diamètre du rotor : $J d\Omega_r / dt$.

La dernière relation importante complétant le modèle du MSAP, est l'équation fondamentale de la mécanique décrivant la dynamique du rotor de la machine :

$$J \frac{d\Omega_r}{dt} + f_r \Omega_r = C_{em} - C_r . \quad (I-27)$$

avec:

- J : moment d'inertie du moteur,
- Ω_r : vitesse angulaire mécanique du rotor,
- f_r : coefficient de frottement visqueux,
- C_{em} : couple électromagnétique délivré par le moteur,
- C_r : couple résistant, ou de charge.

I.5.4 Modèle de simulation de la MSAP

Considérant les tensions V_d, V_q et le flux d'excitation Φ_f comme grandeurs de commande, les courants I_d, I_q comme variables d'état.

a) Equations d'état

On cherche d'obtenir un système d'équations sous forme d'équations d'état:

$$[\dot{X}] = [A][X] + [B][V] \quad (I-28)$$

$$[X] = [I_d \ I_q]^t, [V] = [V_d \ V_q]^t \quad (I-29)$$

[A] : Matrice de fondamentale qui caractérise le système

[B] : Matrice d'entrée.

[V] : Vecteur de commande.

[X] : Vecteur d'état.

b) Equations électriques

Le système peut se mettre sous la forme d'équation d'état suivante:

$$\frac{d}{dt}[X] = [A][X] + [B][V]$$

et :

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_d \\ I_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & \omega_r \frac{L_q}{L_d} \\ -\omega_r \frac{L_d}{L_q} & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} & -\frac{\omega_r}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ \Phi_f \end{bmatrix} \tag{I-30}$$

On peut écrire les matrices [A] et [B] sous la forme:

$$[A] = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & 0 \\ 0 & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} + \omega_r \begin{bmatrix} 0 & \frac{L_q}{L_d} \\ -\frac{L_d}{L_q} & 0 \end{bmatrix} \tag{I-31}$$

$$[B] = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} & 0 \end{bmatrix} + \omega_r \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{L_q} \end{bmatrix} \tag{I-32}$$

c) Equations mécaniques

L'équation mécanique de mouvement et l'équation de couple électromagnétique sont définie comme suit :

$$\begin{cases} C_{em} = \frac{3}{2} P [\Phi_d I_q - \Phi_q I_d] \\ C_{em} - C_r - f_r \Omega_r = J \frac{d\Omega_r}{dt} \\ P \Omega_r = \omega_r \end{cases} \tag{I-33}$$

A partir des équations (I-1), (I-26), (I-27) on construit le schéma de bloc de la figure (I-8)

- onduleurs de tension;
- onduleurs de courant;

Selon le nombre de phases (monophasé, triphasé, etc...);

Selon le nombre de niveaux (2,3, etc...).

Les avantages de l'association des machines synchrones à aimants permanents avec des convertisseurs statiques sont nombreux:

- Variation de l'amplitude de la tension d'alimentation de la machine.
- Variation de la vitesse de synchronisme par la variation de la fréquence du convertisseur.

Par conséquent, pour donner les moyens de cette action, il faut disposer d'une source d'alimentation capable de délivrer une tension à fréquence variable.

I.6.2 Modélisation de l'onduleur de tension

L'onduleur de tension alimente la MSAP peut être idéalement représenté selon la figure (I.9), où T_i et T'_i ($i=a, b, c$) sont des transistors MOSFET, S_i ($i=a, b, c$) sont les commandes logiques telle que:

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

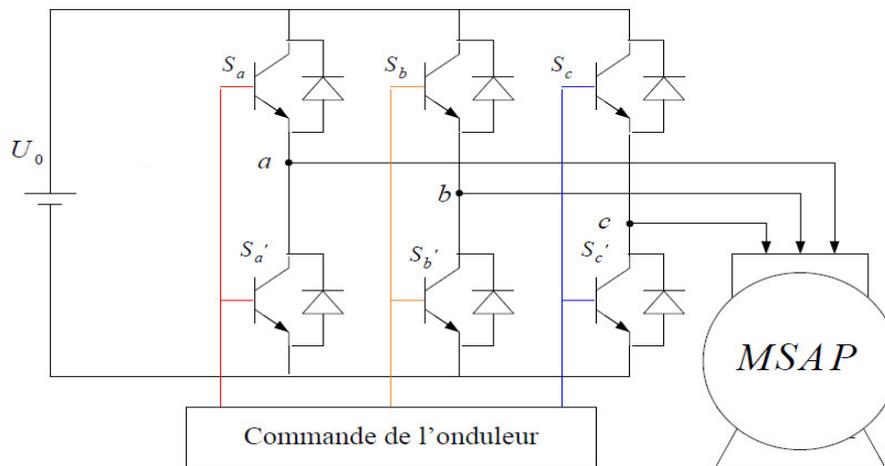


Figure I.9: Schéma de l'association MSAP-onduleur de tension.

On considère l'alimentation de l'onduleur comme une source parfaite, supposée être constituée par deux générateurs de F.E.M égale à $U_0/2$ connectés entre eux par un point noté (o). L'onduleur est constitué de trois bras, chaque bras est constitué de deux transistors dont la commande est complémentaire. Les transistors sont shuntés par des diodes de récupération. Chaque bras de l'onduleur peut être présenté par un interrupteur à deux positions comme l'indique la figure (I.10). La machine synchrone est connectée en étoile. U_0 est la tension continue alimentant l'onduleur de tension.

Les tensions composées sont obtenues à partir des sorties de l'onduleur:

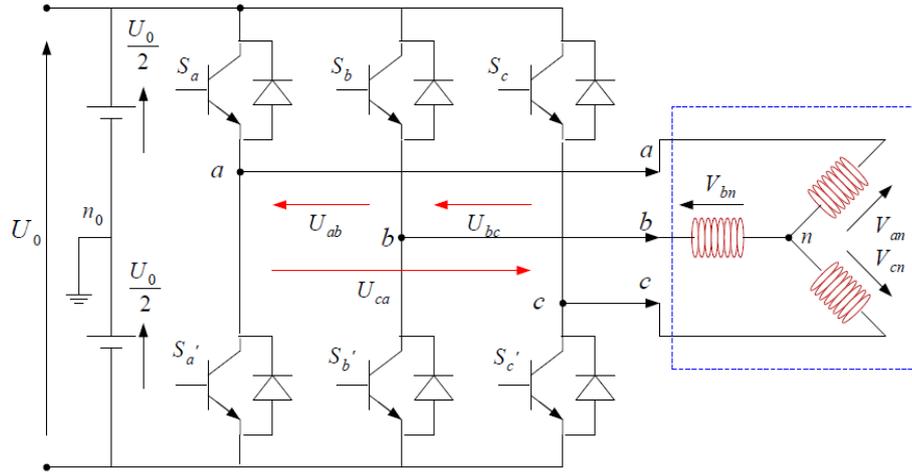


Figure I.10 : Schéma équivalent de l'onduleur.

Pour simplifier l'étude, on supposera que:

- * la commutation des interrupteurs est instantanée;
- * la chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable;
- * la charge triphasée est équilibrée et couplée en étoile avec neutre isolé;

Pour les tensions composées :

$$\begin{cases} u_{ab} = u_{ao} + u_{ob} = u_{ao} - u_{bo} \\ u_{bc} = u_{bo} + u_{oc} = u_{bo} - u_{co} \\ u_{ca} = u_{co} + u_{oa} = u_{co} - u_{ao} \end{cases} \quad (I-38)$$

u_{ab} , u_{bc} et u_{ca} peuvent être considérées comme des tension d'entrée à l'onduleur

Soit « n » l'indice du point neutre du coté alternatif. Donc:

$$\begin{cases} u_{ao} = u_{an} + u_{no} \\ u_{bo} = u_{bn} + u_{no} \\ u_{co} = u_{cn} + u_{no} \end{cases} \quad (I-39)$$

u_{an} , u_{bn} et u_{cn} sont les tensions simples de la machine et u_{no} est la tension fictive entre le neutre de la MSAP et le point fictif d'indice « o ».

Sachant que la charge est équilibrée et que le neutre est isolé alors :

$$u_{an} + u_{bn} + u_{cn} = 0 \quad (I-40)$$

La substitution de (I.40) dans (I.41) aboutit à:

$$u_{no} = \frac{1}{3} (u_{ao} + u_{bo} + u_{co}) \quad (I-41)$$

En remplaçant (I.40) dans (I.42), on obtient:

$$\begin{cases} u_{an} = \frac{2}{3}u_{ao} - \frac{1}{3}u_{bo} - \frac{1}{3}u_{co} \\ u_{bn} = -\frac{1}{3}u_{ao} + \frac{2}{3}u_{bo} - \frac{1}{3}u_{co} \\ u_{cn} = -\frac{1}{3}u_{ao} - \frac{1}{3}u_{bo} + \frac{2}{3}u_{co} \end{cases} \quad (\text{I-42})$$

Donc :

$$\begin{cases} u_{an} = \frac{U_o}{3}(2S_a - S_b - S_c) \\ u_{bn} = \frac{U_o}{3}(-S_a + 2S_b - S_c) \\ u_{cn} = \frac{U_o}{3}(-S_a - S_b + 2S_c) \end{cases} \quad (\text{I-43})$$

Il suffit d'appliquer la transformation de Concordia pour passer d'un système triphasé au système biphasé.

Sous forme matricielle:

$$\begin{bmatrix} u_{an} \\ u_{bn} \\ u_{cn} \end{bmatrix} = \frac{U_o}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (\text{I-44})$$

1.6.3 Commande de l'onduleur de tension à MLI naturelle

La modulation de largeur d'impulsion MLI ou son principe repose sur l'intersection de deux ondes:

- La première est appelée signal de référence qui représente l'image de la sinusoïde qu'on désire à la sortie de l'onduleur. Ce signal est modulable en amplitude et en fréquence;
- La seconde est appelée signal de la porteuse qui définit la cadence de la commutation des interrupteurs statiques de l'onduleur. C'est un signal de haute fréquence par rapport au signal de référence [11].

Les résultats de comparaison de ces deux signaux ou les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersection entre la porteuse et la modulante qui sert à commander l'ouverture et la fermeture des interrupteurs du circuit de puissance figure (I.11). La fréquence de commutation des interrupteurs est fixée par la porteuse.

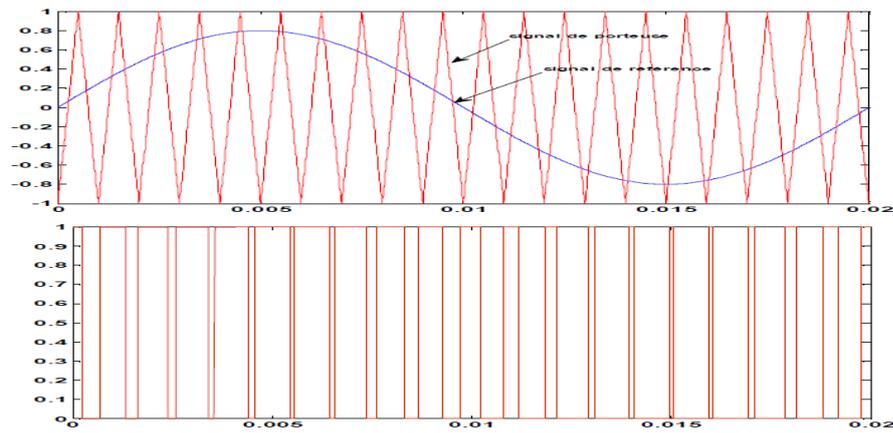


Figure I.11: Modulation sinus-triangulaire pour une phase

I.7 Simulation du modèle de L'MSAP

Les paramètres de la machine sont donnés en annexe. Le démarrage de la machine est effectué à fréquence variable.

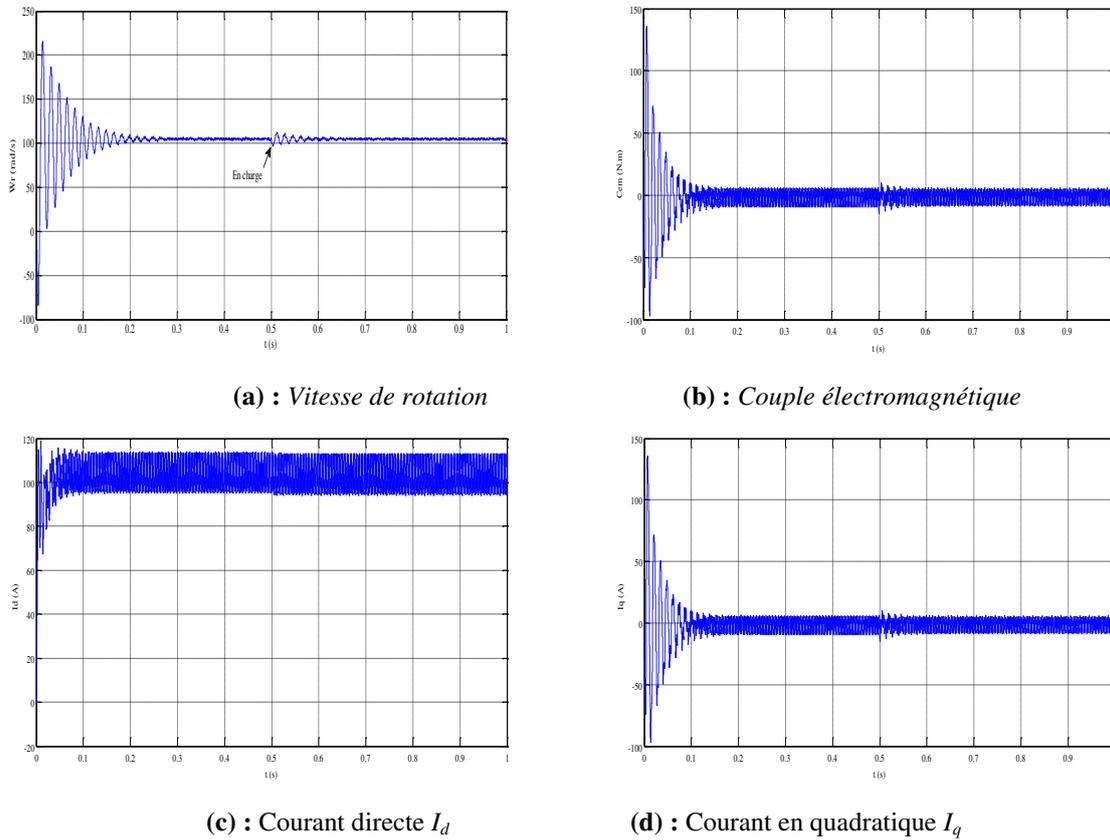


Figure I.12 : Démarrage à vide en boucle ouverte suivi d'une application de charge

Au début de démarrage, la vitesse représente des battements importants tels qu'il prend des valeurs négatives à cause de la contre réaction des masses qu'il ramène le moteur à l'état de repos. La vitesse se stabilise à une valeur nominale 105 rad/s après le régime transitoire.

- Pour les courants I_d et I_q au début de démarrage, on voit des pics de courant assez important et cela s'explique par la F.E.M qui est due à une faible vitesse de démarrage, ensuite ils se stabilisent à leurs valeurs nominales après un temps assez court.

- L'allure de courant ($I_q=f(t)$) et de couple ($C_{em}=f(t)$) présente même caractéristique parce que le couple dépend de courant I_q . Au début de démarrage l'allure de courant et de couple coïncide à l'allure de vitesse, elle présente des battements importants dans un intervalle de temps court avec un pic de $140 N.m$, puis se stabilise à zéro puisque la machine est à vide.

- A $t=0.5s$, on applique un couple de charge de $5N.m$. On remarque que l'insertion du couple de charge entraîne une variation dans les différentes réponses pendant cette perturbation (diminution de la vitesse de rotation et augmentation du couple), puis se stabilise en régime permanent.

- La présence des ondulations provoquées par l'onduleur sur les affectant ainsi la réponse du courant statorique, le couple électromagnétique et la vitesse de rotation.

- Au régime permanent, les ondulations sont en relation de la fréquence de découpage de la MLI (fréquence de porteuse).

I.8 Conclusion

Dans ce chapitre, est présenté la constitution de la machine synchrone à aimants permanents, ces types, ces avantages et ses domaines d'application. Par la suite le modèle dynamique triphasé de la machine synchrone à aimants permanents. On a montré qu'à l'aide de la transformation de Park, le modèle devient linéaire, plus simple et facile à étudier. Le modèle de la machine simulée a été établi en passant du système réel triphasé vers un système biphasé linéaire de Park. Cette simulation permet essentiellement de retrouver les résultats classiques du MSAP.

Les résultats obtenus par voie de simulation nous donnent une vision assez claire sur le comportement et les caractéristiques électriques de la machine synchrone à aimants permanents.

Comme la machine synchrone à aimants permanents opère en boucle fermée (autopilotage), en utilisant comme commande directe du couple qui fera l'objet du second chapitre.

Chapitre II :

Commande Directe du couple de la MSAP

II.1 Introduction

Depuis l'apparition des machines, les chercheurs essayent de trouver la technique de commande la plus performante. Parmi les techniques de commande, on a la DTC (direct torque control) qui a été introduite en 1985 par les deux chercheurs: Allemand et Japonais. Elle est basée sur l'orientation du flux statorique.

Après plusieurs études, trois techniques de commande ont été utilisées pour mettre en application des commandes de DTC:

- Commande par une table de commutation;
- Commande automatique directe (DSC: direct self control), l'une des méthodes qui a été introduite par Depenbrock en 1987;
- Commande directe par modulation de vecteur (DVMC: direct vector modulation control) [10].

Dans ce chapitre, on exposera les principes de la DTC, puis on essayera de développer l'estimation des deux grandeurs utilisées aussi la structure générale et la simulation numérique de cette commande.

II.2 Etude de la Commande Directe du Couple**II.2.1 Principe**

Le principe de la commande DTC repose sur la détermination "directe" de la séquence de commande appliquée aux interrupteurs d'un convertisseur statique, parmi une table, selon la différence entre la valeur réelle et de la référence du couple et du flux. Ce choix est généralement basé sur l'utilisation des comparateurs à hystérésis dont la fonction est de contrôler l'état du système, à savoir ici l'amplitude du flux statorique et du couple électromagnétique [12].

Donc, la DTC permet de piloter précisément le flux statorique et le couple électromagnétique. Pour cela, elle est basée uniquement sur la connaissance des courants et des tensions statorique et la vitesse rotorique si on veut que cette dernière soit corrigée (ajout d'une boucle de vitesse).

Le couple électromagnétique est proportionnel au produit vectoriel entre les vecteurs des flux statorique et rotorique selon l'expression:

$$C_{em} = K(\overline{\Phi_s} \wedge \overline{\Phi_f}) = K|\overline{\Phi_s}||\overline{\Phi_f}|\sin(\theta) \quad (\text{II.1})$$

Tel que : $K = \frac{p}{L_q}$

On se place dans le repère fixe (α, β) lié au stator de la machine. Le flux statorique de la machine est obtenu à partir de l'équation II.2:

$$\overline{V}_s = R_s \overline{I}_s + \frac{d}{dt} \overline{\Phi}_s \quad (\text{II.2})$$

On obtient :

$$\overline{\Phi}_s = \overline{\Phi}_{s0} + \int_0^t (\overline{V}_s - R_s \overline{I}_s) dt \quad (\text{II.3})$$

La chute de tension due à la résistance du stator peut être négligée (pour les grandes vitesses), on trouve alors:

$$\overline{\Phi}_s = \overline{\Phi}_{s0} + \int_0^t \overline{V}_s dt \quad (\text{II.4})$$

Pendant une période d'échantillonnage T_e (entre l'instant actuel k et l'instant $k+1$), le vecteur de tension appliqué au MSAP reste constant, on peut écrire alors :

$$\overline{\Phi}_s(k+1) \approx \overline{\Phi}_s(k) + \overline{V}_s T_e \quad (\text{II.5})$$

Ou encore:

$$\Delta \overline{\Phi}_s \approx \overline{V}_s T_e \quad (\text{II.6})$$

Si on néglige la résistance statorique R_s , le couple C_{em} peut être dynamiquement contrôlé par la sélection du vecteur de tension propre, afin de régler la vitesse de rotation, l'amplitude de flux statorique et pour ajuster l'angle du couple sous la condition de conversion de l'amplitude du flux rotorique constante. C'est l'idée de base de la commande directe du couple.

II.2.2 Stratégie de commande directe du couple et du flux

La stratégie de la commande du couple (DTC) est basée sur l'algorithme suivant [4], [12]:

- Le domaine temporel est divisé en des périodes de durée T_e réduites;
- Pour chaque coup d'horloge, on mesure les courants de ligne et les tensions par phase;
- On reconstitue les composantes du vecteur de flux statorique, en utilisant les équations (II.9-II.15).

- On estime le couple électromagnétique du MSAP, en utilisant l'estimation du flux statorique et la mesure des courants de ligne, en utilisant l'équation (II.16);

- On détermine la séquence de fonctionnement de l'onduleur pour commander le flux et le couple suivant une logique qu'on va la présenter dans ce qui suit.

II.2.3 Estimateur du flux statorique et du couple électromagnétique

Les estimations du flux statorique et du couple électromagnétique nécessitent la connaissance préalable des composantes des courants et celles des tensions statorique [4].

II.2.3.1 Estimateur du flux statorique

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

A partir de l'équation:

$$\overline{\Phi}_s = \int_0^t (\overline{V}_s - R_s \overline{I}_s) dt \tag{II.7}$$

On obtient les composantes α et β du vecteur $\overline{\Phi}_s$

$$\overline{\Phi}_s = \Phi_{s\alpha} + j\Phi_{s\beta} \tag{II.8}$$

$$\begin{cases} \Phi_{s\alpha} = \int_0^t (V_{s\alpha} - R_s I_{s\alpha}) dt \\ \Phi_{s\beta} = \int_0^t (V_{s\beta} - R_s I_{s\beta}) dt \end{cases} \tag{II.9}$$

On obtient les tensions $V_{s\alpha}$ et $V_{s\beta}$ à partir des commandes (S_a, S_b, S_c) de la mesure de tension U_c et en appliquant la transformation de Concordia :

$$\overline{V}_s = V_{s\alpha} + jV_{s\beta} \tag{II-10}$$

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_c (S_a - \frac{1}{2}(S_b + S_c)) \\ V_{s\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_c (S_b - S_c) \end{cases} \tag{II-11}$$

Les courants $I_{s\alpha}$ et $I_{s\beta}$ sont également obtenus par la transformation de Concordia à partir des courants (I_{sa}, I_{sb}, I_{sc}) mesurés, soit :

$$\overline{I}_s = I_{s\alpha} + jI_{s\beta} \tag{II.12}$$

$$\begin{cases} I_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} I_{sa} \\ I_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} (I_{sb} - I_{sc}) \end{cases} \tag{II.13}$$

Le module du flux et sa phase sont obtenus par calcul comme suit :

$$\Phi_s = \sqrt{\Phi_{s\alpha}^2 + \Phi_{s\beta}^2} \tag{II-14}$$

$$\theta_s = \text{Arctg} \frac{\Phi_{s\beta}}{\Phi_{s\alpha}} \tag{II.15}$$

II.2.3.2 Estimateur du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique peut être estimé à partir des grandeurs estimées du flux $\Phi_{s\alpha}$ et $\Phi_{s\beta}$ et les grandeurs mesurées du courant $I_{s\alpha}$ et $I_{s\beta}$, le couple peut se mettre sous la forme:

$$C_{em} = \frac{3}{2} p (\Phi_{s\alpha} I_{s\beta} - \Phi_{s\beta} I_{s\alpha}) \quad (II.16)$$

L'eq II.16 montre que la précision de l'amplitude du couple estimé dépend de la précision de l'estimateur du flux statorique et de la mesure des courants.

Dans ce travail, le modèle de la MSAP utilisé est exprimé dans le repère (d, q) , pour cela il nous faut un passage biphasé (α, β) vers (d, q) et vice versa.

II.2.4 Elaboration du vecteur de commande

II.2.4.1 Correcteur de flux

Son but est de maintenir l'extrémité du vecteur $\vec{\Phi}_s$ dans une couronne circulaire (figure II.1). La sortie du correcteur doit indiquer le sens d'évolution du module de $\vec{\Phi}_s$ afin de sélectionner le vecteur de tension correspondant. Pour cela un simple correcteur à hystérésis à deux niveaux convient parfaitement et permet, en plus, d'obtenir de très bonnes performances dynamiques.

La sortie du correcteur représente par une variable booléenne $Cflx$ indique directement si l'amplitude du flux doit être augmentée ($Cflx = 1$) ou diminuée ($Cflx = 0$) de façon à maintenir [12], [13]:

$$\left| (\Phi_s)_{ref} - \Phi_s \right| \leq \Delta\Phi_s \quad (II.17)$$

avec:

$(\Phi_s)_{ref}$ la consigne de flux et $\Delta\Phi_s$ la largeur d'hystérésis du correcteur.

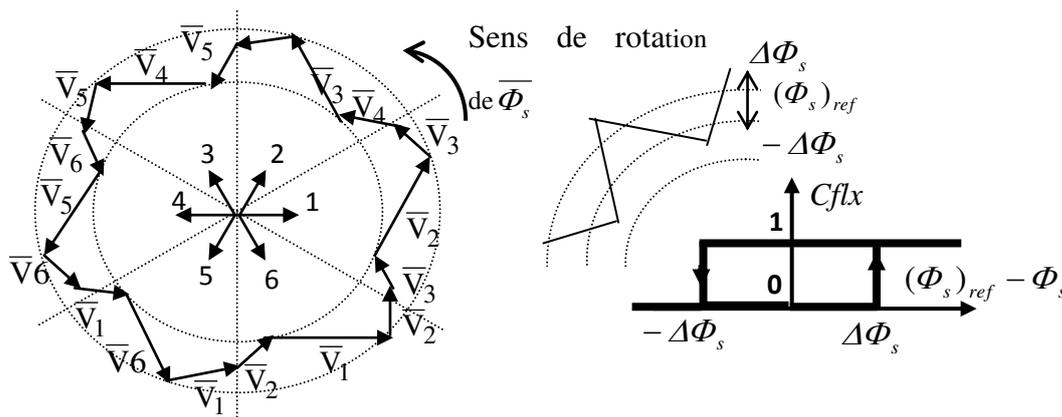


Figure II.1 : Correcteur de flux à hystérésis et sélection des vecteurs de tensions

II.2.4.2 Correcteur du couple

Le correcteur du couple est utilisé pour maintenir ce dernier dans les limites.

$$\left| (C_{em})_{ref} - C_{em} \right| \leq \Delta C_{em} \quad (II.18)$$

avec :

$(C_{em})_{ref}$ la référence du couple, ΔC_{em} : la bande d'hystérésis du correcteur.

Deux solutions peuvent être envisagées, un correcteur à deux niveaux ou à trois niveaux.

Le correcteur à deux niveaux est identique à celui utilisé pour le contrôle du module de flux. Il n'autorise le contrôle du couple que dans un seul sens de rotation. Ainsi seuls les vecteurs \bar{V}_{i+1} et \bar{V}_{i+2} peuvent être sélectionnés pour faire évoluer le couple C_{em} ($Ccpl = 1$). Par conséquent, la diminution du couple est uniquement réalisée par la sélection des vecteurs nuls ($Ccpl = 0$).

Pour contrôler le moteur dans les deux sens de rotation, soit pour un couple positif ou négatif ($Ccpl = -1$), on utilise un correcteur à trois niveaux.

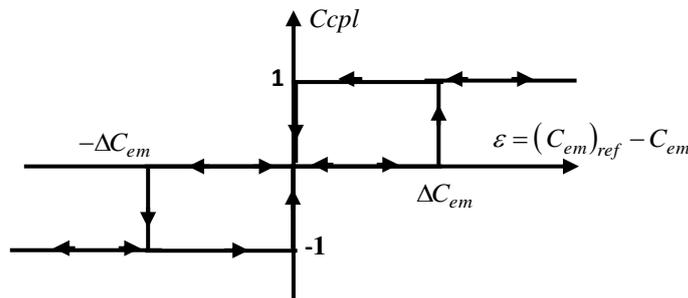


Figure II.2 : Contrôle du couple à partir d'un correcteur à hystérésis à trois niveaux.

II.2.4.3 Elaboration de la table de commande

La table de commutation de la structure de contrôle permet de sélectionner le vecteur tension approprié à chaque instant d'échantillonnage en fonction de l'état des comparateurs du flux, du couple et du secteur où se trouve le vecteur du flux statorique dans le plan (α, β) . Plusieurs tables peuvent être choisies selon le type de contrôleur du couple et des performances dynamiques visées en termes de poursuite des références du flux, du couple et des ondulations sur le courant.

Le tableau classique des séquences ci dessous résumant la MLI vectorielle proposée par Takahashi pour contrôler le flux statorique et le couple électromagnétique du MSAP.

S		1	2	3	4	5	6	correcteur
$C_{flx}=1$	$Ccpl=1$	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	2 niveaux
	$Ccpl=0$	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	
	$Ccpl=-1$	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5	3 niveaux
$C_{flx}=0$	$Ccpl=1$	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2	2 niveaux
	$Ccpl=0$	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	
	$Ccpl=-1$	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	3 niveaux

Tableau II.1 : Table de la DTC classique de séquences d'un onduleur.

Les séquences nulles V_0 et V_7 sont indépendantes de l'état du flux, elles sont liées uniquement à l'écart ΔC_{em} . Ces séquences sont appliquées lorsqu'on souhaite maintenir le couple dans sa bande : $-\varepsilon C_{em} \leq \Delta C_{em} \leq \varepsilon C_{em}$.

Donc l'erreur du flux et du couple C_{em} a été détecté et digitalisée par des comparateurs d'hystérésis.

II.3 Avantages et inconvénients de cette technique [14]

- **Avantage:**

- ✓ Il n'est pas nécessaire des calculs dans le repère rotorique (d, q);
- ✓ Il n'existe pas de bloc de calcul de modulation de tension MLI ;
- ✓ Il n'exige pas un découplage des courants par rapport aux tensions, comme dans le cas de la commande vectorielle ;
- ✓ Il n'est pas nécessaire de connaître avec une grande précision l'angle de position rotorique, car seule l'information sur le secteur dans lequel se trouve le vecteur de flux statorique est importante.
- ✓ La mesure de la vitesse de l'arbre n'est pas nécessaire, ce qui est un grand avantage de ces méthodes

- ✓ La réponse dynamique est très rapide.

- **Inconvénients:**

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

Cela conduit à un contenu harmonique riche augmentant les pertes, les bruits acoustiques et des oscillations du couple qui peuvent exciter des résonances mécaniques.

II.4 Structure générale du contrôle direct de couple

La structure d'une commande DTC appliquée au MSAP est représentée sur la figure (II.3). On utilise le tableau classique des séquences proposées par Takahashi et le choix du vecteur V_s est effectué à chaque période d'échantillonnage T_e .

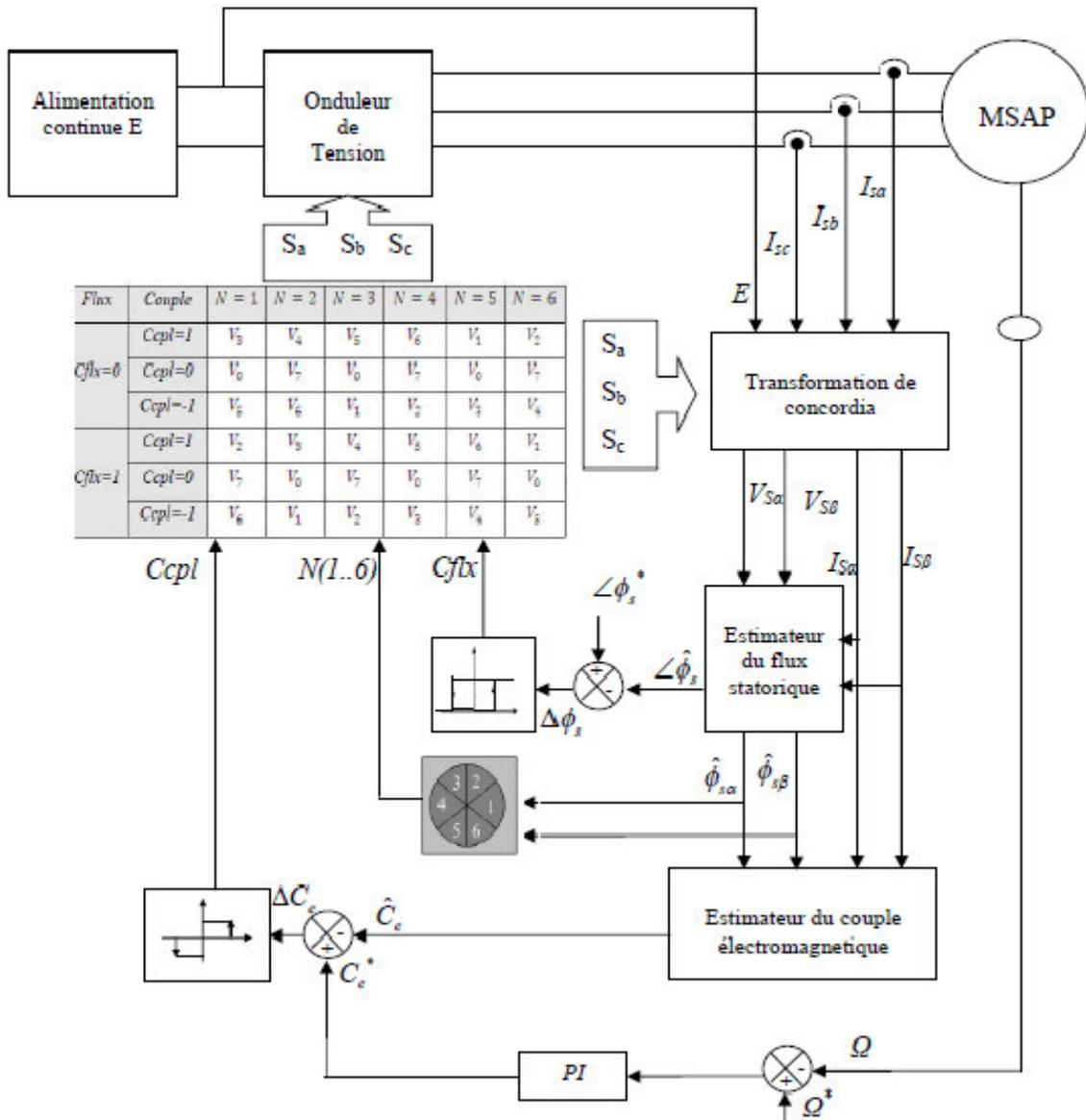
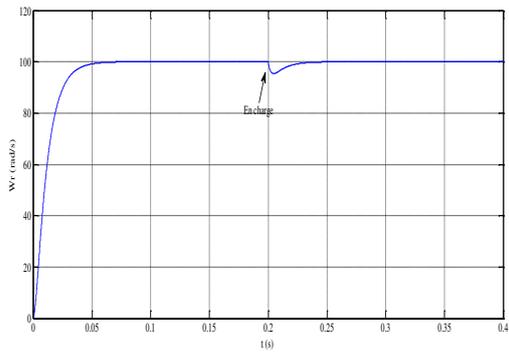


Figure II.3: Schéma de la structure générale du contrôle direct de couple d'une MSAP.

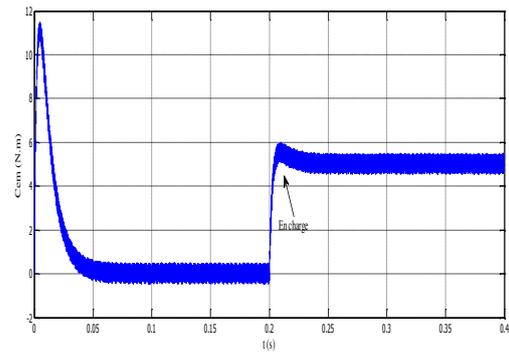
II.5 Simulation

II.5.1 Démarrage à vide suivi d'une introduction du couple de charge

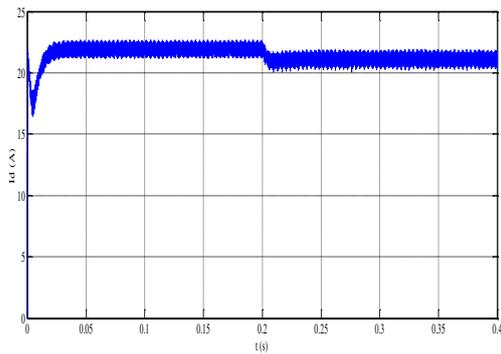
Pour tester la robustesse de la régulation, on simule un démarrage à vide pour une vitesse de référence 100 rad/s , puis on charge la machine avec un couple de charge $C_r=5Nm$ appliqué à l'instant $t = 0.2 \text{ s}$.



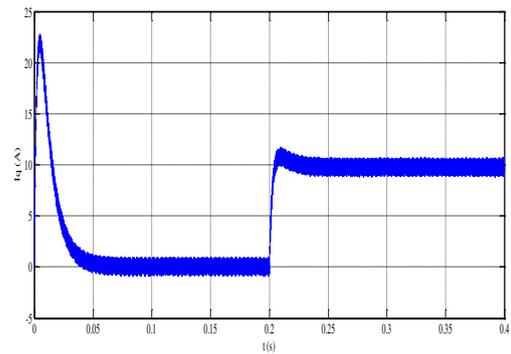
(a) : Vitesse de rotation



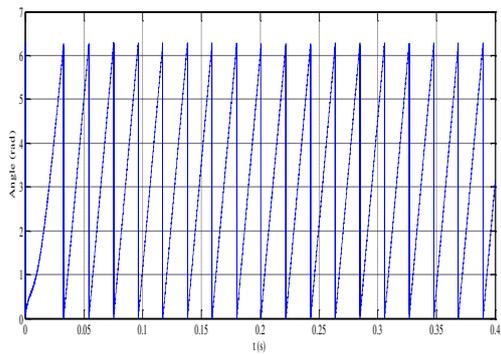
(b) : Couple électromagnétique



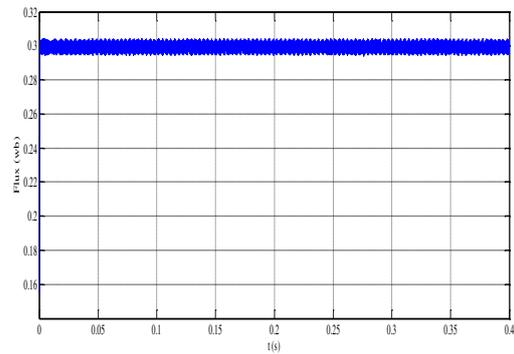
(c) : Courant directe I_d



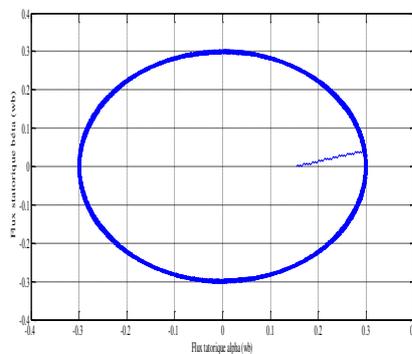
(d) : Courant en quadrature I_q



(e) : Angle du flux statorique



(f) : Module du flux statorique

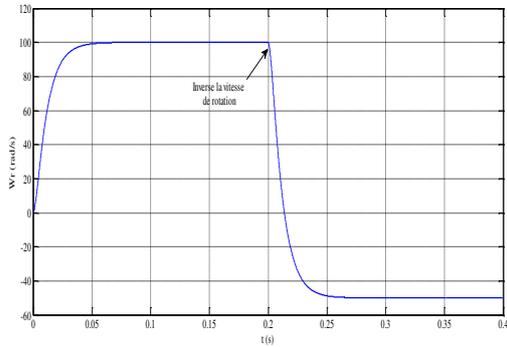


(g) : trajectoire du flux statorique

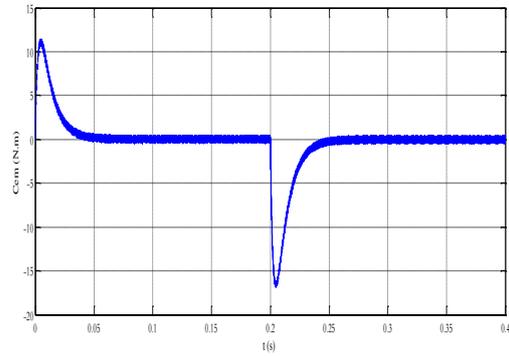
Figure II.4 : Commande directe du couple pour un démarrage à vide suivi d'une application de charge

II.5.2 Démarrage à vide suivi d'une inversion de vitesse

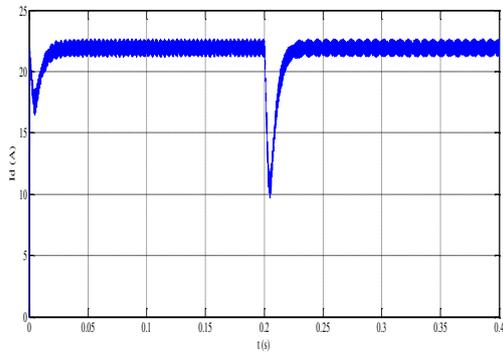
Maintenant, on simule le système pour un changement de la consigne de vitesse +100 à -50 rad/s, à partir de l'instant $t=0.2s$.



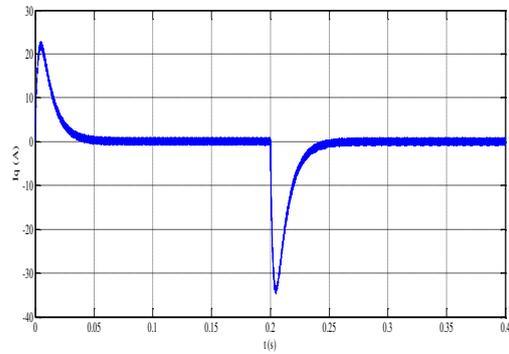
(a) : Vitesse de rotation



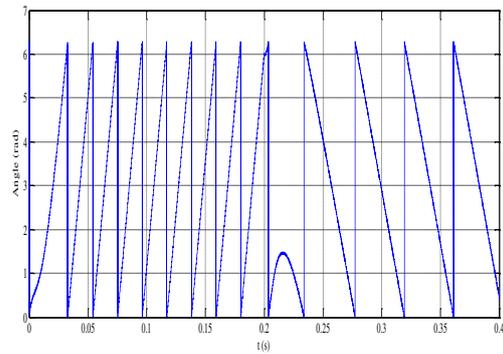
(b) : Couple électromagnétique



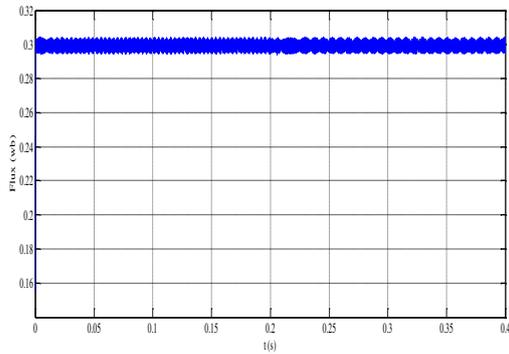
(c) : Courant direct I_d



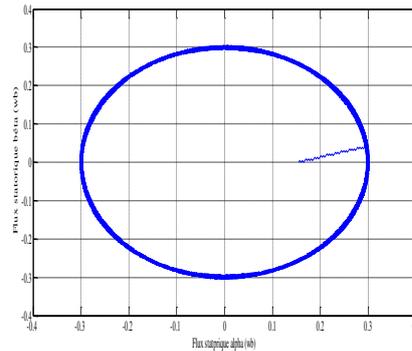
(d) : Courant en quadrature I_q



(e) : Angle du flux statorique



(f) : Module du flux statorique



(g) : trajectoire du flux statorique

Figure II.5 : DTC de la MSAP pour une inversion du sens de rotation à $t=0.2s$

Les figures (II.4 et II.5) représentent l'évolution du couple électromagnétique et le flux statorique, la position de vecteur de flux statorique et de la vitesse de rotation du MSAP alimenté par un onduleur triphasé commandé par une DTC classique avec boucle de vitesse, à vide et en charge et aussi pour une inversion de la consigne de vitesse.

D'après les réponses montrées par la figure (II.4), on remarque que la vitesse répond sans dépassement au démarrage avec un temps de réponse court car la machine est à vide et que l'inertie est faible. Au démarrage, le couple électromagnétique atteint sa valeur maximale de ($12Nm$) et se stabilise à une valeur pratiquement nulle en régime permanent.

A $t=0.2$ s, la machine est chargée par un échelon de couple résistant égale à $5Nm$, le couple électromagnétique répond avec influence négligeable sur la vitesse qui se rétablit rapidement à sa référence, ce qui confirme le bon choix des coefficients du réglage du contrôleur de vitesse PI. La trajectoire du flux décrit un cercle dans le plan (α, β) . Le courant I_d est maintenu constant dans le fonctionnement à vide mais il est diminué dans le fonctionnement en charge.

D'après les réponses de la figure (II.5), montrant le teste de robustesse de la commande DTC en présence d'une boucle de réglage de la vitesse.

On constate, que les grandeurs telles que la vitesse, le couple et les courants sont Influencés par cette variation. On observe également que la vitesse et le couple suivent leurs valeurs de consigne.

La trajectoire du flux statorique est pratiquement circulaire, le flux atteint sa référence de contrôle sans aucun dépassement. On peut dire donc, que la commande permet d'obtenir une réponse très rapide des grandeurs de commande.

II.6 Conclusion

Dans ce chapitre, une étude par simulation de la commande directe du couple est effectuée en présentant quelques résultats montrant les bonnes performances dynamiques (l'évolution de vitesse, couple et flux).

Les résultats de simulation montrent que:

- L'exactitude dans l'estimation du couple électromagnétique dépend essentiellement de la précision de l'estimation du flux statorique, les tables de sélection des vecteurs de tension optimaux et les correcteurs à hystérésis. Ces correcteurs malgré leur simplicité sont les biens adaptés pour cette commande.

- La simplicité et l'efficacité de la commande directe du couple car elle n'utilise que la résistance statorique et la mesure directe des courants statorique.

- L'apparition des oscillations dans la vitesse et le couple, à cause de l'utilisation des correcteurs à hystérésis, diminue la précision et provoque un bruit acoustique dans la machine.

La commande directe du couple est parfois utilisé sans la mesure de vitesse ou par le biais du capteur de vitesse, la nécessité d'utilisation d'un estimateur est nécessaire où la commande directe du couple sans capteur de vitesse qui fera l'objet du troisième chapitre.

Chapitre III :

**Commande directe du couple sans capteur de vitesse
de la MSAP**

III.1 Introduction

Que ce soit la commande scalaire, la commande vectorielle ou la commande DTC, pour asservir la vitesse de la charge, il faut mesurer la vitesse par l'intermédiaire d'un capteur mécanique. Pour des raisons économiques et techniques, certaines applications imposent d'éliminer ce capteur mécanique. Par exemple dans le domaine des petites puissances, la suppression du capteur mécanique de vitesse peut présenter un intérêt économique et améliorer la sûreté de fonctionnement [17].

La robustesse, le faible coût, les performances et la facilité d'entretien font l'intérêt du contrôle dans de nombreuses applications industrielles. Les progrès de l'électronique de puissance et de l'électronique numérique permettent aujourd'hui d'aborder la commande à vitesse variable dans des applications faibles puissances. Les chercheurs ont développé diverses approches de commande pour maîtriser en temps réel le flux, le couple et la vitesse des machines électriques [17].

Dans ce chapitre, on présente une méthode simple de commande par DTC de la machine synchrone à aimants permanents sans capteur de vitesse en utilisant un estimateur à base du filtre de Kalman.

III.2 Principe d'un observateur [8]

Un observateur est un développement mathématique, permettant de reconstituer les états internes d'un système à partir uniquement des données accessibles, c'est-à-dire les entrées et les sorties mesurées.

La conception d'un observateur se fait en deux phases ou étapes; la première est une étape d'estimation et la seconde est une étape de correction. L'estimation se fait par le calcul des grandeurs d'état à l'aide de modèles proches du système et la correction se fait par l'addition ou la soustraction de la différence entre les états estimés et ceux mesurés (erreur d'estimation) que l'on multiplie par un gain K . ce gain régit la dynamique et la robustesse de l'observateur (figure III.1).

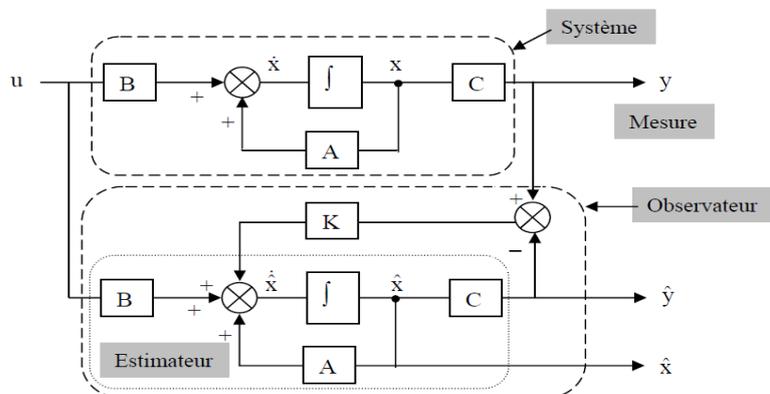


Figure III.1: Principe d'un observateur d'état

III.3 Filtre de Kalman étendu

III.3.1 Principe

Le filtre de Kalman étendu est un outil mathématique capable de déterminer des grandeurs d'états non mesurables évolutives ou des paramètres du système d'état à partir des grandeurs physiques mesurables [18].

Le filtre repose sur un certain nombre d'hypothèses, notamment sur les bruits. En effet, il suppose que les bruits qui affectent le modèle sont centrés et blancs et que ceux-ci sont décorrelés des états estimés. De plus, les bruits d'état doivent être décorrelés des bruits de mesure.

III.3.2 Algorithme

Etant donné le modèle stochastique non linéaire suivant [7]:

$$\begin{cases} x(k+1) = f(x(k), u(k)) + w(k) \\ y(k) = h(x(k)) + v(k) \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

avec:

$w(k)$: vecteur de bruit d'état,

$v(k)$: vecteur de bruit de mesure.

On ramène le système non linéaire en un système linéaire et en déduit l'ensemble des équations du filtre de Kalman étendu. La procédure d'estimation se décompose en deux étapes:

Etape 1: Phase de prédiction

- Estimation sous forme de prédiction

$$\hat{x}(k+1/k) = f(\hat{x}(k/k), u(k)) \quad (\text{III.2})$$

Cette étape permet de construire une première estimation du vecteur d'état à l'instant $(k+1)$. On cherche alors à déterminer sa variance.

- Calcul de la matrice de covariance de l'erreur de prédiction

$$P(k+1/k) = F(k)P(k)F(k)^T + Q \quad (\text{III.3})$$

et:

$$F(k) = \left. \frac{\partial f(x(k), u(k))}{\partial x^T(k)} \right|_{x(k)=\hat{x}(k/k)} \quad (\text{III.4})$$

Etape 2: Phase de correction

En fait, la phase de prédiction permet d'avoir un écart entre la sortie mesurée y_{k+1} et la sortie prédite $\hat{y}_{k+1/k}$. Pour améliorer l'état, il faut donc tenir compte de cet écart et le corriger par l'intermédiaire du gain du filtre K_{k+1} . En minimisant la variance de l'erreur, on obtient les expressions suivantes:

▪ Calcul du gain de Kalman

$$K(k+1) = P(k+1/k)H(k)^T (H(k)P(k+1/k)H(k)^T + R)^{-1} \tag{III.5}$$

et:

$$H(k) = \left. \frac{\partial h(x(k))}{\partial x(k)} \right|_{x(k)=\hat{x}(k)} \tag{III.6}$$

▪ Calcul de la matrice de covariance de l'erreur du filtre

$$P(k+1/k+1) = P(k+1/k) - K(k+1)H(k)P(k+1/k) \tag{III.7}$$

▪ Estimation du vecteur d'état à l'instant k+1

$$\hat{x}(k+1/k+1) = \hat{x}(k+1/k) + K(k+1)(y(k+1) - H\hat{x}(k+1/k)) \tag{III.8}$$

La figure (III.2) présente le schéma de principe du filtre de Kalman étendu [7].

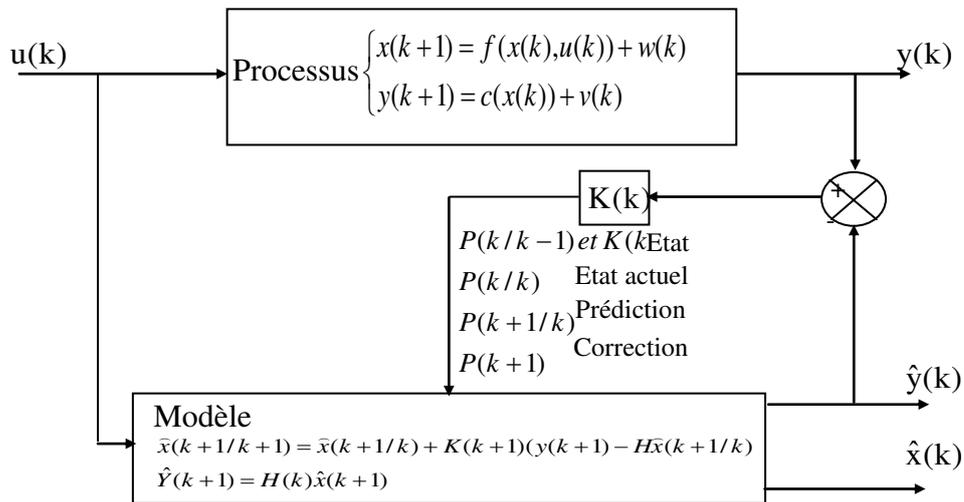


Figure III.2: Principe du filtre de Kalman

III.4 Estimation de la vitesse et la position de la MSAP par EKF

L'application du filtre de Kalman étendu sur la machine synchrone à aimants se fait en trois étapes [19]:

- Modèle du moteur synchrone à aimants,
- Discrétisation du modèle du moteur,
- Simulation et exécution en temps réel.

III.4.1 Modèle du moteur synchrone à aimants permanents

Le moteur synchrone à aimants peut être modélisé par les six équations suivantes:

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = -\frac{R_s}{L_d} I_d + p\Omega \frac{L_q}{L_d} I_q + \frac{1}{L_d} V_d \\ \frac{di_q}{dt} = -p\Omega \frac{L_d}{L_q} I_d - \frac{R_s}{L_q} I_q - p\Omega \frac{\Phi_f}{L_q} + \frac{1}{L_q} V_q \\ \frac{d\Omega}{dt} = \frac{1}{J} (C_{em} - C_r) - \frac{f}{J} \Omega \\ \frac{d\theta}{dt} = \Omega \\ \frac{dC_r}{dt} = 0 \\ \frac{dR_s}{dt} = 0 \end{cases} \quad (II.9)$$

Le système peut être modelé comme:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ \Omega \\ \theta \\ C_r \\ R_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & p\Omega \frac{L_q}{L_d} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -p\Omega \frac{L_d}{L_q} & -\frac{R_s}{L_q} & -p \frac{\Phi_f}{L_q} & 0 & 0 & 0 \\ p \frac{L_d - L_q}{J} I_q & p \frac{\Phi_f}{J} & -\frac{f}{J} & 0 & -\frac{1}{J} & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ \Omega \\ \theta \\ C_r \\ R_s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} \quad (II.10)$$

Ou :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ \Omega \\ \theta \\ C_r \\ R_s \end{bmatrix} \quad (II.11)$$

III.4.2 Discrétisation du modèle de la MASP

Le modèle correspondant de temps discret est donné par:

$$\begin{cases} X_{(k+1)} = A_d X_{(k)} + B_d u_{(k)} \\ y_{(k+1)} = C_d X_{(k)} \end{cases} \quad (III.12)$$

La conversion ce fait par l'approximation suivante:

$$A_d = e^{At} = 1 + AT_s \quad (III.13)$$

où I est la matrice identique

$$B_d = \int_0^t e^{A\xi} B d\xi = BT_s \quad (III.14)$$

On suppose que temps T_s est très petit comparé à la dynamique de système. Le modèle discret du moteur d'étape est donné:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ \Omega \\ \theta \\ C_r \\ R_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (1-T_s \frac{R_s}{L_d}) & p\Omega T_s \frac{L_q}{L_d} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -p\Omega T_s \frac{L_d}{L_q} & (1-T_s \frac{R_s}{L_q}) & -pT_s \frac{\Phi_f}{L_q} & 0 & 0 & 0 \\ pT_s \frac{L_d-L_q}{J} & pT_s \frac{\Phi_f}{J} & -T_s \frac{f}{J} & 0 & -\frac{T_s}{J} & 0 \\ 0 & 0 & T_s & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ \Omega \\ \theta \\ C_r \\ R_s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{T_s}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{T_s}{L_q} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} \quad (\text{III.15})$$

III.4.3 Mise en équations du model de la MSAP sans capteur à base du FKE

Ce modèle non linéaire peut être mis sous la forme

$$\begin{cases} x(k+1) = f(x(k), u(k)) + w(k) \\ y(k) = h(x(k)) + v(k) \end{cases}$$

avec :

$$f = \begin{bmatrix} (1-T_s \frac{R_s}{L_d})I_d + p\Omega T_s \frac{L_q}{L_d} I_q + T_s \frac{1}{L_d} V_d \\ (-p\Omega T_s \frac{L_d}{L_q})I_d + (1-T_s \frac{R_s}{L_q})I_q - T_s \frac{\Phi_f}{L_q} p\Omega + T_s \frac{1}{L_q} V_q \\ pT_s \frac{L_d-L_q}{J} I_d I_q + pT_s \frac{\Phi_f}{J} I_q + (1-T_s \frac{f}{J})\Omega - T_s \frac{1}{J} C_r \\ \Omega \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.16})$$

III.4.4 Détermination des matrice F et H

Les matrices de linéarisation F et H, permettent de linéariser le système en chaque instant de fonctionnement. Elles sont données comme suit:

$$F = \begin{bmatrix} 1-T_s \frac{R_s}{L_d} & p\Omega T_s \frac{L_q}{L_d} & T_s \frac{L_q}{L_d} I_q & 0 & 0 & -T_s \frac{I_d}{L_d} \\ -p\Omega T_s \frac{L_d}{L_q} & 1-T_s \frac{R_s}{L_q} & (-T_s \frac{\Phi_f}{L_q} + T_s \frac{L_d}{L_q} I_d) & 0 & 0 & -T_s \frac{I_q}{L_q} \\ pT_s \frac{L_d-L_q}{J} I_q & pT_s (\frac{L_d-L_q}{J} I_d + \frac{\Phi_f}{J}) & 1-T_s \frac{f}{J} & 0 & -\frac{T_s}{J} & 0 \\ 0 & 0 & T_s & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{II.17})$$

$$H = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.18})$$

III.5 Choix des matrices de covariance Q et R

Ce sont via ces matrices que passeront les différents états mesurés, prédits et estimés. Leur but est de minimiser les erreurs liées à une modélisation approchée et à la présence de bruits sur les mesures. Ce réglage requiert une attention particulière et seul un réglage en ligne permet de valider le fonctionnement du filtre. Cependant, quelques grandes lignes permettent de

comprendre l'influence du réglage de ces valeurs par rapport à la dynamique et la stabilité du filtrage.

La matrice Q liée aux bruits entachant l'état, permet de régler la qualité estimée de la modélisation et de sa discrétisation. Une forte valeur de Q donne une forte valeur du gain K réduisant l'importance de la modélisation et de la dynamique du filtre. La mesure possède alors un poids relatif plus important. Une trop forte valeur de Q peut cependant créer une instabilité de l'observateur.

La matrice R règle quant à elle le poids des mesures. Une forte valeur indique une grande incertitude de la mesure. Par contre, une faible valeur permet de donner un poids important à la mesure. Cependant, il faut faire attention au risque d'instabilité aux faibles valeurs de R [7].

III.6 Structure générale du DTC sans capteur à base du filtre de Kalman

Le schéma synoptique de la figure II.5 représente une commande directe du couple sans capteur en utilisant un filtre de Kalman pour l'estimation de la vitesse de rotation et de la position.

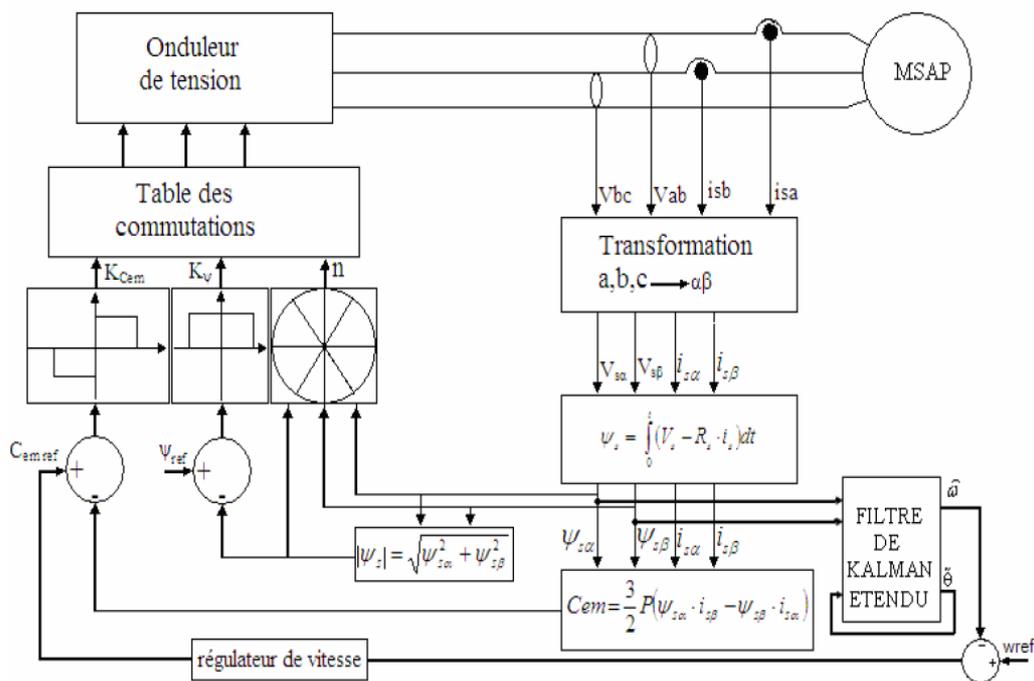


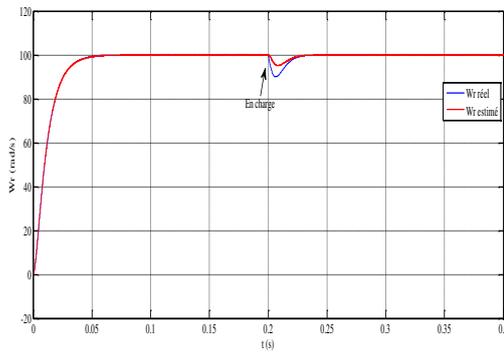
Figure III.3 : Schéma de la structure générale du DTC sans capteur d'une MSAP à base du filtre de Kalman.

III.7 Simulation du modèle

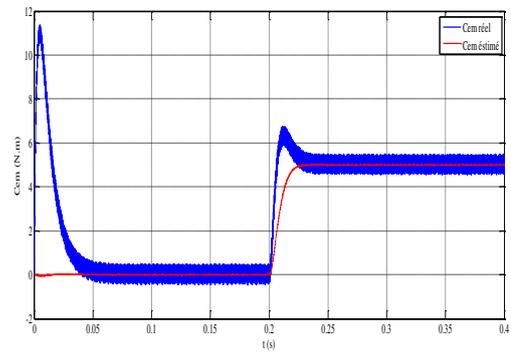
Afin d'évaluer les performances de l'algorithme d'estimation par le filtre de Kalman étendu et par conséquent, les performances du système d'entraînement globale, des tests de simulation sont effectués à savoir le démarrage à vide, introduction de la charge, inversion du sens de rotation.

III.7.1 Démarrage à vide suivi d'une application du couple de charge

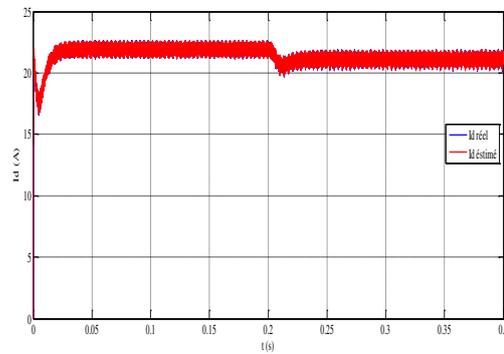
La machine démarre à vide pour une vitesse de référence de 100 rad/s , puis une introduction du couple de charge de $C_r = 5 \text{ Nm}$ à l'instant $t = 0.2 \text{ s}$.



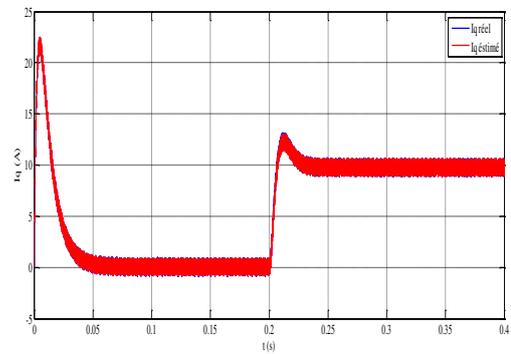
(a) : Vitesse de rotation



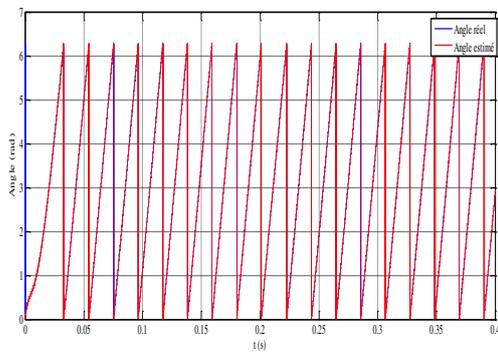
(b) : Couple électromagnétique



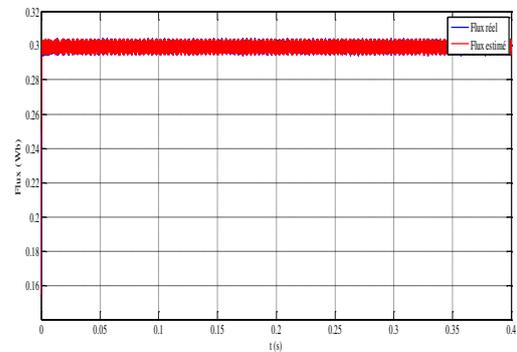
(c) : Courant directe I_d



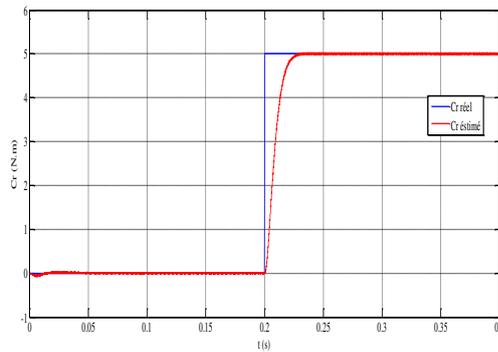
(d) : Courant en quadrature I_q



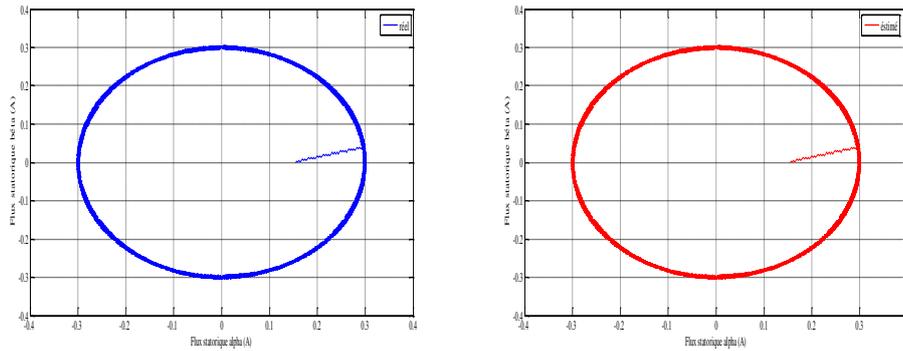
(e) : Angle du flux statorique



(f) : Module du flux statorique



(h) : Couple résistant



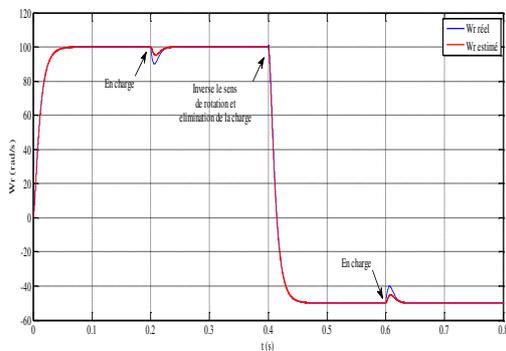
(i) : trajectoire du flux statorique

Figure III.4 : DTC avec FKE pour un démarrage à vide suivi d'une application de charge

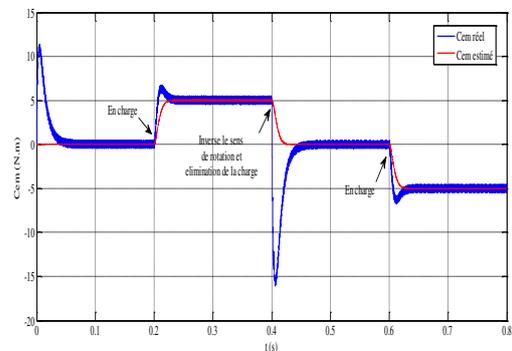
D'après les résultats de la figure (III.4), on constate que le flux et la vitesse estimés par le FKE suivent bien l'évolution du flux et vitesse réelle de la MSAP, le est couple plus stable et les erreurs d'estimations tendent vers zéro.

II.7.2 Démarrage à vide suivi d'une introduction de couple et inversion de vitesse

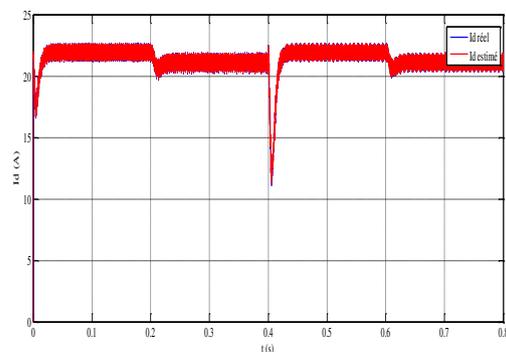
On effectue un démarrage à vide de la MSAP avec une vitesse 100 rad/s , puis on applique un couple de charge à l'instant $t = 0.2s$ de valeur $C_r = 5N.m$ et à l'instant $t = 0.4s$ en inverse le sens de rotation à (-50 rad/s) pour maintenir le fonctionnement de la machine en mode moteur en inverse le signe du couple de charge C_r .



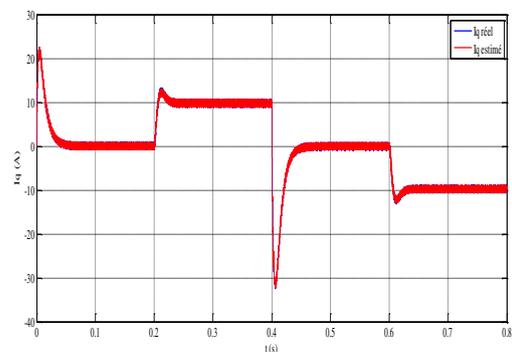
(a) : Vitesse de rotation



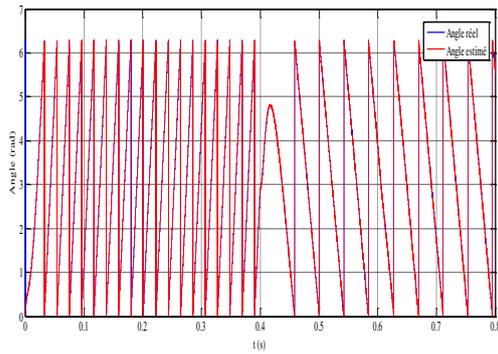
(b) : Couple électromagnétique



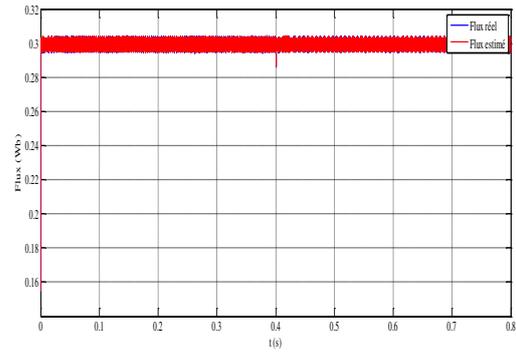
(c) : Courant directe I_d



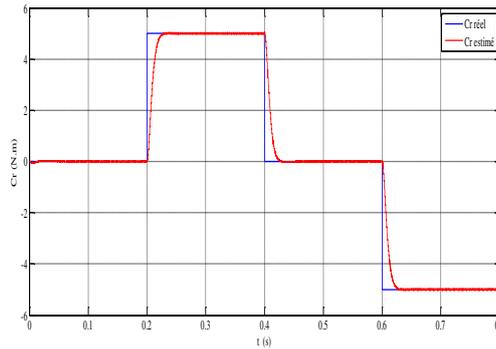
(d) : Courant en quadratique I_q



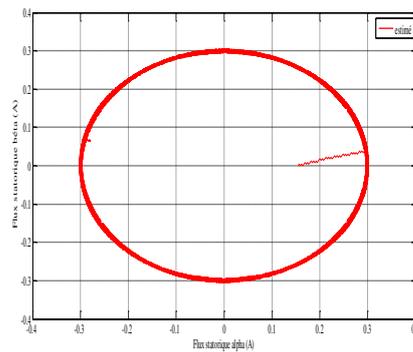
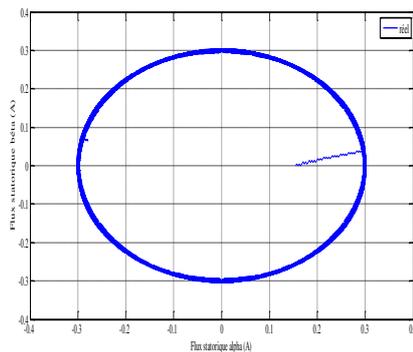
(e) : Angle du flux statorique



(f) : Module du flux statorique



(h) : Couple résistant



(i) : trajectoire du flux statorique

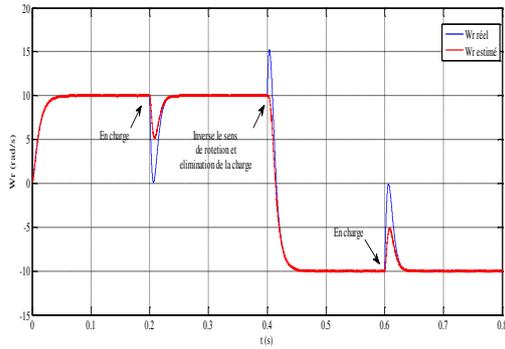
Figure III.5 : DTC avec FKE pour un démarrage à vide suivi d'une application de charge et inversion de vitesse

L'évolution du couple représenté par la figure (III.5.b) présente un dépassement lors de l'application de la charge et lors de l'élimination de la charge. On remarque aussi qu'il y a des oscillations pour chaque changement effectué, ce qui est peut être dû au mauvais choix des paramètres de la matrice des gains. La vitesse évolue avec une grande robustesse sans dépassement à la mise en vitesse, l'influence de la charge est très petite comme il est montré à la figure (III.5.a).

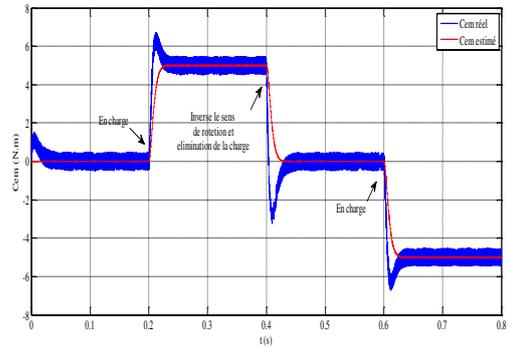
Malgré ces oscillations du couple et ses variations entre des valeurs positives et des valeurs négatives le flux reste régulier et suit sa référence, ce qui confirme que le découplage est toujours bien assuré.

III.7.3 Fonctionnement à petite vitesse

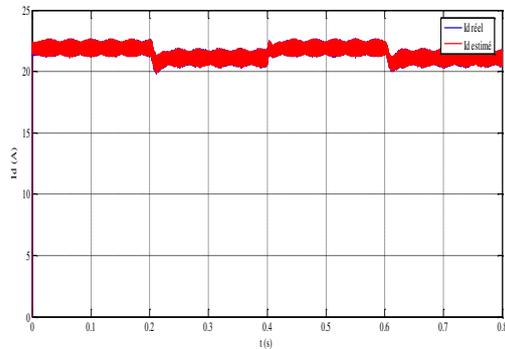
Pour la même valeur de couple de charge $C_r = 5N.m$, la référence de la vitesse est de 10 rad/s et après inversion à $t = 0.4s$ de -10 rad/s .



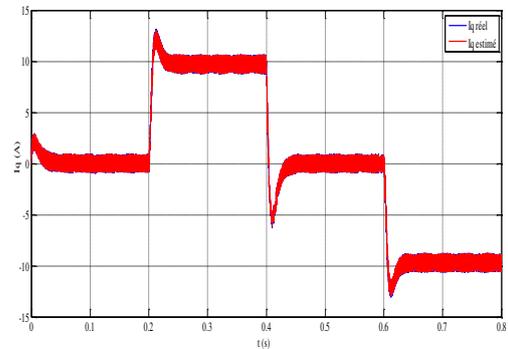
(a) : Vitesse de rotation



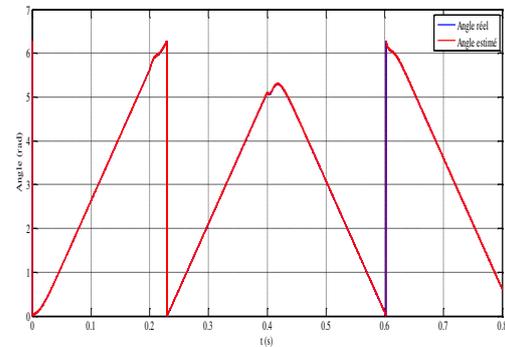
(b) : Couple électromagnétique



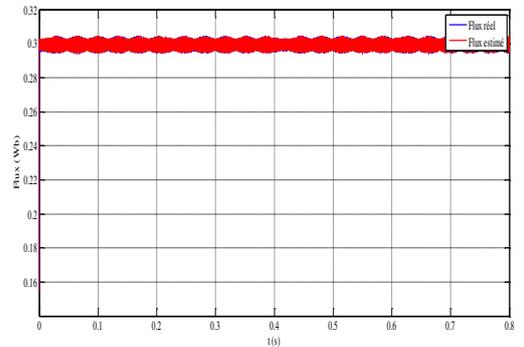
(c) : Courant direct I_d



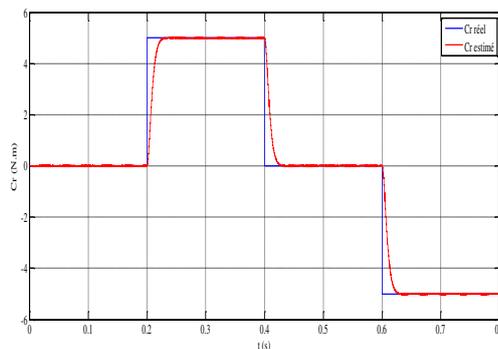
(d) : Courant en quadrature I_q



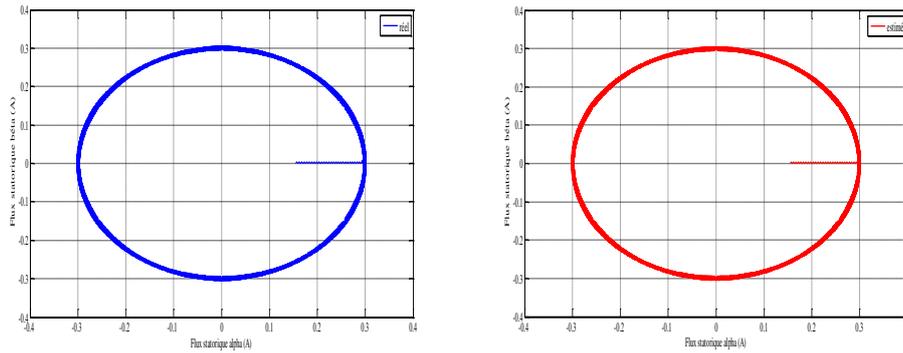
(e) : Angle du flux statorique



(f) : Module du flux statorique



(h) : Couple résistant



(i) : trajectoire du flux statorique

Figure III.6 : DTC sans capteur à base du FKE en fonctionnement à faible vitesse

Les figures (III.6.a) et (III.6.b), montrent que les ondulations du couple et de vitesse augmentent surtout en charge. Mais l'essentiel ici est que le filtre de Kalman nous a permis de fonctionner à des petites vitesses. On remarque aussi la grande influence de la charge sur la vitesse qu'elle diminue de plus de 1/2 de la vitesse de référence, la vitesse atteint la référence sans dépassement avec un temps de réponse très court. On remarque aussi la grande dynamique du couple surtout lors de l'inversion du sens et des oscillations au niveau du flux.

III.8 Conclusion

Dans ce chapitre, une analyse des propriétés statiques et dynamiques de la DTC sans capteurs de vitesse de la MSAP en utilisant le filtre de Kalman étendu est effectuée.

Globalement, les résultats de simulation obtenus pour l'estimation de la vitesse et de la position sont très satisfaisants de point de vue erreur d'estimation, robustesse et stabilité du système d'entraînement global dans n'importe quelle condition de fonctionnement (vide, charge, inversion de sens de rotation).

Le régulateur PI dépend fortement des paramètres de la machine, ceci nécessite une identification paramétrique correcte en vue d'une régulation performante, il est donc nécessaire de recourir à un régulateur robuste telle que le régulateur en mode glissant qui est le sujet du chapitre suivant.

Chapitre IV :

Commande DTC sans capteur de vitesse avec MG de la

MSAP

Ceci lui permet d'être particulièrement adaptée pour traiter les systèmes qui ont des modèles mal connus, soit à cause de problèmes d'identifications des paramètres, soit à cause de simplification sur le modèle du système [21].

IV.3 Conception de l'algorithme de commande par MG

La conception des régulateurs par MG prend en charge les problèmes de stabilité et des performances désirées d'une façon systématique. La mise en œuvre de cette méthode de commande nécessite principalement trois étapes :

1. Le choix de la surface,
2. L'établissement des conditions d'existence de la convergence,
3. La détermination de la loi de commande.

IV.3.1 Choix de la surface

Il est déterminé sur la base du système et des performances désirées. Dans un cas plus général, on considère un système décrit par la représentation d'état non linéaire suivante :

$$\begin{cases} \dot{x} = f(x) + g(x)U \\ y = h(x) \end{cases} \quad (IV.1)$$

La forme d'équation générale pour la surface de glissement, proposée par "J.J.Slotinie" et assurant la convergence d'une variable vers sa valeur désirée, est donnée par:

$$S(x) = \left(\frac{\partial}{\partial t} + \lambda_x \right)^{r-1} e(x) \quad (IV.2)$$

avec:

$e(x) = x_{ref} - x$: écart de la variable à régler.

λ_x : constante positive qui interprète la bande passante du contrôle désiré.

r : degré relatif, égal au nombre de fois qu'il faut dériver la sortie pour faire apparaître la commande.

IV.3.2 Condition d'existence et de convergence

Les conditions de convergence ou d'attractivité sont les critères qui permettent aux différentes dynamiques du système de converger vers les surfaces de glissement et rester indépendamment a la perturbation. Il existe deux considérations pour assurer le mode de convergence :

IV.3.2.1 Fonction directe de commutation

Elle est proposée et étudiée par Emelyanov et Utkin [22]. Il s'agit de donner à la surface une dynamique convergente vers zéro. Elle est donnée par :

$$\dot{S}(x)S(x) < 0 \quad (IV.3)$$

IV.3.2.2 Fonction de Lyapunov

La fonction de Lyapunov est une fonction scalaire positive pour les variables d'état du système. L'idée est de choisir une fonction scalaire $S(x)$ pour garantir l'attraction de la variable à contrôler vers sa valeur de référence [23]. On définit la fonction de Lyapunov comme suit:

$$V(x) = \frac{1}{2} S^2(x) \tag{IV.4}$$

La dérivée de cette fonction est:

$$\dot{V}(x) = \dot{S}(x)S(x) \tag{IV.5}$$

Pour que la fonction $V(x)$ puisse décroître, il suffit d'assurer que sa dérivée est négative. D'où la condition de convergence exprimée par:

$$\dot{S}(x)S(x) < 0 \tag{IV.6}$$

IV.3.3 Détermination de la loi de commande

La structure d'un contrôleur en MG comporte deux parties: La première concerne la linéarisation exacte et la deuxième est stabilisante. Cette dernière est très importante dans le réglage par MG. Elle permet d'éliminer les effets d'imprécisions du modèle et de rejeter les perturbations extérieures.

$$U(t) = U_{eq} + U_n \tag{IV.7}$$

IV.3.3.1 Commande équivalente

La commande équivalente proposée par Filipov et Utkin, elle sert à maintenir la variable à contrôler sur la surface de glissement $S(x)=0$. La commande équivalente est déduite en considérant que le dérivé de la surface est nul $\dot{S}(x)=0$

IV.3.3.2 Commande discontinue de base

L'addition du terme U_n à la loi de commande permet d'assurer l'attractivité de la surface de glissement $S(x)$. Celle-ci est attractive si seulement si $\dot{S}(x)S(x) < 0$. Cette condition permet de définir la région dans laquelle le MG existe [7].

1. Commande signe

La solution la plus simple est de choisir U_n sous la forme de relais, la commande s'écrit comme suit:

$$U_n = k \text{sign}(S(x)) \tag{IV.8}$$

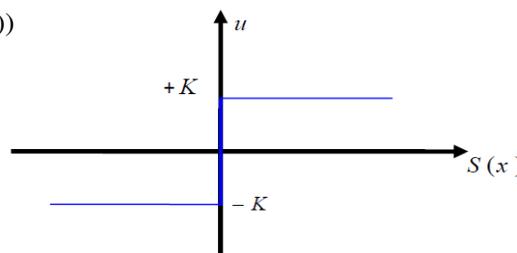


Figure IV.2 : Fonction Sign

2. Fonction saturation

En remplaçant la fonction $sign(S)$ par la droite de pente à l'intérieur d'une bande $1/\delta$ de largeur 2δ située de part et d'autre de la surface de glissement, la discontinuité étant conservée à l'extérieur de cette bande. Son expression est donnée par:

$$sat(S, \delta) = \begin{cases} sign(S) & si : |S| > \delta \\ \frac{S}{\delta} & si : |S| < \delta \end{cases} \tag{IV.9}$$

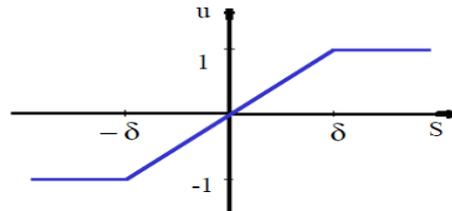


Figure IV.3 : Fonction Sat

IV.4 Conception d'un régulateur MG de la vitesse

Un système de régulation de la vitesse basé sur un contrôleur de vitesse MG est représenté sur la figure IV.4, la dynamique du système fondamentaux est donnée par l'équation:

$$J \frac{d\Omega_r}{dt} + f_r \Omega_r = C_{em} - C_r \tag{IV.10}$$

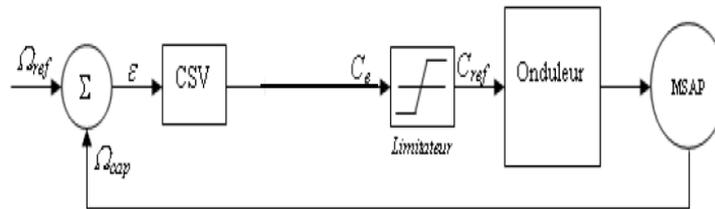


Figure IV.4 : Schéma bloc de régulation de la vitesse

L'expression de la surface:

$$S(\Omega) = \Omega_{ref} - \Omega_r \tag{IV.11}$$

La commande utilisée est de type : $U = U_{eq} + U_n$

U_{eq}, U_n sont exprimées par :

$$\begin{cases} U_{eq} = C_r + f_r \Omega \\ U_n = k sign(S(\Omega)) \end{cases} \tag{IV.12}$$

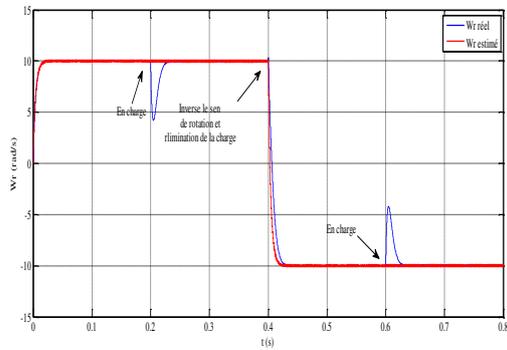
avec : k : gain positif.

IV.5 Simulation

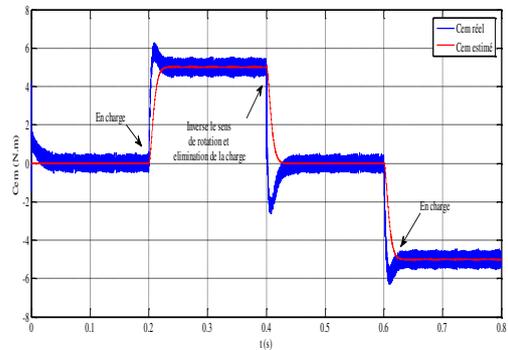
Pour améliorer les performances du système d'entraînement surtout pour le fonctionnement à faible vitesses de la commande directe du couple sans capteur utilisant le filtre de Kalman, on ajoute un régulateur de type MG pour le réglage de la vitesse.

II.5.1 Démarrage à vide suivi d'une introduction de couple et inversion de vitesse

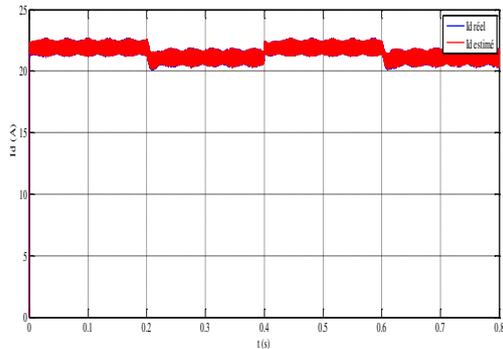
On effectue un démarrage à vide de la MSAP avec une vitesse 10 rad/s , puis on applique un couple de charge à l'instant $t = 0.2s$ de valeur $C_r = 5N.m$ et à l'instant $t = 0.4s$ en inverse le sens de rotation à (-10 rad/s) pour maintenir le fonctionnement de la machine en mode moteur en inverse le signe du couple de charge C_r .



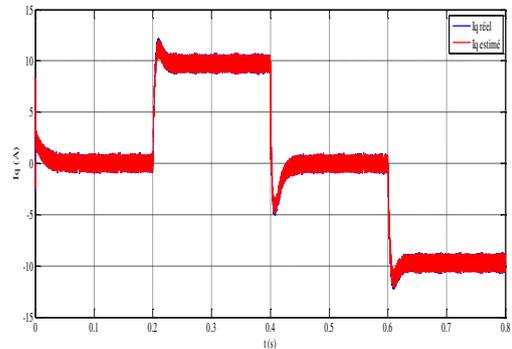
(a) : Vitesse de rotation



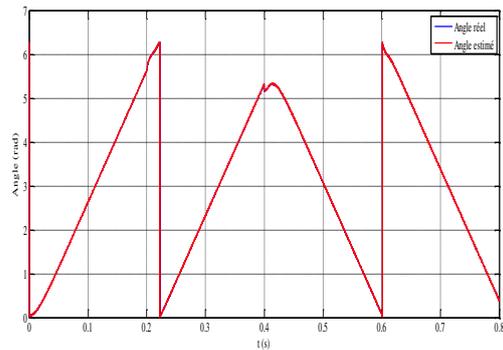
(b) : Couple électromagnétique



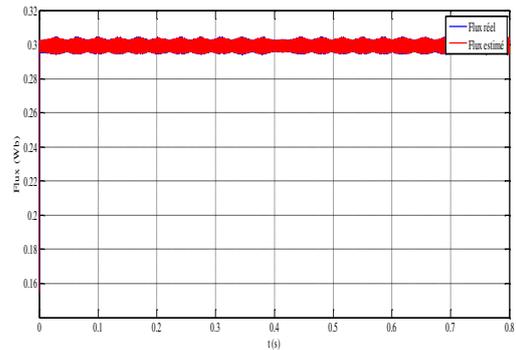
(c) : Courant direct I_d



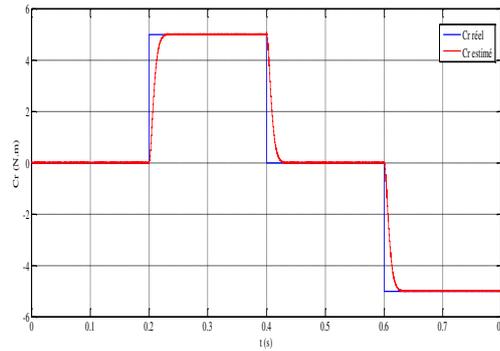
(d) : Courant en quadrature I_q



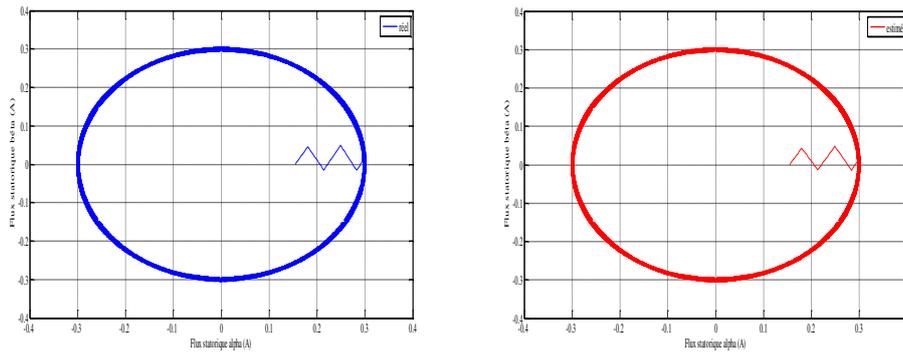
(e) : Angle du flux statorique



(f) : Module du flux statorique



(h) : Couple résistant



(i) : trajectoire du flux statorique

Figure IV.5 : DTC sans capteur de vitesse à base du FKE avec réglage à MG: démarrage à vide suivi d'une application de charge et inversion de vitesse.

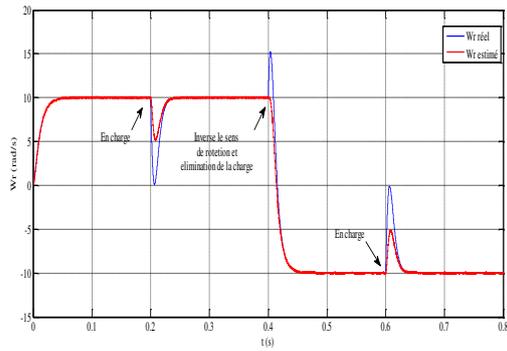
Les figures (IV.5.a) et (IV.5.b) représentent l'allure des valeurs mesurées et estimées de la vitesse et du couple de charge. Les résultats montrent que l'erreur entre les signaux mesurés et ceux estimés, est minime sauf aux instants de variations des consignes de la vitesse et du couple de charge. On constate que la vitesse est légèrement influencée par l'introduction de la charge et l'inversion de la vitesse et suit sa vitesse de référence à temps de réponse très courte, le couple suit le couple résistant avec des pics faibles. On remarque que lors de l'inversion, la vitesse diminue à cause du fonctionnement de la machine en génératrice délivrant un couple électromagnétique résistant qui sert à freiner la machine. Puis lorsque la rotation s'inverse la machine fonctionne comme moteur, la vitesse augmente jusqu'à ce qu'elle atteigne sa nouvelle référence.

En effet, la figure (IV.5.i) montre l'évolution des flux statorique estimés et réel du MSAP dans le plan (α, β) , on remarque qu'ils suivent parfaitement leur trajectoire circulaire.

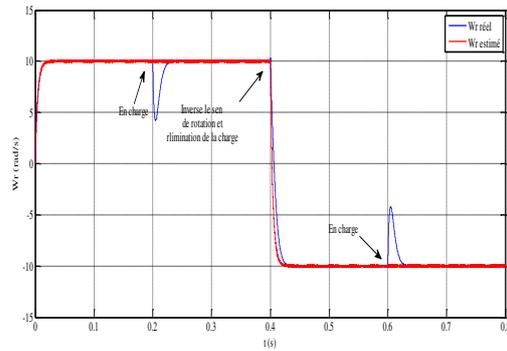
Comme le montre la figure (IV.5.f) le flux garde sa forme et oscille autour de sa référence sans dépasser les limites de sa bande d'hystérésis.

IV.5.2 Comparaison au niveau du régulateur de la vitesse

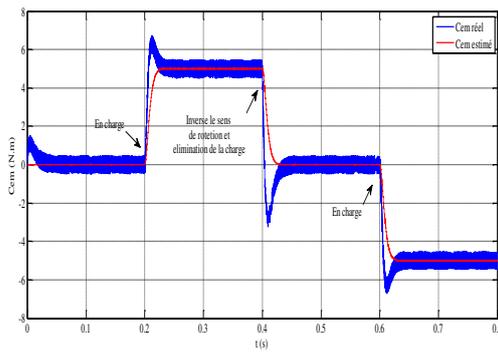
Les réponses obtenues avec les deux types de commande DTC sans capteur montrent clairement que le système commandé avec le régulateur en MG est plus rapide (temps de réponse très petit) que le système piloté avec le régulateur PI. L'influence de la charge et l'inversion de la sens de rotation sur les performances de la vitesse est améliorée en MG par apport PI et que la vitesse inverse avec la commande PI a divergée un peu à la consigne de vitesse.



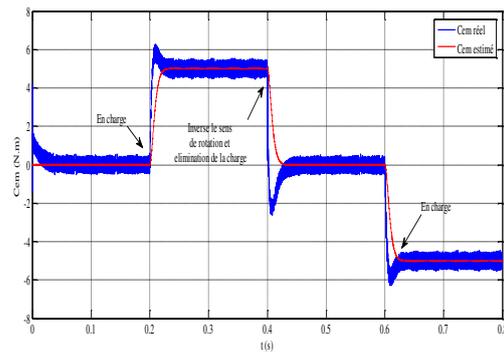
(a) : Vitesse de rotation



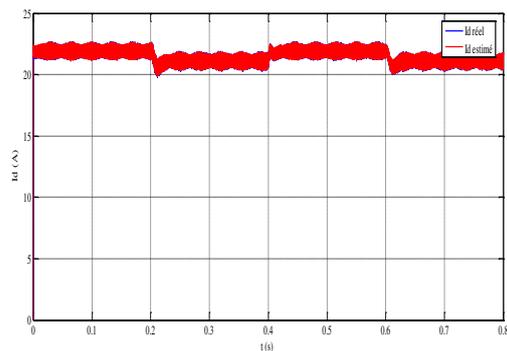
(a) : Vitesse de rotation



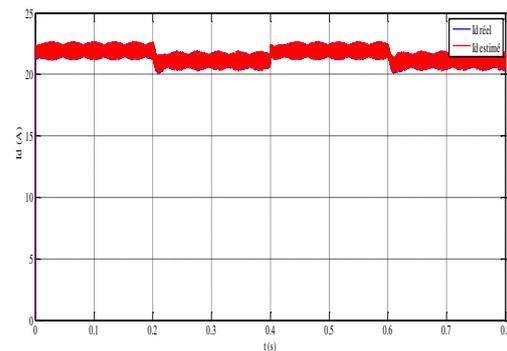
(b) : Couple électromagnétique



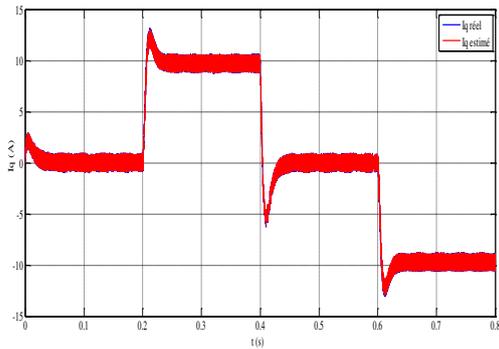
(b) : Couple électromagnétique



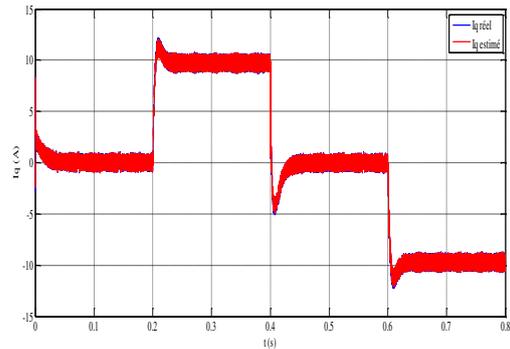
(c) : Courant directe I_d



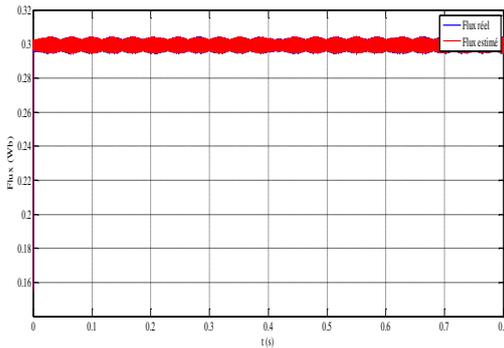
(c) : Courant directe I_d



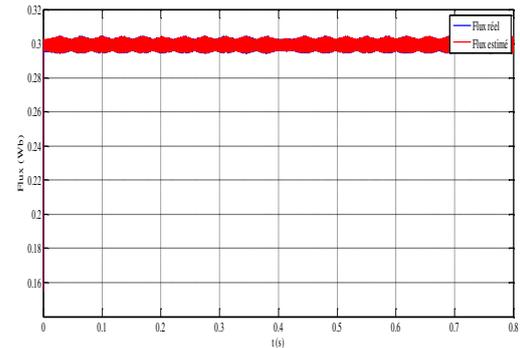
(d) : Courant en quadratique I_q



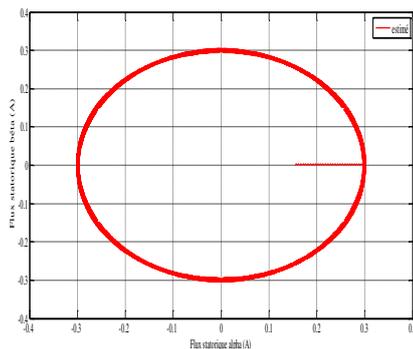
(d) : Courant en quadratique I_q



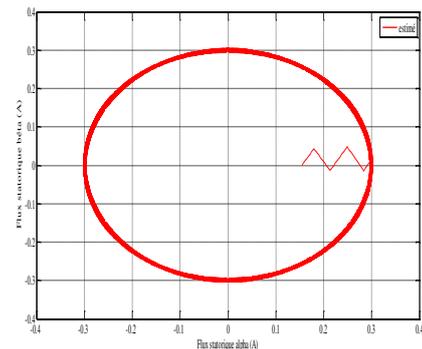
(f) : Module du flux statorique



(f) : Module du flux statorique



(g) : trajectoire du flux statorique



(g) : trajectoire du flux statorique

Figure IV.6: DTC_FKE_PI

Figure IV.7 DTC_FKE_MG

Les figures (IV.6) et (IV.7) montrent bien l'amélioration des performances du système, une réduction des ondulations au niveau du couple, du flux et des courant.

On remarque aussi d'après les figures, les dépassements sont réduits à l'instant d'inversée le sens de rotation et chargée la moteur.

IV.6 Conclusion

Dans ce chapitre, une analyse des propriétés de la commande DTC sans capteurs de vitesse (FKE) avec régulateur en mode glissant est effectuée.

Globalement, pour les deux types de régulateurs, les résultats de simulation obtenus pour l'estimation de la vitesse est très satisfaisants de point de vue erreur d'estimation, robustesse et

stabilité du système d'entraînement global dans n'importe quelle condition de fonctionnement (vide, charge, inversion de sens de rotation).

Cependant, on peut constater que la CSV sans capteurs est plus robuste et plus meilleure que celle de la commande PI sans capteurs.

On note, que les gains de la commande discontinue K , sont très délicats à manipuler car, des valeurs trop petites entraînent une dynamique du système lente, tandis que des valeurs trop grandes amplifient le phénomène du chattering.

Conclusion Générale

CONCLUSION GENERALE

Le travail présenté dans le cadre de ce mémoire concerne la commande directe du couple d'une machine synchrone à aimants permanents sans capteur de vitesse.

Dans le premier chapitre, un brève rappel sur la modélisation de la MSAP est présenté où on a utilisé la transformation de Park pour présenter le modèle de la machine triphasée dans un repère à deux axes afin de simplifier la résolution des équations électromagnétiques de la machine. En suite, on a modélisé l'onduleur de tension triphasé et sa commande à MLI à base sinus triangle.

Le deuxième chapitre est consacrée à la commande DTC de la MSAP, l'application de cette commande montre l'efficacité, la simplicité et la souplesse de tel technique, elle se repose essentiellement sur la précision de l'estimation de flux statorique, les tables de sélection des vecteurs de tension optimaux et les correcteurs à hystérésis. L'inconvénient major de la DTC est l'apparition des oscillations dans la vitesse et le couple à cause de l'utilisation des correcteurs à hystérésis, ces ondulation diminuent la précision et provoquent un bruit acoustique dans la machine.

Le troisième chapitre concernant la commande sans capteurs mécaniques de vitesse, les résultats obtenus en simulation montrent l'efficacité du filtre de Kalman étendu. Ils se traduisent par une erreur d'estimation très petite pour différentes vitesses de rotation (vitesse nominal, basses vitesses) ainsi que par l'insensibilité aux variations de la charge.

Afin d'améliorer la technique de commande choisie, un régulateur en mode glissant est associé dans la boucle e vitesse à la place du régulateur conventionnel PI, cette stratégie donne de bonne performance au niveau des ondulations du flux et du couple avec un temps de réponse court par rapport au PI conventionnel.

Pour la continuité et l'amélioration de modeste travail, des perspectives seront proposées comme suit:

- Utilisation des onduleurs multi-niveaux et les convertisseurs matriciels afin d'augmenter le nombre de vecteurs de tension utiles, ce qui minimise les fluctuations du couple électromagnétique,
- l'utilisation des régulateurs mixtes (modes glissant, logique floue) au lieu des régulateurs à modes glissants seulement.
- L'implémentation de l'algorithme de commande sur un banc d'essai expérimental.

Bibliographiques

Bibliographique

- [01] Ziane, H. Rekioua, " Commande vectorielle d'une machine synchrone à aimants permanents sans capteur mécanique avec prise en compte du temps mort de l'onduleur", 3ème Séminaire National en Génie Electrique 29-31/10/2002; université de Batna.
- [02] Carlos de almeida martins, " Contrôle Direct du Couple d'une Machine asynchrone Alimentée par Convertisseur multi niveaux à Fréquence Imposée", Thèse doctorat de l'institut national polytechnique de Toulouse 2000.
- [03] C. Carlos, "Modélisation Contrôle Vectoriel et DTC, Commande des Moteurs Asynchrone 1", Edition Hermes Science Europe, 2000.
- [04] G. Guy, C Guy, "Actionneurs Electriques, Principes Modèles Commande", Edition Eyrolles, 2000.
- [05] W. Leonhard, "Control of AC Drives", Springer, Verlag, Berlin, 1984.
- [06] A. Ameer, " Commande sans Capteur de Vitesse Par DTC d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents Dotée d'un Observateur d'Ordre Complet à Modes Glissants", thèse de Magistre, Université de Batna, 2005.
- [07] F. Benchabane, " Commande en position et en vitesse par mode de glissement d'un moteur synchrone triphasé à aimants permanents avec minimisation du chattring ", Mémoire de magister, Université mohamed khider de Biskra, Algérie, 2005.
- [08] M.S. Merzoug, "Etude comparative des performances d'un DTC et d'un FOC d'une machine synchrone à aimants permanents, mémoire de magister, Université de Batna, Algérie.
- [09] A. Benbrahim, "Commande Prédictive Généralisée d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents" mémoire magister, Université de Batna, 2009.
- [10] Chemmouri Boudjemaa et Gafer Boubekour " Commande non-linéaire d'une machine synchrone à aimants permanents", Mémoire de l'ingénieur, Université M'silla, 2005/2006.
- [11] L. persa, " performance Improvement of permanent Magnet AC Motors ", Thèse de Doctorat, Tehran, Iran, May 2005.
- [12] Z. Ainhoud, A. hamissi, " Minimisation des pulsation de couple dans une DTC d'une machine synchrone a aimant permanent", Pour l'obtention le diplôme d'ingénieur 2007/2008
- [13] H. Talhaoui, " Contrôle par mode glissant d'une machine asynchrone en tenant compte des défauts", Thèse Magister, Université Mohamed Khider Biskra, 2011.
- [14] L. Litim, " Contrôle directe du couple d'une machine synchrone à aimant permanent sans capteur mécanique", Thèse Magister, Université de Batna, 2008.

- [15] Florent morel, "Commandes directes appliquées à une machine synchrone à aimant permanent alimentée par un onduleur triphasé à deux niveaux ou par un convertisseur matriciel triphasé", Thèse de Doctorat, INSA de Lyon, 2007.
- [16] M. benaissa, " Minimisation des pulsations de couple dans une DTC d'une machine asynchrone ", thèse de magister.
- [17] Kh. Nabti " Stratégies de commande et techniques intelligentes appliquées aux machines de type synchrone", Thèse Doctorat, Université Mentouri de Constantine, 2010.
- [18] R. Boussak, M. Pilioua-Sendo, " Commande vectorielle sans capteur mécanique avec l'estimation de la position initiale des servomoteurs synchrones à aimants". 16^{ème} journées Tunisiennes d'Electrotechnique et d'automatique, Hammamet Tunisie, 8 et 9 Novembre.
- [19] A. Gayed, " Contribution à la commande par mode de glissement d'une machine synchrone à aimants permanents ", Thèse de l'université de Nantes, 1996.
- [20] H. Buhler, " Réglage par mode glissant ", Presse Polytechnique Romandes Lausanne, 1986.
- [21] S. Lachtar, " Commande à Structure Variable d'un Moteur Synchrone à Aimant Permanent (MSAP) ", Thèse Magister, Université d'Annaba, 2006.
- [22] F. Betin, " Commande d'actionneurs électriques soumis à une charge mécanique à fortes variations paramétriques ", Habilitation à Diriger le Recherches, Université de Picardie Jules Verne, France, 2003.
- [23] R. Sadouni, " Commande par mode glissant flou d'une machine asynchrone à double étoile", Thèse de Magister, Université de Sidi Bel Abbès, 2010.

Annexe

Annexe

Les paramètres de la machine synchrone à aimant permanent utilisée sont:

$$P=1.5\text{kW}$$

$$V=220/380\text{V}$$

$$f=50\text{Hz}$$

$$C_r=5\text{N.m}$$

$$n=1000\text{ tr/mn}$$

$$R_s = 1.4 \Omega$$

$$L_d =6.6\text{ mH}$$

$$L_q = 5.8\text{ mH}$$

$$J = 0.00176\text{ kg.m}^2/\text{s}$$

$$\Phi_f =0.1546\text{Wb}$$

$$f_r= 0.00038818\text{Kg. m}^2/\text{s}$$

$$P=3$$