



UNIVERSITE LARBI TEBESSI - TEBESSA
FACULTE DES SCIENCES ET TECHNOLOGIES
DEPARTEMENT DE GENIE ELECTRIQUE



MEMOIRE

DE FIN D'ETUDES POUR L'OBTENTION DU DIPLOME DE MASTER EN

SPECIALITE

THEME

**Etude comparative entre la commande scalaire et
vectorielle d'une machine synchrone à aimant permanent**

Présenté par le binôme :

- MENASSEL Chahrazed
- TALBI Bouthaina

Devant le jury :

- Dr. BENDAKIR Abdelhakim **Président**
- Dr. NEHAL Ouassila **Encadreur**
- Dr. BOUGUERNE Abla **Examineur**

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

A decorative floral element with several flowers and leaves is positioned at the top left of the calligraphic text.

Remerciements

Nous tenons à remercier premièrement ALLAH en Tout Puissant pour la volonté, la santé et la patience, qu'il nous a donné durant toutes ces longues années.

Nous sommes très reconnaissant à Madame NEHAL Ouassila et nos remerciements pour nous avoir encadré et en particulier pour son soutien, ses conseils et sa patience, son expérience et sa connaissance.

Nous souhaitons adresser ici tous nos remerciements aux personnes qui nous ont aidé et ont ainsi contribué à l'élaboration de ce travail

Nous tenons à remercier vivement le président et les membres De jury qui nous feront honneur d'examiner notre travail.

Nous adressons également nos sincères remerciements à tous nos proches ainsi que nos amis qui nous ont toujours soutenue et encouragée au cours de la réalisation de ce mémoire.

Dédicaces

- ⊗ *A mes parents (que Dieu ait pitié d'eux).*
- ⊗ *A mes frères, qui a œuvrés pour ma réussite, de par leur amours, leur soutiens, tous les sacrifices consentis et ses précieux conseils, pour toute son assistance et sa présence dans ma vie, reçois à travers ce travail aussi modeste soit-il.*
- ⊗ *A ma sœur et la femme de mon frère.*
- ⊗ *A mes famille et amis proche et loin.*
- ⊗ *A tous mes collègues et enseignants à la faculté des sciences et de technologie.*

Dédicaces

🌿 *Je dédie le fruit de mes efforts et de mon humble travail à un symbole de mon existence et de ma santé morale à mon Chère père, que dieu lui fasse miséricorde.*

🌿 *A vous, Mme mon cœur, je te donne mon message pour me guider supplication et contentement ma chère mère.*

🌿 *A deux perles en forme d'êtres humains, qui m'ont été attribuées par le destin, mon père Taher et ma mère Rebeya.*

🌿 *Au symbole de la magnanimité et de la virilité Akram.*

🌿 *Pour mes frère et sœurs, j'aspire à toujours les voir en degrés de compréhension, mon lien et mes piliers dans la vie.*

🌿 *A mes famille et amis proche et loin.*

🌿 *A tous mes collègues et enseignants à la faculté des sciences et de technologie.*

🌿 *bouthaina*

Sommaire

Liste des figures	
La liste de symbole	
Introduction générale.....	01
Chapitre I : généralité sur les machines synchrones	
I-1.Introduction.....	03
I-2 Présentation MSAP.....	04
I-3 Les différents types de machines synchrones utilisée.....	04
I-3-1 Machines synchrones à rotor bobiné.....	04
I-3-2 Les machines synchrones à réluctance variable	04
I-3-3 Les machines synchrones à aimant permanent(MSAP).....	05
I-3-3-1 Présentation du MSAP.....	05
I-3-3-2 constitution de la MSAP.....	05
I-3-3-3 Structure de la MSAP.....	06
I-3-3-3-1 le stator de MSAP.....	06
I-3-3-4 le rotor de MSAP.....	07
I-3-3-4-1 Rotor à pôles saillant.....	07
I-3-3-4-2 Rotor à pôles lisses.	07
I-3-3-5 Catégories de la MSAP.....	08
I-3-3-6 Principe de fonctionnement de la MSAP.....	10
I-3-3-7 Avantages de la MSAP.....	11
I-3-3-8 Inconvénients de la MSAP.....	11
I-3-3-9 Les domaines d'application de MSAP	12
I-4 Conclusion	12
Chapitre II : Modélisation de la machine synchrone	
II-1 Introduction.....	13
II-2 Hypothèses simplificatrices.....	13
II-3 Modélisation de MSAP.....	14
II-3-1 Mise en équation de la MSAP en triphasé (modèle en ABC).....	14
A Equation électrique	14

B	Equation électromagnétique.....	14
C	Equation mécanique	14
D	La puissance absorbée	15
II-3-2	mise en équation de la MSAP en diphasé (model vectoriel).....	16
II-3-2-1	principe de la transformation de Park	16
A	Passage direct : du triphasé au diphasé.....	16
B	Passage inverse : du diphasé au triphasé.....	17
II-3-3	Modélisation de la MSAP dans le repère de Park.....	17
A	Equations électriques.....	17
B	équation électromagnétique.....	18
C	équation mécanique.....	18
II-3-4	Mise sous forme de l'équation d'état.....	18
II-4	Modélisation de convertisseur.....	18
II-4-1	Modélisation du redresseur	19
II-4-2	Modélisation du filtre.....	19
II-4-3	Modélisation de l'onduleur	20
II-4-3-1	Définition de l'onduleur de tension.....	21
II-4-3-2	Modélisation de l'onduleur de tension.....	22
II-5)	Conclusion	22

Chapitre III : les techniques de la commande

III-1	Introduction	23
III-2	définition de la commande scalaire.....	24
III-2-1	loi tension –fréquence	24
III-2-2	Loi courant– fréquence.....	25
III-3	les avantages et les inconvénients de la commande scalaire.....	25
III-4	commande vectorielle à flux orienté.....	26
III-4-1	Types de la commande vectorielle.....	26
III-4-1-1	commande vectorielle direct à flux rotorique orienté (DCFO).....	26
III-4-1-2	commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté (IRCFO)....	26
III-4-1-3	comparaison entre la commande DCFO et IRCFO.....	27
III-5	Principe de la commande DCFO.....	28

III-6	application à la MSAP.....	29
III-7	commande vectorielle de la (MSAP) alimentée en tension	30
III-7-1	Découplage	31
III-7-1-1	Découplage par compensation.....	31
III-7-2	régulation.....	32
III-7-2-1	calculs de régulateurs	33
III-7-2-1-1	Régulation de courant courant i_d	34
III-7-2-1-2	Régulation du courant i_q	35
III-7-2-1-3	Régulation de vitesse	36
III-8	avantage et inconvénient de la commande vectorielle.....	37
III-8-1	les avantage de la commande vectorielle.....	38
III-8-2	les inconvénients de la commande vectorielle.....	38
III-9	Conclusion.....	38

Chapitre IV : simulation et résultats obtenus

IV-1	Introduction.....	38
IV-2	paramètres de la MSAP utilisé dans la simulation.....	38
IV-2-1	Resultat de simulation de la commande vectorielle de la MSAP.....	39
IV-3	commande vectorielle (CFO).....	40
IV-3-1-	résultat de simulation de la commande vectorielle (CFO) de la MSAP.....	41
IV-3-2	Interprétation de résultat de commande vectorielle (CFO).....	44
IV-4	commande scalaire.....	45
IV-4-1	résultat de simulation de la commande scalaire de la MSAP.....	47
IV-4-2	interprétation du résultat de commande scalaire (sc).....	48
IV-5	Comparaison des résultats des deux techniques de commande.....	48
IV-6	conclusion	48
IV-7	Conclusion générale	49

La liste des figures

Figure I-1 : moteur synchrone

Figure I-2 : Structure d'une machine à 2 paires de pôles à aimant permanent

Figure I-3 : stator de la machine synchrone

Figure I-4 : Rotor à pole lisse et pole saillants de la MSAP

Figure I-5 : Différents types de rotors d'une MSAP

Figure I-7 : moteur synchrone à aimant permanent insérés

Figure I-8 : moteur synchrone à aimant permanent chapeautés

Figure I-9 : moteur synchrone à aimant permanent enterré

Figure I-10 : principe de fonctionnement de MSAP

Figure I-11 : domaine d'application

Figure II-1 : Représentation d'une machine synchrone à aimants permanents dans le Repère triphasé

Figure II-2 : Schéma équivalent de la MSAP dans le repère (d q)

Figure II-3 : Schéma fonctionnel du modèle de Park

Figure II-4 : Schéma de principe de l'association convertisseur –machine

Figure II-5 : Représentation de Redresseur à diodes

Figure II-6 : Représentation d'un filtre (L_c)

Figure II-7 : Schéma de principe du convertisseur statique

Figure III-1 : schéma de la commande scalaire à v/f

Figure III-2 : commande par orientation du flux de MSAP i_d ($i_{ds\ nul}$)

Figure III-3 : schéma bloc d'une régulation de vitesse de la MSAP alimentée en tension et commandée par l'orientation du flux

Figure III-4 : découplage par compensation

Figure III-5 : commande découplée

Figure III-6 : régulateur PI

Figure III-7 : boucle de régulation de courant i_d

Figure III-8 : boucle de régulation de courant i_q

Figure III-9 : boucle de régulation de vitesse

Figure IV-1 : schéma de simulation de la commande vectorielle (CFO)

Figure IV-2 : Allure de courant statorique I_{abc} de la MSAP

Figure IV-3 : Zoom sur d'allure de courant statorique MSAP

Figure IV-4 : Allure de couple électromécanique de la MSAP

Figure IV-5 : Allure de la vitesse rotorique de la MSAP

Figure IV-6 : Allure de l'angle θ de la MSAP

Figure IV-7 : Allure de courant direct de la MSAP

Figure IV-8 : Allure du courant quadratique de la MSAP

Figure IV-9 : Allure de la vitesse de la machine, vitesse de référence de MSAP

Figure IV-10 : schéma de simulation de la commande scalaire de la MSAP

Figure IV-11 : Allure de courant statorique I_{abc} de MSAP

Figure IV-12 : Allure de couple électromécanique de la MSAP

Figure IV-13 : Allure de vitesse rotorique de la MSAP

Figure IV-14 : Allure de l'angle θ de la MSAP

Figure IV-15 : Allure de courant I_{abc} de la MSAP

Figure IV-16 : Allure de vitesse statorique +vitesse régulier de la MSAP

La liste des symboles

MS : machine synchrone.

MSAP : machine (ou moteur) synchrone à aimant permanent.

MSAPS : machine synchrone à aimants permanents montés en surface.

MSAPI : machine synchrone à aimants permanents insérés.

MSAPC : machine synchrone à aimants permanents chapeautés.

MSAPE : machine synchrone à aimants permanents enterrés.

(abc): Modèle réelle de la machine triphasé.

(d-q) : Modèle de Park.

V_s : Tension statorique.

I_s : Courants statorique.

φ_s Et φ_{sf} : Flux engendré par les aimants.

R_s : Résistance statorique.

X_{abc} : Composantes réelle dans le repère abc.

I_{abc} : Courants suivants les phases triphasé.

$P(\theta)$: Matrice de Park.

$P(\theta)^{-1}$: Matrice inverse de Park.

X_d : Composante longitudinale suivant l'axe d.

X_q : Composante transversale suivant l'axe q.

I_d : Courants de l'axe d.

I_q : Courants de l'axe q.

$e_{det}e_q$: Terme de découplage.

θ : Angle électrique.

ω : La pulsation électrique.

P : Nombre de pair de pole.

W_r : Vitesse de rotation mécanique.

P_a : La puissance absorbée par le moteur en $[\omega]$.

C_{em} : Couple électromagnétique.

C_r : Couple résistant.

J : Moment d'inertie.

F : Coefficient de frottement.

FOC : commande vectorielle à flux orienté

DFOC : commande vectorielle directe à flux rotorique orienté

IRFOC : commande vectorielle indirect à flux rotorique orienté

$\frac{V}{F}$: Constante

V_s:Tension statorique

I_s: Courant statorique

W_s : Pulsation propre

φ_{rd}:Amplitude à flux référence

C_{em}: Couple électromagnétique

T_r:Temps rotorique

(d q) : référentielle de Park

PI : régulateur

K_i: Coefficient intégral du régulateur PI.

K_p: Coefficient proportionnel du régulateur PI.

R_s : Résistance d'une phase statorique

L_d L_q ; Inductance direct et quadratique

Introduction générale

Le développement technologique continu exige de plus en plus des systèmes d'entraînement un contrôle précis et continu de la vitesse, du couple, et ce tout en garantissant la stabilité, la rapidité et un rendement le plus élevé possible. Ces exigences compliquent les problématiques de conception des entraînements à vitesse variable, en effet, il faut utiliser un système avec une modélisation appropriée permettant de représenter les différents phénomènes physiques de définir la meilleure solution vis-à-vis des performances recherchées.

La plus ancienne des machines électriques industrielles, la machine à courant continu, elle reste très utilisée (particulièrement comme actionneur), ceci du fait que son fonctionnement est d'une grande simplicité, de même que sa modélisation, mais surtout ses bonnes performances statiques et dynamiques. Cependant, la fragilité du système balai collecteur a toujours été son principal inconvénient, ce qui limite la puissance et la vitesse maximale et présente des difficultés de maintenance et des interruptions. C'est pour cette raison qu'on a eu intérêt à utiliser des machines électriques à courant alternatif afin d'écartier cet inconvénient.

Parmi celles-ci, la machine synchrone à aimants permanents (MSAP) est un actionneur électrique de construction simple (pas de collecteurs mécaniques), robuste, fiable et présente de faibles moments d'inertie ce qui lui confère une dynamique caractérisée par de très faibles constantes de temps et permet de concevoir des commandes de vitesse, de couple ou de position avec une précision et des performances dynamiques très intéressantes (actionneurs de robotique, servomoteur, systèmes de traction...etc.).

La mise au point des aimants permanents à base de terre rare, le développement de l'électronique de puissance (des semi-conducteurs, ...) et la progression des organes de commande numérique, ont permis de surmonter les difficultés de réglage et de contrôle de la MSAP, dues au fait qu'elle est fortement non linéaire et ses paramètres non connus avec certitude. Parmi les nombreuses méthodes de commande développées dans la littérature technique, la commande vectorielle par orientation du flux permet d'envisager des variateurs de vitesse à courant alternatif très compétitifs et aussi performants que les variateurs à courant continu.

En revanche, lorsque des performances sévères sont requises, les commandes classiques atteignent vite leurs limites. De plus, les techniques de régulations de la vitesse mécanique se voient simplifiées, Le contrôle de vitesse le plus simple, dit en " V sur f ", permet de varier la vitesse de la machine sur une large plage. C'est un *contrôle scalaire*. Les équations de la machine qui permettent de calculer le couple et de prévoir les points de fonctionnement sont basés sur le modèle "régime permanent" de la machine.

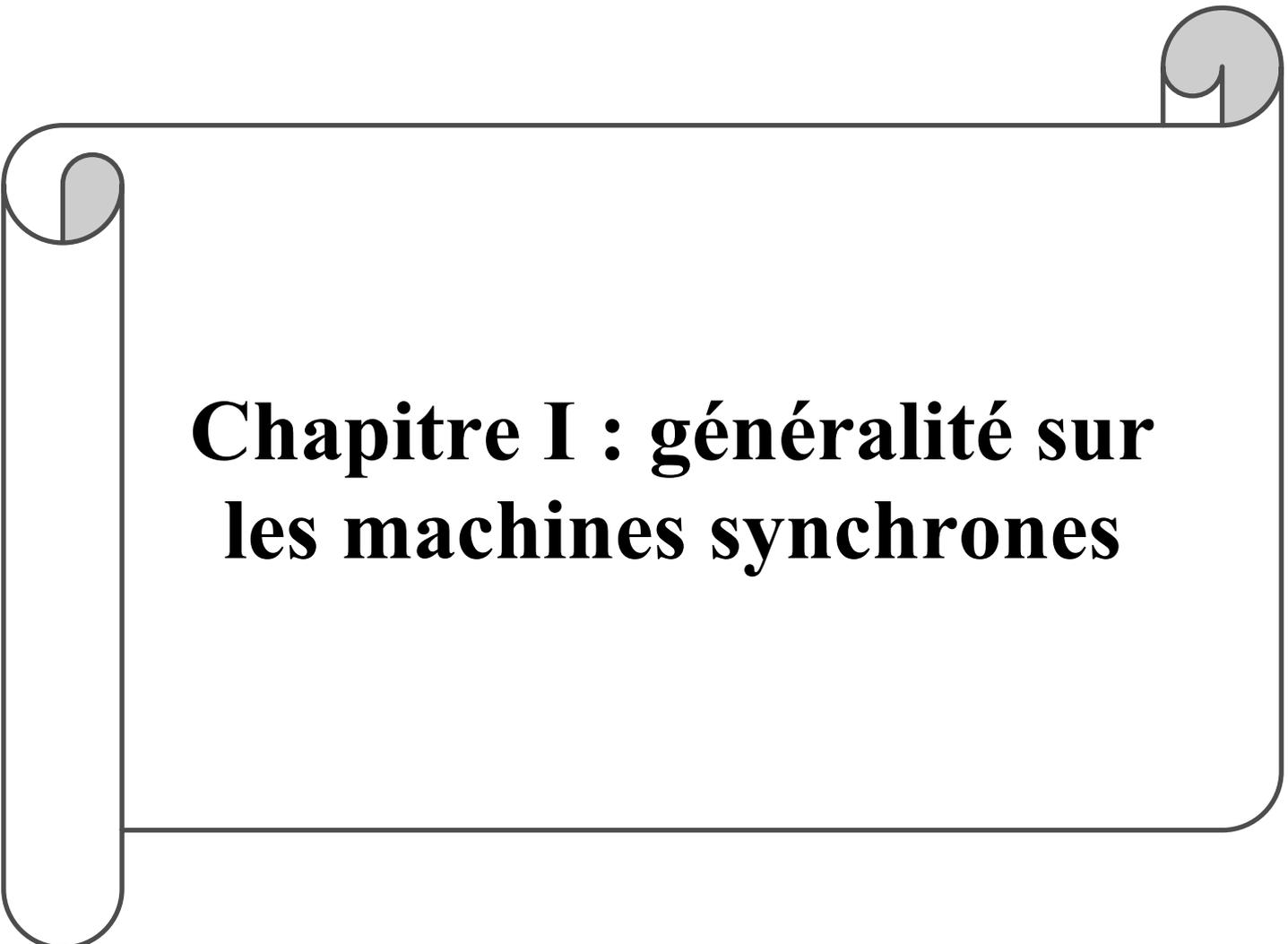
Notre travail dans ce mémoire sera organisé comme suit :

Le premier chapitre : expose des généralités sur la machine synchrone, constitution et le type de machine synchrone parmi ces types, nous nous sommes concentrés la machine synchrone à aimant permanent la constitution leurs avantages et inconvénients et leurs applications.

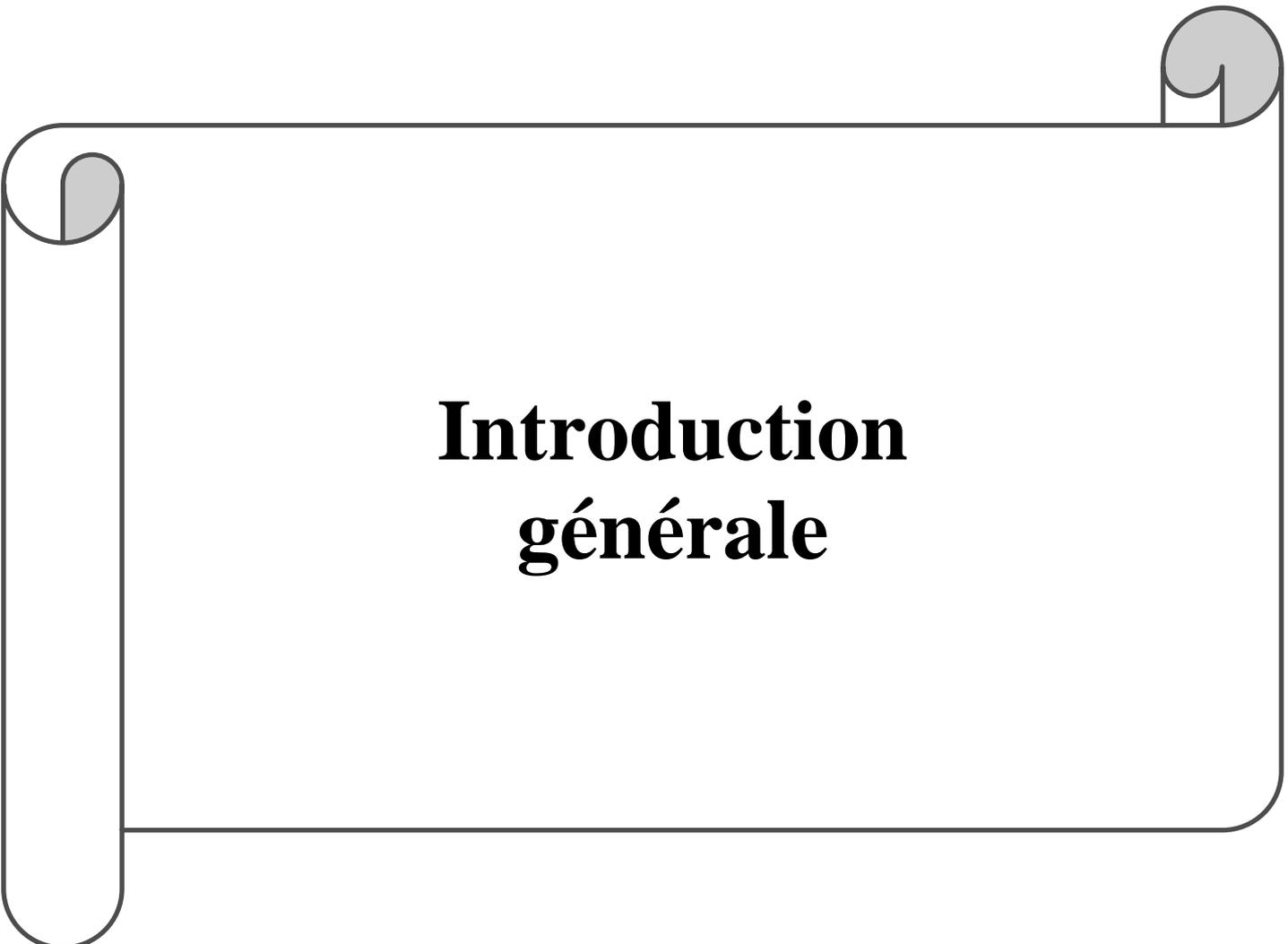
Le deuxième chapitre : concerne la modélisation de la machine synchrone à aimants permanents dans le repère (abc), ainsi que le passage au repère (d-q), (Transformation de Park) et on termine le chapitre par une étude de l'association Machine-onduleur.

Le troisième chapitre : concerne les deux techniques utilisées dans la machine synchrone à aimant permanent, la commande vectorielle et la commande scalaire avec leurs inconvénients et avantages et leurs applications.

Le quatrième chapitre : nous allons présenter la simulation sous Matlab de la commande scalaire et vectorielle appliqué sur la machine synchrone à aimant permanent et terminer par l'interprétation des résultats obtenus.

A decorative border resembling a scroll, with rounded corners and a vertical strip on the left side. The scroll is outlined in black and has a light gray fill. The text is centered within the scroll.

Chapitre I : généralité sur les machines synchrones



Introduction générale

I-1 Introduction

L'étude du comportement d'un moteur électrique est une tâche difficile et qui nécessite, avant tout, une bonne connaissance de son modèle dynamique afin de bien prédire, par voie de simulation, son comportement dans les différents modes de fonctionnement envisagés.

Historiquement, le moteur à courant continu (M.C.C) a constitué la seule source, électromagnétique de vitesse variable en raison de sa facilité de commande.

Cependant, la fragilité du système balai collecteur a toujours été un inconvénient de la M.C.C, ce qui limite la puissance et la vitesse maximale et présente des difficultés de maintenance et des interruptions de fonctionnement. C'est pour cette raison qu'on a eu intérêt à utiliser des moteurs électriques à courant alternatif afin d'écartier cet inconvénient et profiter de leurs avantages tels que, la flexibilité de variation de vitesse et la stabilité de fonctionnement.

Parmi les moteurs à courant alternatif utilisés dans les entraînements à vitesse variable, le moteur synchrone à aimants permanents reste un bon candidat. Son choix devient attractif et concurrent de celui des moteurs asynchrones grâce à l'évolution des aimants permanents qu'ils soient à base d'alliage ou à terre rare. Cela leur a permis d'être utilisés comme inducteur dans les moteurs synchrones offrant ainsi, par rapport autre type de moteur, beaucoup d'avantage, entre autres, une faible inertie et un couple massique élevé [1]

Les machines synchrones jouent un rôle important dans l'industrie. Leur domaines d'emploi consistent à transformer l'énergie mécanique en énergie électrique ou vice-versa. C'est une machine caractérisée par sa vitesse de rotation synchronisée avec la fréquence du réseau. Elle peut fonctionner en moteur, compensateur ou génératrice (alternateur). Les machines synchrones (MS) de faible puissance sont parfois réalisées comme les machines à CC, c'est-à-dire l'inducteur au stator (fixe) et l'induit au rotor (tournant).

Avec l'avènement des matériaux à aimants permanents de haute énergie et les progrès réalisés dans le domaine de l'électronique de puissance, les machines synchrones à aimants permanents (MSAP) ont connu ces dernières années un grand essor. Elles ont été adoptées dans nombreuses applications de hautes performances telles que la robotique, l'aérospatiale, les outils électriques, la production des sources d'énergie renouvelables, les divers équipements médicaux, les véhicules électriques, etc. Pour toutes ces applications, les MSAP sont parfois préférables aux autres machines traditionnelles. [3]

I-2 Présentation de la machine synchrone MS

La machine synchrone est utilisée depuis plusieurs décennies pour la transformation de l'énergie mécanique en énergie électrique et pour l'entraînement à la vitesse de synchronisme d'une ou de plusieurs charges. Ce synchronisme est une conséquence directe de la construction de la machine, qui est une des plus simples, la figure 2.1 représente un stator produisant un champ tournant, dans lequel baigne un rotor présentant les caractéristiques d'un aimant, très souvent réalisé à partir d'un électro-aimant, ainsi le champ tournant entraîne le rotor à une vitesse reliée exclusivement à la fréquence du courant alternatif imposé aux bobinages statoriques [4]

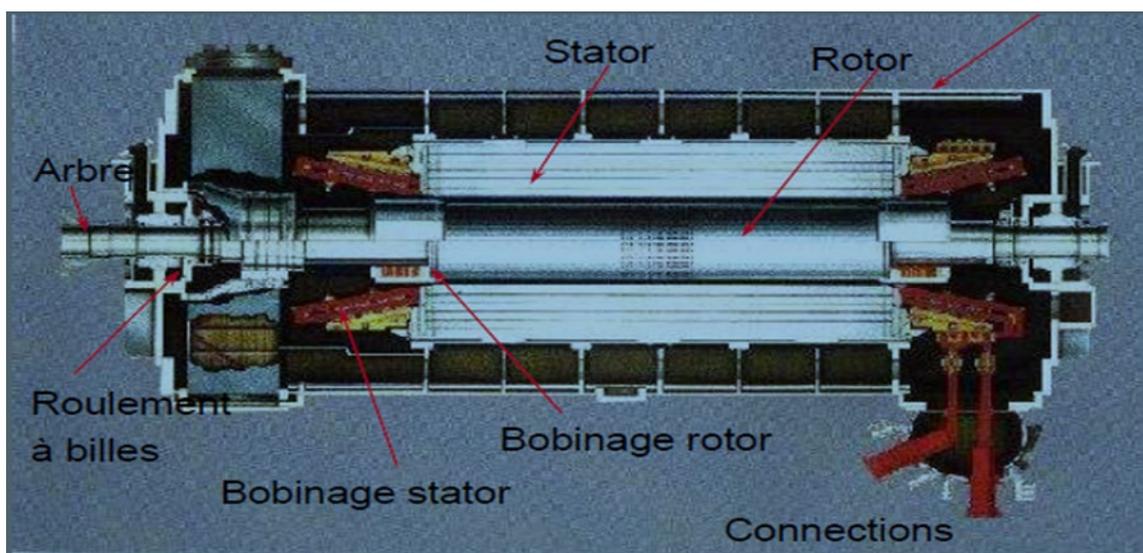


Figure I.1 : Moteur synchrone.

I-3 Les différents types de machines synchrones utilisées

I-3-1 Machines synchrones à rotor bobiné

Souvent, elles font appel à une excitatrice associée à un redresseur tournant pour éliminer tout contact glissant. Le rotor peut être à pôles lisses ou saillants équipé généralement de circuits amortisseurs. Pour certaines applications à forte puissance et à grande vitesse, on utilise un rotor cylindrique massif.

I-3-2 Les machines synchrones à réluctance variable

Elles présentent des structures diverses et sont employées dans des applications particulières nécessitant une conception simple. L'inconvénient principal de leur utilisation pour l'alimentation à fréquence variable concerne la faiblesse inhérente de leur facteur de Puissance qui implique un surdimensionnement systématique des convertisseurs statiques. Néanmoins, ce défaut peut être ignoré dans certaines applications de faible puissance (quelques kilowatts).

I-3-3 Les machines synchrones à aimant permanent(MSAP)

Elles sont de plus en plus utilisées avec l'apparition d'aimants rigides performants (ferrite, terres rares-cobalt et, plus récemment, néodyme-fer-bore). L'utilisation des aimants pour l'excitation des machines a été d'abord limitée à la réalisation de machines à faible alésage. Actuellement, l'augmentation de la taille de ce type de machine est envisagée. En effet, l'utilisation des aimants reste avantageuse, à condition de coupler cette augmentation de taille avec une augmentation de nombre de pôles. Des réalisations particulièrement intéressantes commencent à voir le jour dans le domaine des moyennes et fortes puissances (100 KW et plus) à des vitesses faibles. Les MSAP présentent des pertes faibles au rotor mais leur inconvénient principal provient de l'absence de possibilité de réglage du flux d'excitation [5]

I-3-3-1 présentation de machine synchrone à aimants permanents(MSAP)

La structure du MSAP se compose, comme une machine synchrone. Le schéma de la MSAP peut être représenté par trois enroulements (a, b, c) au stator avec les aimants permanents au rotor.

L'alimentation des enroulements statoriques donne naissance à une force magnétomotrice tournante à la vitesse angulaire, le rotor ou la roue polaire à aimants permanents dont le nombre de pôles est égal à celui du stator permet de produire la force magnétomotrice d'excitation.

Le développement des matériaux magnétiques permet aux MSAP d'être de plus en plus utilisées dans différents domaines de l'industrie. La densité de puissance massique élevée, le rendement élevé, l'augmentation de la constante thermique et l'augmentation de la fiabilité (due à l'absence des contacts glissants bagues-ballais de ces machines) leurs permettent de concurrencer fortement les machines asynchrones et à courant continu [6]

Nombreuses applications de hautes performances telles que la robotique, l'aérospatiale, les outils électriques, la production des sources d'énergie renouvelables, les divers équipements médicaux, les véhicules électriques, etc. Pour toutes ces applications, les MSAP sont parfois préférables aux autres machines traditionnelles [7]

I-3-3-2 La Constitution de MSAP

Comme tout actionneur électrique, la machine synchrone à aimants permanents est constituée d'une partie fixe (stator) et d'une partie mobile (rotor). Le stator renferme un bobinage alimenté en triphasé, et produit un champ magnétique tournant à la fréquence d'alimentation. Quant au rotor, son champ magnétique produit est généré par des aimants permanents.

Le stator de structure ordinairement lisse, porte des encoches à l'intérieur des quels sont disposés des enroulements de phases. En mode générateur la machine fournit de l'énergie au réseau, tandis qu'en mode moteur elle en consomme plutôt. Le rotor est généralement à pôles lisses ou à pôle saillants [6]

I-3-3-3 La structure

La machine synchrone est constituée essentiellement du stator, et d'un rotor séparés par un entrefer très étroit.

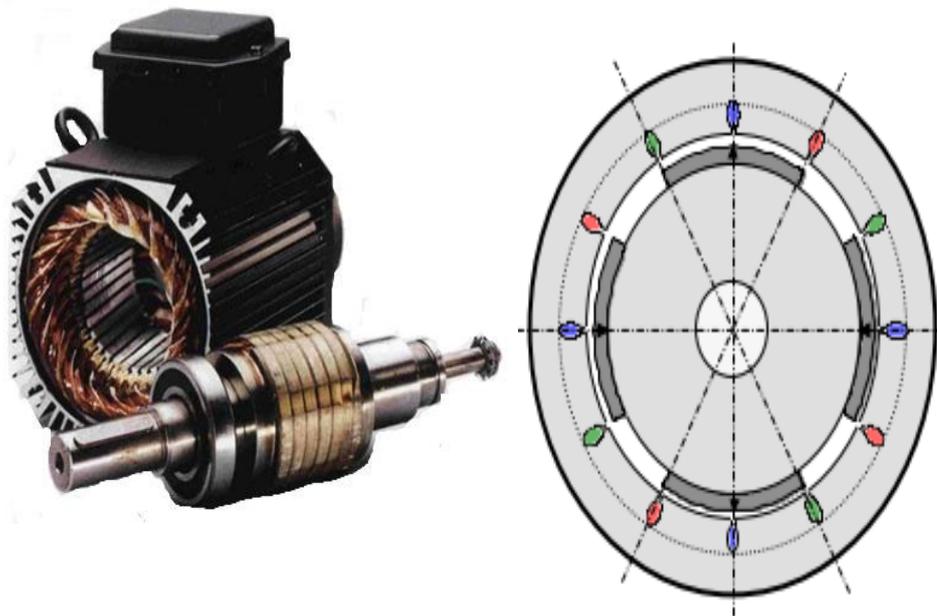


Figure I-2 : Structure d'une machine à 2 paires de pôles à aimant permanent

I-3-3-1 Le stator : ou l'induit est la partie fixe de la machine, il se compose de trois enroulements parcourus par des courants alternatifs décalés de 120° dans l'espace et dans le temps, logés dans les encoches du circuit magnétique fixe.

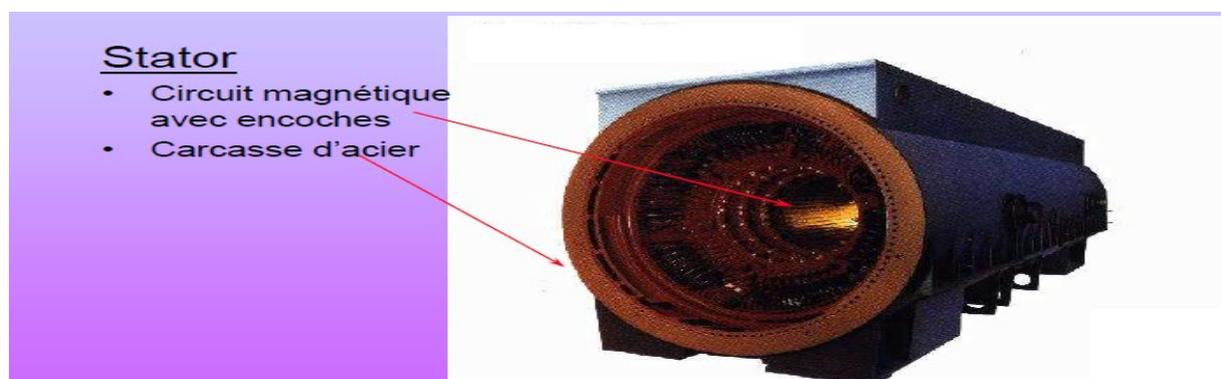


Figure I-3: Stator de la MSAP

I-3-3-2 Le rotor : ou inducteur est la partie mobile de la machine se compose d'aimants permanents. Ce dernier présente l'avantage d'éliminer les balais et les pertes rotoriques, ainsi que la nécessité d'une source pour fournir le courant d'excitation. Cependant, on ne peut pas contrôler l'amplitude du flux rotorique [8].

Il existe deux types de rotor, ayant pour rôle de générer le champ d'induction rotorique. Les rotors à pôles lisses et les rotors à pôles saillants.

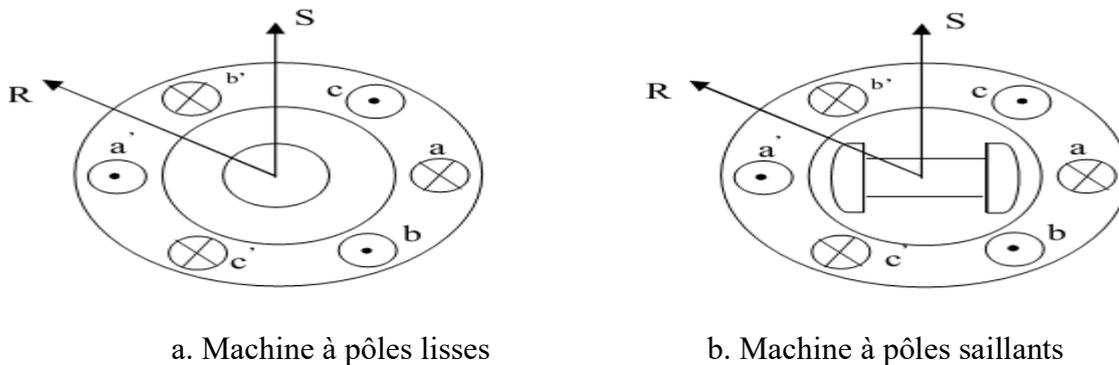


Figure I.4 : Rotor à pole lisse et pole saillants de la machine synchrone

I-3-3-2-1 Rotor à pôles saillant

C'est un électro-aimant dont les pôles sont alternativement nord et sud. Les enroulements sont alimentés en courant continu, ils sont placés autour des noyaux polaires. Le nombre de pôles est toujours paires il varie suivant la machine réalisée à la Figure I.4.

I-3-3-2-2 Rotor à pôles lisses

Le rotor est un cylindre plein dans lequel on a usiné des encoches. Il possède le plus souvent deux pôles [6].

Le rotor possède différentes configurations (8-9). La Figure 1.2 montre trois cas typiques pour un rotor à quatre pôles.

- Une configuration du rotor à pôles saillant possédant des pièces polaires servant à la concentration du flux est montrée à la Figure I-4 a Les aimants permanents sont magnétisés dans le sens radial.
- Une autre possibilité consiste à disposer les aimants permanents radialement (aimants noyés dans le rotor). Les aimants sont magnétisés tangentiellement comme le montre la Figure I-4 b.
- Enfin la Figure I-4.c représente le cas où les aimants permanents sont distribués uniformément sur la surface cylindrique du rotor. L'aimantation des aimants est radiale.

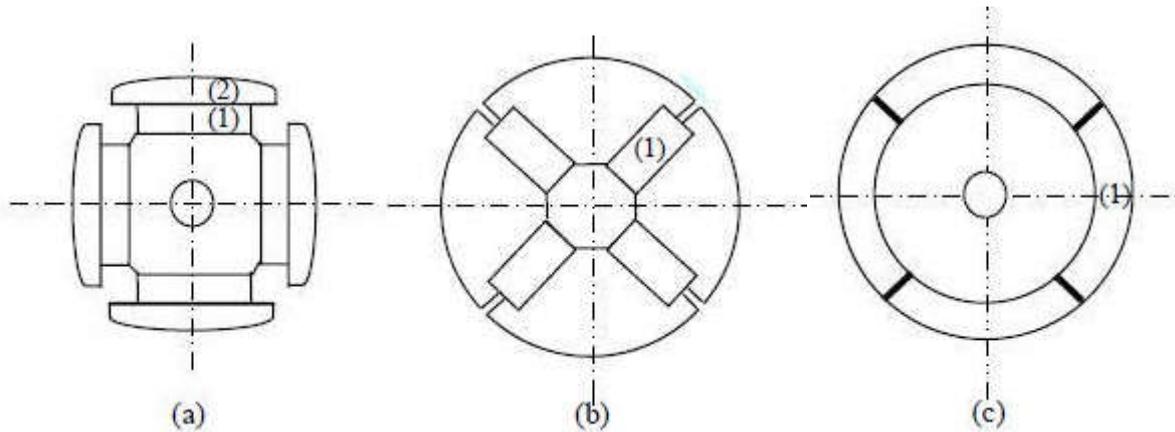


Figure I-5 Différents types de rotors d'une MSAP.

Sachant que :

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

I-3-3-4 Catégories de la MSAP

Il existe quatre catégories de machines synchrones à aimants permanents du point de vue construction mécanique [9] :

- ✚ Machines synchrones à aimants permanents montés en surface (MSAPS): Cette structure est la plus simple à construire parce que des aimants permanents à aimantation radiale sont disposés directement sur la périphérie du rotor. Les aimants ont généralement une forme de tuile et sont collés sur une culasse cylindrique. Cette structure de machine rentre dans la catégorie des machines à pôles lisses

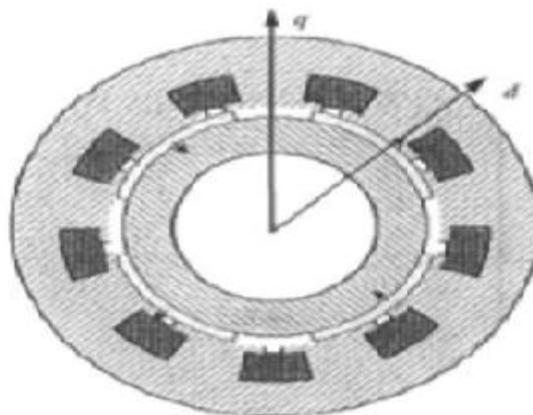


Figure I-6 : Machine synchrone à aimants permanents montés en surface

- ✚ Machine synchrones à aimants permanents insérés (MSAPI) : A partir de la structure précédente, on entaille des logements pour insérer les aimants permanents dans le

rotor afin de faciliter l'assemblage mécanique. Les parties de fer entre les aimants permanents sont des espaces inter polaires qui rajoutent de la saillance. Toutefois, les caractéristiques de cette structure restent fondamentalement proches de la MSAPS. La figure suivante montre la structure.

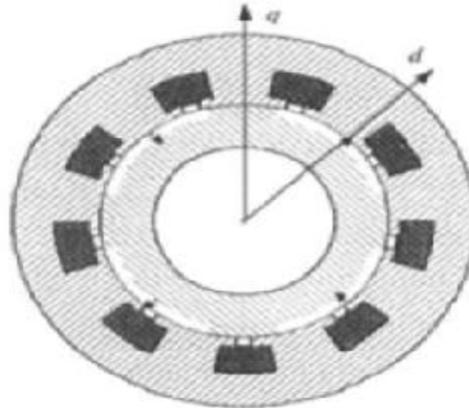


Figure I-7 : Machine synchrone à aimants permanents insérés

- ✚ Machines synchrones à aimants permanents chapeautés (MSAPC) : Cette structure est déduite de celles avec des aimants permanents montés en surface. On place sur les aimants des pièces polaire généralement en acier doux. La combinaison des aimants et des pièces polaires crée une anisotropie du rotor et rajoute une saillance. Les pièces polaires permettent de contrôler la forme de la f.e.m au stator en agissant sur le profil de la pièce.

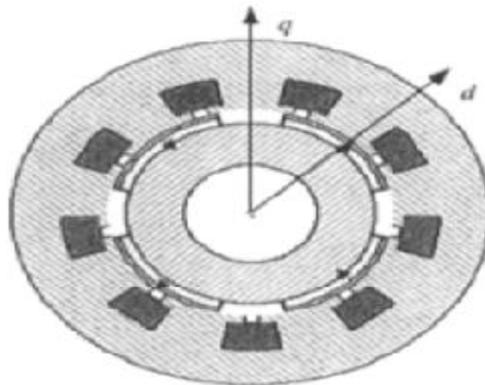


Figure I-8: Machine synchrone à aimants permanents chapeautés

- ✚ Machines synchrones à aimants permanents enterrés (MSAPE) : Le principe de cette structure est d'augmenter l'induction magnétique dans l'entrefer par rapport à l'induction rémanente des aimants permanents. En fait, les pièces polaires canalisent le flux généré par les aimants permanents à aimantation tangentielle dont la surface latérale est supérieure à la demi-surface de la pièce polaire prise au niveau de l'entrefer. [6]

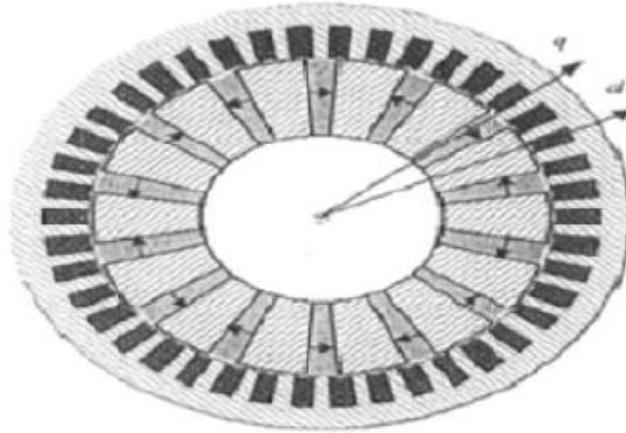


Figure I-9 : Machines synchrones à aimants permanents enterrés.

1-3-3-5 Principe de fonctionnement de la machine synchrone à aimant permanent (MSAP) :

La machine électrique tournante est un dispositif électromagnétique destiné à transformer de l'énergie mécanique en énergie électrique (fonctionnement en générateur) ou, inversement, à transformer de l'énergie électrique en énergie mécanique (fonctionnement en moteur). Elle comprend principalement deux parties mobiles l'une par rapport à l'autre, l'inducteur qui crée un champ magnétique et l'induit dans lequel ce champ induit une force électromotrice, ces deux parties sont séparées par un entrefer. Les bobines (phases) du stator sont reliées à une source triphasée de tensions sinusoïdales. La superposition des trois flux magnétiques créée par les trois bobines du stator produit un flux magnétique sinusoïdal tournant à la fréquence de la source de tension. Ce flux magnétique tournant interagit avec le flux de rotor dans l'entrefer qui sépare le stator du rotor et crée ainsi une force électromagnétique. Cette force se traduit par la rotation du rotor. La vitesse de rotation du rotor est proportionnelle à la fréquence de la source de tension [6]

La figure suivante montre la structure.

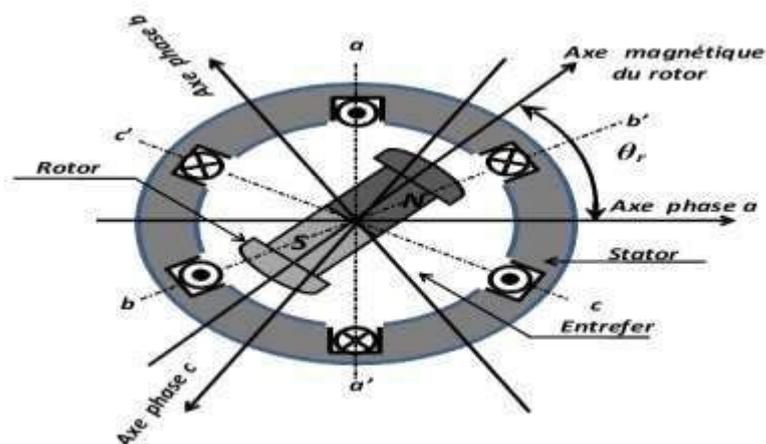


Figure I -10 : structure de la MSAP

1-3-3-6 Avantages de la MSAP

Les machines synchrones à aimants permanents présentent plusieurs avantages par rapport aux autres types de machines :

- ✓ Puissances massiques élevées.
- ✓ Absence de contacts glissants.
- ✓ Un bon rendement.
- ✓ Absence des balais et d'alimentation continue.
- ✓ Possibilité de supporter des surcharges transitoires importantes et un bon comportement dynamique en accélération et en freinage.
- ✓ Fonctionnement en survitesse.

Cette machine est donc bien indiquée pour les systèmes embarqués et peut être employée pour des systèmes de faible puissance (petits moteurs) ou de puissance plus importante (jusqu'à quelques dizaines de MW en fonctionnement moteur) [10].

I-3-3-7 Inconvénients de la MSAP

Comme inconvénients de la MSAP on cite [11] :

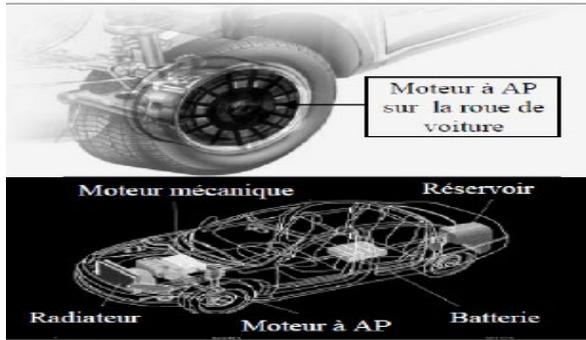
- ✓ Cout élevé des aimants
- ✓ Technologie coûteuse liée au coût des aimants.
- ✓ Interaction magnétique due au changement de structure.
- ✓ Ondulations de couple.

I-3-3-8 Les domaines d'application de MSAP

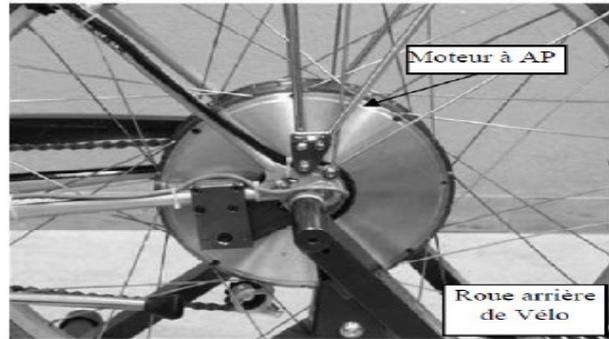
Maintenant on présente des exemples d'application des MSAP utilisées dans différentes plages de puissance [12]

- ✚ Applications aux petites puissances ($P < 600W$) :
 - ✓ Micro Ventilateur
 - ✓ Disque Dur
 - ✓ Fraise de dentiste
 - ✓ Programmeur Mécanique
- ✚ Applications aux moyennes puissances ($500W < P < 100kW$) :
 - ✓ Vélo à assistance
 - ✓ Voiture électrique (Toyota Prius)
 - ✓ Machine-outil
 - ✓ Robot industrie
- ✚ Applications aux fortes puissances :
 - ✓ Traction ferroviaire
 - ✓ Propulsion navale

Les figures suivantes montrent quelques domaines d'applications.



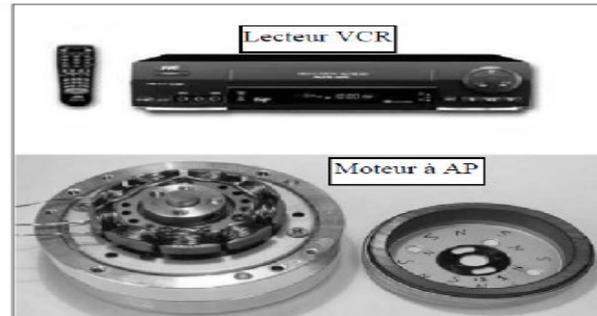
(a) : voiture hybride



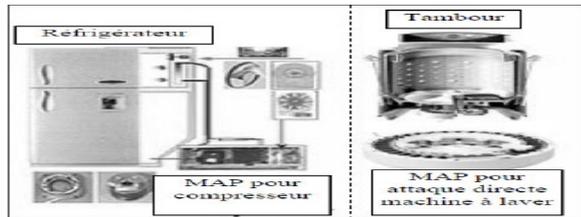
(b) : vélo électrique



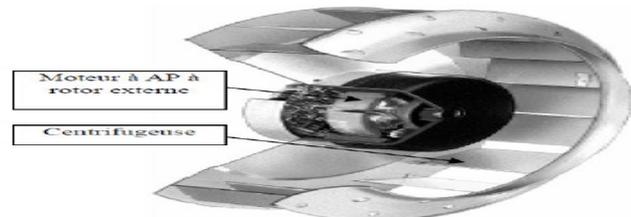
(c) lecteurs CD/DVD et disque dur de PC



(d) : lecteur vidéo, VCR



(e) : compresseur réfrigérateur et moteur



(f) : moteur d'un ventilateur

De machine à laver

I-4 Conclusion

Dans ce chapitre on à présenter la machine synchrone et la structure et leurs types, parmi ces types on à présenter la machine synchrone à aimant permanent et sa constitution, son principe de fonctionnement, et ces catégories avec ces avantages, inconvénients et le domaine d'application.

A decorative border resembling a scroll, with a grey shaded area on the left side and a grey shaded area at the top right corner.

Chapitre II : Modélisation de la machine synchrone

II-1 Introduction

L'étude du comportement d'un moteur électrique est une tâche difficile et qui nécessite avant tout un modèle mathématique. La mise sous forme d'un modèle mathématique d'une MSAP permet d'observer et d'analyser des évolutions différentes des grandeurs électriques de la MSAP d'une part et l'élaboration des lois de commande d'autre part.

Pour commander une machine électrique donnée, il est nécessaire d'utiliser son mathématique en tenant compte de certaines hypothèses simplificatrices. Du point de vue mathématique, la machine synchrone présente un système complexe multi variable et non linéaire. L'approche actuelle de modélisation des machines électriques est basée sur la théorie des deux axes qui transforme un système triphasé en un système biphasé équivalent, ce qui réduit la complexité du modèle et permet l'étude des régimes transitoires [13].

II-2 Hypothèses simplificatrices

Avant d'établir le modèle mathématique nous devons nous imposer quelques Hypothèses [14] :

- L'entrefer est d'épaisseur uniforme, et d'encoche négligeable.
- La saturation du circuit magnétique, l'hystérésis et les courants de Foucault sont négligeables.
- Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température et l'effet de peau est négligeable.
- Le moteur possède une armature symétrique non saturée, les inductances propre et mutuelle sont indépendants des courants qui circulent dans les différents enroulements.
- La distribution des forces électromotrices, le long de l'entrefer, est supposée sinusoïdale.
- Les pertes fer et l'effet amortisseur sont négligés.
- La perméabilité des aimants est considérée comme voisine de celle de l'air.

II-3 Modélisation de MSAP

II-3-1 Mise en équation de la MSAP en triphasé (modèle en ABC)

a) Equation électrique :

Les tensions, flux et courants statoriques triphasés, sont écrits avec les notations vectorielles suivantes respectivement : $[V_s]$, $[\varphi_s]$ et $[i_s]$.

La figure (II.1) représente les enroulements d'une machine synchrone triphasée à aimants permanents :

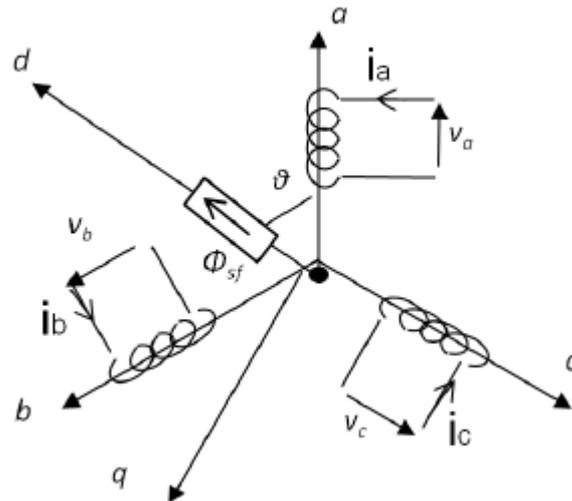


Figure II.1 : Représentation d'une machine synchrone à aimants permanents dans le repère triphasé

A partir de la figure, nous écrivons les équations de la machine synchrone dans le repère fixe au stator, en notation matricielle:

$$[V_s] = [R_s] [i_s] + \frac{d[\varphi_s]}{dt} \tag{2.1}$$

$$[\varphi_s] = [L_s] [i_s] + [\varphi_{sf}] \tag{2.2}$$

D'où $[L_{ss}] = [L_{s0}] + [L_{sv}]$

Avec

$[V_s] = [V_a V_b V_c]^T$ Vecteur tensions statoriques

$[i_s] = [i_a i_b i_c]^T$ Vecteur de courant statorique

$[\varphi_s] = [\varphi_a \varphi_b \varphi_c]^T$ Flux de courant statorique

$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}$ Matrice résistances du stator.

$[L_s] = \begin{bmatrix} L_a & M_{ab} & M_{ac} \\ M_{ab} & L_b & M_{bc} \\ M_{ac} & M_{bc} & L_c \end{bmatrix}$ Matrice inductance du stator.

$[\varphi_s] = [\varphi_{sf}] \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix}$ Vecteur flux engendré par l'aimant.

Avec

φ_{sf} : Valeur crête (constante) du flux crée par l'aimant à travers les enroulements statoriques.

θ : Angle entre l'axe d et l'axe de référence dans le système triphasé défini par:

$$\theta(t) = \int_0^t \omega d(\tau) \quad (2.3)$$

$$\text{Avec } \omega = p \omega_r \quad (2.4)$$

ω : La pulsation électrique.

p : Le nombre de pair de pôles de la machine ;

ω_r : La vitesse de rotation de la machine (rotor).

Le modèle électrique doit être complété par les expressions du couple électromagnétique et de la vitesse, décrivant ainsi le mode mécanique.

b) Equation électromagnétique

La connaissance du couple électromagnétique de la machine est essentielle pour l'étude de la machine et sa commande.

$$C_{em} = [i_s]^T \left[\frac{1}{2} \frac{d[L_{ss}]}{d\theta} \right] [i_s] + \frac{1}{2} \frac{d[\varphi_{sf}]}{d\theta} \quad (2.5)$$

c) Equation mécanique

L'équation mécanique de la machine est donnée par :

$$J \frac{d\omega_r}{dt} = C_{em} - C_r - f \cdot \omega_r \quad (2.6)$$

Avec :

C_{em} : Couple électromagnétique délivré par le moteur.

C_r : Couple résistant.

f : Coefficient de frottement.

J : Moment d'inerte du moteur.

d) La puissance absorbée

La puissance absorbée par la machine synchrone à aimants permanents est donnée par l'équation suivant :

$$P_a = 2 \cdot \pi \cdot n_s \cdot C_{em} \quad (2.7)$$

P_a : La puissance absorbée par le moteur en ω att

n_s : La vitesse du champ tournant en (tr/s)

L'étude analytique du comportement des équations (2.1) et (2.2) est relativement laborieuse, vu le grand nombre de coefficients variables. On utilise alors des transformations mathématiques qui permettent de décrire le comportement du moteur à l'aide d'équations différentielles à coefficients constante. L'une de ces transformations est la transformation de Park.

II-3-2 Mise en équation de la MSAP en diphasé (model vectoriel)

II-3-2-1 principe de la transformation de Park

Le modèle diphasé de la MSAP s'effectue par une transformation du repère triphasé réel en un repère diphasé fictif, qui n'est en fait qu'un changement de base sur les grandeurs physiques (tensions, flux, et courants), il conduit à des relations indépendantes de l'angle θ et à la réduction d'ordre des équations de la machine. La transformation la plus connue par les électrotechniciens est celle de Park.

Le repère (d,q) peut être fixé au stator, au rotor ou au champ tournant, Selon l'objectif de l'application.

La **figure (II.2)** présente la MSAP en modèle vectoriel (modèle de Park).

Le repère (oa) est fixe. Le repère (d,q) tourne avec la vitesse de synchronisme ω_r .

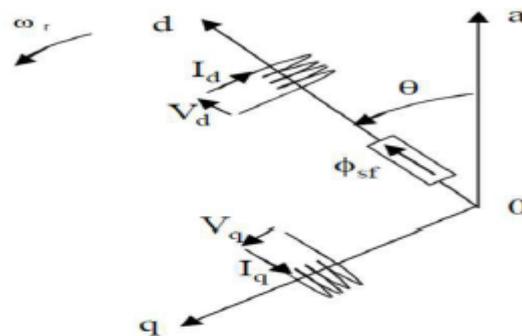


Figure II.2 : Schéma équivalent de la MSAP dans le repère (d,q)

a) Passage direct : du triphasé au diphasé

L'équation qui traduit le passage du système triphasé au système diphasé (d,q) est donnée par :

$$[X_{dq0}] = P(\theta) \cdot [X_{abc}]^T \tag{2.8}$$

Avec

$P(\theta)$: La matrice de passage direct de Park.

$$P(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \sin \theta & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

Où: X représente les variables considérées de la machine qui sont tensions, courants ou flux.

$$[V_{dq0}] = P(\theta) [V_{abc}]^T \quad (2.10)$$

$$[i_{dq0}] = P(\theta) [i_{abc}]^T \quad (2.11)$$

$$[\varphi_{dq0}] = P(\theta) [\varphi_{abc}]^T \quad (2.12)$$

X_0 : La composante homopolaire, ajoutée pour rendre la transformation réversible, elle est nulle lorsque le système est en équilibre.

b) Passage inverse : du diphasé au triphasé

La transformée de Park inverse est nécessaire pour revenir aux grandeurs triphasées, elle est définie par:

$$[X_{abc}] = P(\theta)^{-1} [X_{dq0}] \quad (2.13)$$

La matrice de passage inverse de Park $P(\theta)^{-1}$ est donné par :

$$P(\theta)^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (2.14)$$

II-3-3 Modélisation de la MSAP dans le repère de Park

a) Equations électriques

Le modèle de la machine après la transformation de Park est donné par:

$$\begin{cases} V_d = R_s i_d + \frac{d\varphi_d}{dt} - p\omega_r \varphi_q \\ V_q = R_s i_q + \frac{d\varphi_q}{dt} + p\omega_r \varphi_d \end{cases} \quad (2.15)$$

D'après la relation (2.15), on a le couplage entre les axes « d » et « q ».

Expressions des flux:

$$\begin{cases} \varphi_d = L_d i_d + \varphi_{sf} \\ \varphi_q = L_q i_q \end{cases} \quad (2.16)$$

L_q , L_d : Inductances d'axes directe et en quadrature

b) Equation électromagnétique :

Le couple électromagnétique C_e dans le référentiel (d, q) est donné par l'expression suivante :

$$C_{em} = p [(L_d - L_q)i_d \cdot i_q + \varphi_{sf}i_q] \quad (2.17)$$

c) Equations mécaniques :

L'équation mécanique développée par la machine est donnée par la relation suivante:

$$J \frac{d\omega_r}{dt} + f \cdot \omega_r = C_{em} - C_r \quad (2.18)$$

Avec :

J: Moment d'inertie de la partie tournante (kg.m²).

f: Coefficient de frottement visqueux (N.m.s/rad).

C_r : Couple résistant (N.m).

ω_r : Vitesse mécanique (rad/s).

II-3-4 Mise sous forme de l'équation d'état :

Considérons les tensions (V_d , V_q) et le flux d'excitation φ_{sf} comme grandeurs de commande, les courants statoriques (i_q , i_d) comme variables d'état. A partir des équations (2.15), (2.16) On peut écrire le système d'équations comme suit :

$$\frac{d[X]}{dt} = [A][X] + [B][U] \quad (2.19)$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & P\omega_r \frac{L_q}{L_d} \\ -P\omega_r \frac{L_d}{L_q} & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ \omega_r \\ \theta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & P\omega_r \frac{L_q}{L_d} \\ -P\omega_r \frac{L_d}{L_q} & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} i_d + \frac{L_q}{L_d} P\omega_r i_q \\ -\frac{R_s}{L_q} i_q - \frac{L_d}{L_q} P\omega_r i_d - \frac{\varphi_{sf}}{L_q} P\omega_r \\ \frac{\varphi_{sf}}{J} P i_q - \frac{(L_q - L_d)}{J} P i_q i_d - \frac{f}{J} \omega_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{J} \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ C_r \end{bmatrix}$$

$\frac{d[X]}{dt}$: Vecteur de dynamique du système.

[A] : Matrice d'état.

[X]: Vecteur d'état (avec $[X] = [i_d i_q]^T$)

[B] : Matrice d'entrée

[U] : Vecteur de commande (avec $[U]=[V_d V_q \varphi_{sf}]^T$)

A partir de (2.17), (2.18) et (2.19) le modèle de la MSAP dans le repère de Park est Schématisé par la figure (II.3):

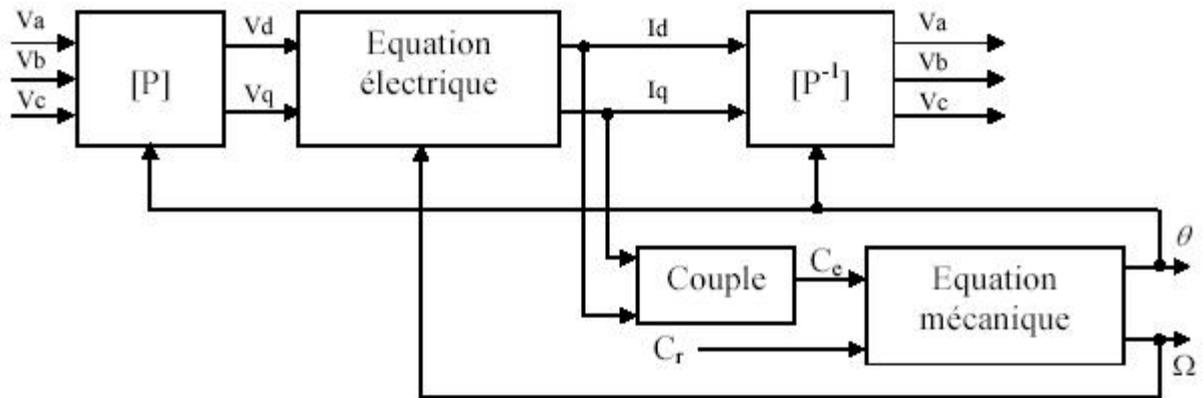


Figure II-3 Schéma fonctionnel du modèle de Park.

II-4 Modélisation de convertisseur :

La machine synchrone à aimants permanents est un dispositif à vitesse variable, ou la fréquence des tensions ou des courants d'alimentation est délivrée par un convertisseur statique et asservi à la position du rotor.

La structure du convertisseur statique qui alimente la machine est constituée essentiellement, d'un pont redresseur (AC/DC) connecté au réseau, après redressement, la tension continue est filtrée par des composants passifs « C » ou « LC », pour être finalement appliquée à l'onduleur, et l'onduleur qui permet d'alimenter la machine par un système de tension alternatif à fréquence variable.

Schéma de principe de l'association convertisseur-machine est donnée par la figure suivante :

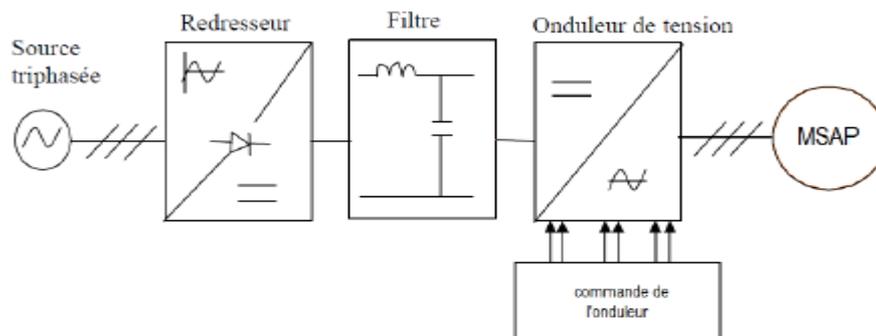


Figure II-4 : Schéma de principe de l'association convertisseur –machine.

II-4-1 Modélisation du redresseur

Le redresseur est un convertisseur « alternatif/continu ». Il est représenté par la figure (II.5), La conversion d'énergie électrique permet de disposer une source de courant continu à partir d'une source alternative.

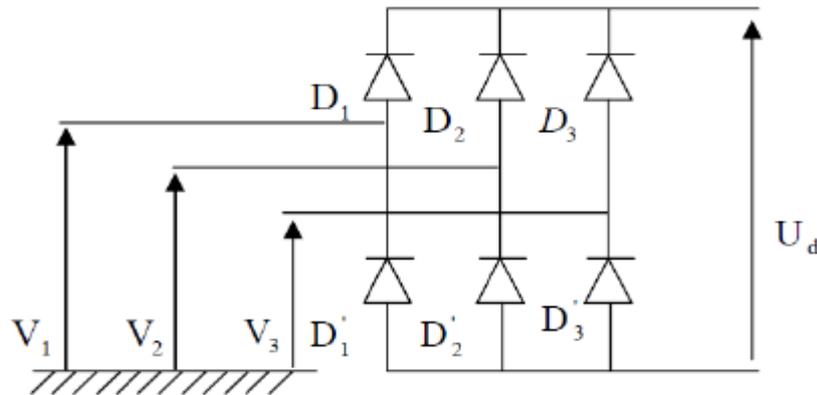


Figure II-5 : Représentation de Redresseur à diodes.

Ce redresseur comporte trois diodes (D_1, D_2, D_3). Cathode commune assurant l'allée du courant i_d , et trois diodes (D'_1, D'_2, D'_3) à anode commune assurant le retour du courant i_d .

II-4-2 Modélisation du filtre

Pour éliminer les harmoniques et diminuer les ondulations de la tension de sortie du redresseur nous insérons à l'entrée de l'onduleur un filtre (LC), celui-ci est schématisé par la figure (II.6).

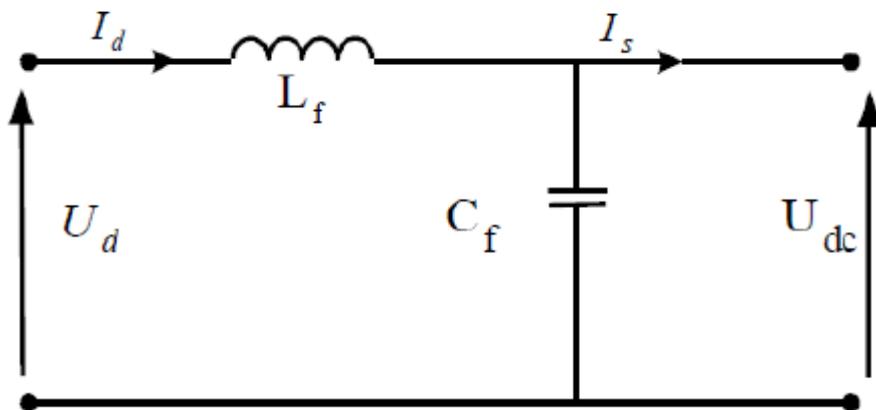


Figure II-6 : Représentation d'un filtre (Lc)

II-4-3 Modélisation de l'onduleur

L'onduleur de nos jours très largement utilisés dans les systèmes d'entraînement industriels , En premier lieu, les progrès en matière de semi-conducteur ont permis la réalisation de convertisseurs statiques de plus en plus performants. En second lieu, l'évolution des techniques numériques et commandes.

On distingue plusieurs types d'onduleurs :

- Selon la source :
 - onduleurs de tension.
 - onduleurs de courant.
- Selon le nombre de phases (monophasé, triphasé, etc.).
- Selon le nombre de niveaux (2,3, etc.) [14].

II-4-3-1 Définition de l'onduleur de tension

L'onduleur de tension assure la conversion de l'énergie continue vers l'alternatif (DC/AC). Cette application est très répandue dans le monde de la conversion d'énergie électrique d'aujourd'hui. L'onduleur peut être utilisé à fréquence fixe, par exemple alimenter un système alternatif à partir d'une batterie, ou à fréquence (MLI) variable pour la variation de vitesse des machines électriques.

L'onduleur de tension à MLI permet d'imposer à la machine des ondes de tensions à amplitudes et fréquences variables à partir du réseau. L'onduleur qui est connecté à la machine, est constitué de trois bras formé d'interrupteurs électroniques choisis essentiellement selon la puissance et la fréquence de travail, chaque bras compte deux composants de puissance complémentaires munis de diode montée en antiparallèle. Les diodes à roue libres assurent la continuité du courant dans la Machine une fois les interrupteurs sont ouverts.

II-4-3-2 Modélisation de l'onduleur de tension

La figure (II-5) représente un convertisseur à six interrupteurs commandés, il est formé de trois bras indépendants portant chacun deux interrupteurs. Un interrupteur est composé d'un IGBT et d'une diode en antiparallèle. Il permet un fonctionnement à fréquence fixe ou variable. Les tensions e_1 , e_2 et e_3 représentent les forces contre électromotrices de la MSAP. Les éléments (R, L) représentent la résistance et l'inductance d'une phase statorique de la machine [15].

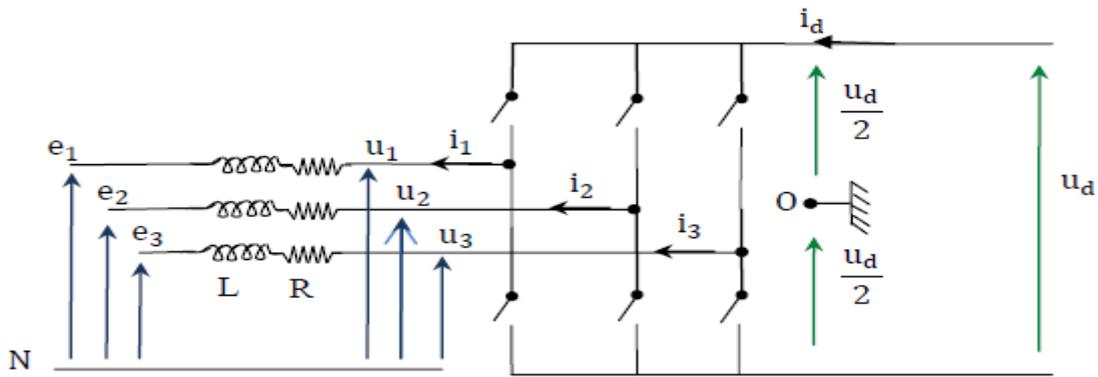


Figure II-7 Schéma de principe du convertisseur statique

Les équations électriques relatives au schéma s'expriment comme suit :

$$\begin{cases} e_1 - u_1 = L \frac{di_1}{dt} + Ri_1 \\ e_2 - u_2 = L \frac{di_2}{dt} + Ri_2 \\ e_3 - u_3 = L \frac{di_3}{dt} + Ri_3 \end{cases}$$

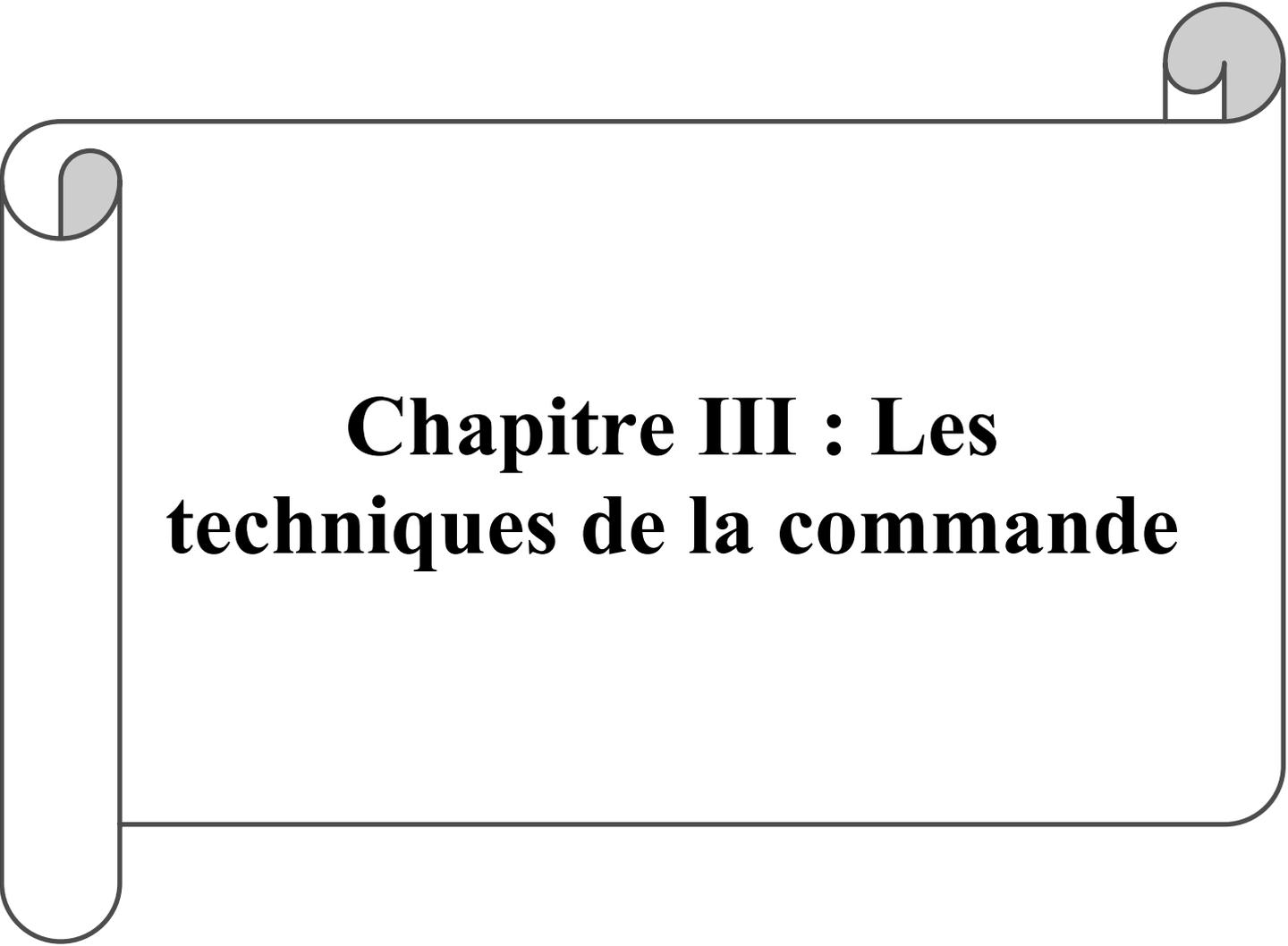
Fj désigne la fonction de commutation relative à l'interrupteur haut de chaque bras du convertisseur (j=1, 2,3), elle est obtenue à la sortie des régulateur à hystérésis (MLI à hystérésis) ou par la MLI triangulo-sinusoïdale.

En exprimant les tensions de phase par rapport au point milieu O et en considérant un système triphasé équilibré, on aboutit au modèle mathématique du convertisseur décrit par l'équation suivant

$$\begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ u_3 \end{bmatrix} = \frac{u_d}{6} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_1 \\ F_2 \\ F_3 \end{bmatrix}$$

II-5 Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté le modèle dynamique et mathématique de la machine synchrone à aimants permanent. Le modèle triphasé est de nos jours rarement utilisé à cause de sa complexité et du fort couplage de ses équations. On a montré qu'à l'aide de la transformation de Park, le modèle devient plus simple et les non-linéarités sont réduites. Les équations obtenues par la transformation de Park sont établis dans le but d'obtenir un système linéaire. Enfin nous avons utilisé ce modèle pour la simplification de ces équations et de représenter le modèle de la MSAP dans le repère d'axe (d,q) pour faciliter l'étude et la simulation de MSAP. Le moteur synchrone à aimant permanents est toujours associé lors de son fonctionnement à un convertisseur statique, Les résultats présentés ci-dessous ne sont que des tests théoriques pour valider le modèle de la machine.

A decorative graphic of a scroll with a black outline and grey shading on the rolled-up ends, framing the text.

Chapitre III : Les techniques de la commande

A decorative border resembling a scroll, with rounded corners and a vertical strip on the left side. The scroll is outlined in black and has a light gray fill. The text is centered within the scroll.

Chapitre III :
Les techniques de
la commande

III-1 Introduction

Le modèle de la machine synchrone à aimants permanents est un système multi variable, non linéaire et en plus il est fortement couplé entre les variables d'entrées (tension, fréquence), les variables de sorties (couple, vitesse) et les variables internes de la machine comme le flux, la commande donc de la machines est difficile. Pour contrecarrer cette difficulté et pour obtenir une situation équivalente à celle de la machine à courant continu à excitation séparée, ont proposé et Parmi les principales commandes qui sont apparues, commande scalaire et la commande vectorielle.

On trouve dans la littérature de nombreuses méthodes de commandes. Nous nous intéresserons, dans ce qui suit, à celles les plus connues et les plus utilisées dans le cadre d'une commande de la machine synchrone. Dès leurs inventions, les chercheurs utilisent une de ces stratégies comme unité de base dont le but est d'améliorer les performances fonctionnelles des machines électrique [16].

Les commandes principales et ses dérivées représentent le même type, donc on s'intéresse aux techniques les plus connues qui font l'objet de nombreuses publications [17]

III-2 Commande scalaire

La commande scalaire est la plus ancienne technique de commande pour les machines à courant alternatif, elle est caractérisée par sa simplicité à implanter, sa simple structure, Plusieurs commandes scalaires existent selon que l'on agit sur le courant ou sur la tension.

Elles dépendent surtout de la topologie de l'actionneur utilisé (onduleur de tension ou de courant). L'onduleur de tension étant maintenant le plus utilisé en petite et moyenne puissance, c'est la commande en V/f (V sur f) qui est la plus utilisée.

Les stratégies de contrôle du flux peuvent être directes, ou indirectes. Dans le premier cas, elles nécessitent un régulateur de flux et donc un estimateur ou un observateur de ce dernier.

De hautes performances statiques et dynamiques sont alors obtenues. La seconde stratégie n'utilise pas de régulateur de flux. Elle consiste à maintenir le flux constant par l'intermédiaire d'une relation liant la Pulsation (ω_s) et les grandeurs électriques de commande, V_s ou I_s de la machine. Ces lois sont définies à partir des relations déduites des équations de la machine en régime permanent (lois statiques) [3].

III-2-1 Loi tension- fréquence :

Dans le cas d'une alimentation en tension, il suffit d'imposer à l'onduleur MLI le module de la tension V_s proportionnel à la fréquence statorique, la relation dite loi V/f ou La loi généralement utilisée s'écrit sous les formes simplifiées suivantes :

$$V_s = \varphi_s \cdot \omega_s \text{ Ou } V_s = \varphi_s \cdot (\omega_s + K \cdot \omega_r)$$

$$\text{Avec : } K = \frac{R_s \cdot L_r}{R_r \cdot L_s}$$

On constate que pour avoir un rapport $\frac{V_s}{\omega_s}$ constant il faut maintenir le flux constant.

Pour un fonctionnement à grande vitesse le flux est estimé de la relation

$$\varphi_s = \frac{V_s - R_s \cdot I_s}{\omega_s}$$

On peut négliger le terme $R_s I_s$ devant V_s Pour les faibles vitesses ou proche du zéro, la chute de tension statorique n'est plus négligeable (V_s à une faible valeur) donc un écart égal à $R_s I_s$ s'impose dans l'estimation de flux ce qui rend la commande inutile.

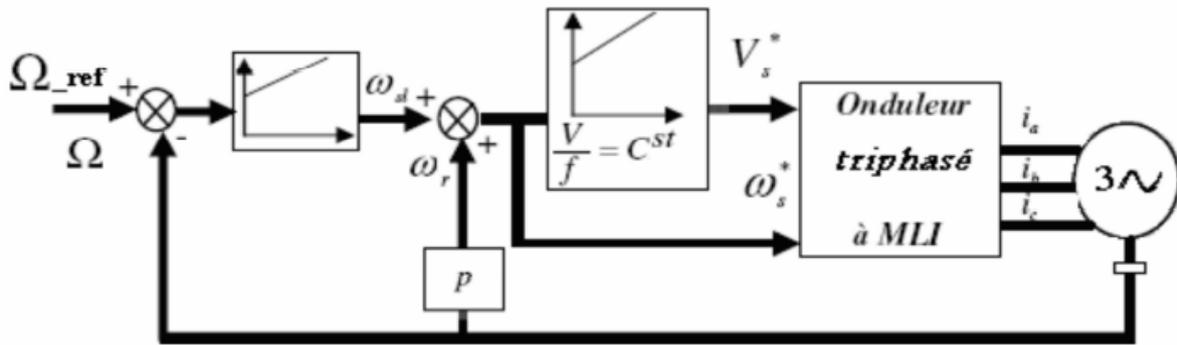


Figure III-1 : Schéma de la commande scalaire à V/f

III-2-2 Loi courant– fréquence :

Dans le cas d'une alimentation en courant ou une alimentation en tension contrôlée en courant, la loi courant - fréquence consiste à imposer le module du courant statorique en fonction de la pulsation du courant rotorique. L'avantage de ces lois statiques est la simplicité de leur implantation. Cette technique est rarement utilisée à cause de sa limitation qui vient principalement du non validité du modèle utilisé pour les régimes transitoires de fortes amplitudes tels que le démarrage et l'inversion du sens de rotation. La commande V/f est étudiée et comparée avec une commande directe du couple, les résultats de simulation et de l'expérimentation manifestent que l'instabilité et la mauvaise dynamique lors de démarrage et de changement de consigne représentent les principaux inconvénients de la commande V/f . [3]

III-3 Avantages et inconvénients de la commande scalaire

L'avantage de cette commande est la simplicité d'implantation des lois statiques, mais son inconvénient majeur est sa limitation qui se manifeste par son instabilité dû principalement au non validité du modèle utilisé pour les régimes transitoires de fortes amplitudes tels que le démarrage et l'inversion du sens de rotation, simple et implanter[18].

III-4 Commande vectorielle à flux orienté (CFO)

Quant à la commande vectorielle abrégé *CFO*, avec ses deux formes, directe *DCFO* et indirecte *IRCFO*, elle dépasse largement par ses capacités la précédente lorsqu'il s'agit de contrôle à hautes performances, et reste très compétitive dans le domaine de la commande des machines électriques, car depuis son développement en Allemagne à la fin des années soixante et début soixante-dix par *Hasse (IRCFO)* et *Blaschke (DCFO)*, elle est toujours mise à jour avec les nouvelles techniques qui se présentent [19].

III-4-1 Types de la commande vectorielle :

Les deux principales méthodes d'établissement de la commande à flux rotorique orienté sont : la méthode à contrôle direct (DCFO) qui a été développée par F. Blaschke et seconde connue par la méthode à contrôle indirect (IRCFO) développée par Hasse [19].

III-4-1-1 commande vectorielle directe à flux rotorique orienté (DCFO)

Dans les travaux de Blaschke, le flux rotorique est déduit à partir du flux dans l'entrefer et du courant statorique. Le flux d'entrefer est mesuré avec des sondes à effet hall logées dans le bobinage statorique. Le module du flux rotorique déduit est utilisé comme retour de la boucle de flux et l'orientation permet de ramener les composantes directe et transverse du courant au repère fixe. La commande directe ne fait pas explicitement apparaître les paramètres électriques de la machine.

Cependant, l'emplacement des sondes ou des bobines supplémentaires dans le bobinage statorique influe sur le coût de la machine et sur sa robustesse (nécessité de moteurs asynchrones spéciaux et la sensibilité des capteurs vis-à-vis de la température). Par conséquent, dans la grande majorité de cas, on fait appel à des estimateurs ou des observateurs à partir des mesures effectuées sur le variateur [19].

On peut en concevoir de très nombreuses variantes selon le mode d'alimentation de la machine et le référentiel choisi.

III-4-1-2 commande vectorielle indirecte à flux rotorique orienté (IRCFO)

La méthode indirecte consiste à ne pas réguler (donc ni mesuré, ni estimé) l'amplitude du flux rotorique mais à utiliser directement l'amplitude de Référence φ_{rd} . L'intérêt de cette méthode est d'utiliser uniquement des grandeurs de référence qui par définition ne sont pas bruitées. En effet, à partir d'un couple électromagnétique de référence C_e et du flux rotorique de référence φ_{rd} , La méthode de commande indirecte se caractérise donc par le fait qu'aucune estimation du flux n'est nécessaire, le contrôle vectoriel est alors simplifié. Mais elle reste sensible vis-à-vis des variations des paramètres de la machine et en particulier de la constante de temps rotorique T_r peut poser problème en régime de survitesse car la position du flux φ_s est calculé en boucle ouverte. D'où la nécessité également d'une adaptation paramétrique. Donc cette méthode élimine le besoin d'utiliser un capteur ou un observateur du flux d'entrefer.

Cette version, basée sur les équations de la machine dans le référentiel de champ tournant, permet d'estimer la position du flux rotorique. Elle présente l'avantage de ne pas nécessiter la mesure ou la reconstitution du flux mais exige la présence d'un capteur de position du rotor. Cette position est calculée à partir de la vitesse de la machine et d'autres grandeurs accessibles comme les courants ou les tensions statoriques. Toutefois, l'utilisation du modèle de la machine rend cette solution très sensible à la précision avec laquelle les paramètres du modèle sont connus. Ces paramètres dépendent largement des conditions de fonctionnement (saturation, échauffement, fréquence,..). En cas d'imprécision sur la détermination de ces paramètres, le découplage entre flux et couple ne sera pas assuré. La conséquence serait une dégradation des performances dynamiques et statiques [19].

III-4-1-3 Comparaison entre les commandes IRCFO et DCFO :

Par la littérature déjà mentionnée, nous pouvons faire la comparaison entre les formes de base de ces deux méthodes très connues en industrie (tableau III.1) :

IRCFO	DCFO
<ul style="list-style-type: none"> • Elle est simple. • Plus facile à implémenter. • Elle consiste à ne pas mesurer le flux de la machine, mais à le supposer être établi en régime permanent à la valeur désirée. • Elle n'exige pas de capteurs de flux. Donc il n'y aura pas de régulation de flux. • Méthode plus attractive et plus utilisée. • Elle peut être utilisée pour le contrôle dans les basses vitesses. • Elle comporte 3 boucles de régulation. • On devra tout de même estimer θ_s pour l'utilisation de la transformation de Park à partir du flux supposé 	<ul style="list-style-type: none"> • Exige des capteurs de flux. • Elle est un peu coûteuse. • Le contrôle vectoriel direct consiste à estimer le flux (ou le mesurer) de la machine pour pouvoir le réguler. • Le choix de θ_s référence sera tel que la machine soit à la limite de la saturation et tel que le modèle linéaire reste valable. • Elle comporte 4 boucles de régulation. • Estimer θ_s pour l'utilisation de la transformation de Park. • On constate une très grande amélioration portée sur l'établissement du couple et, en conséquence, sur la dynamique de la vitesse, par le contrôle direct du flux par rapport à ce qui est obtenu avec un control direct

III-5 Principe de la commande vectorielle (CFO)

L'idée fondamentale de cette méthode de commande est de ramener le comportement de la (MSAP) à celui d'une MCC. Cette méthode se base sur la transformation des variables électriques de la machine vers un référentiel qui tourne avec le vecteur du flux. Par conséquent, ceci permet le contrôle le flux de la machine avec la composante du courant statorique. Tandis que la composante permet de contrôler le couple électromagnétique correspond au courant induit de la (MCC). [9]

Si le courant est dans la même direction que le flux rotorique, le flux statorique suivant l'axe (d) s'ajoute au flux des aimants, ce qui donne une augmentation du flux d'entrefer. D'autre part, si le courant est négatif, le flux statorique sera en opposition à celui du rotor, ce qui donne une diminution du flux d'entrefer (dé fluxage).

Le couple électromagnétique développé par la (MSAP) peut s'écrire dans le référentiel de

Park (d, q) sous la forme suivante :

$$C_e = \frac{3}{2} * [(L_{ds} - L_{qs})I_{ds}I_{qs} - I_{ds}I_{qs}]$$

La stratégie la plus souvent utilisée consiste à maintenir le flux de réaction d'induit en quadrature avec le flux rotorique, comme il est illustré à la figure (VI.1), ou les aimants sont remplacés par un bobinage traversé par un courant I_f constant produisant un flux équivalent à celui des aimants.

$$I_{ds}=0 \quad I=I_{qs} \quad (2.1)$$

$$\varphi_s = l_f I_f \quad (2.2)$$

Pour tout régime, le flux et le courant reste en quadrature de sorte que l'évolution du couple suit celle de I_{qs} donc :

Le couple électromécanique devient :

$$K = \frac{3}{2} p \varphi_f \quad (2.3)$$

Comme le flux est constant, le couple est directement proportionnel à I_{qs}

$$C_e = K I_{qs} \quad (2.4)$$

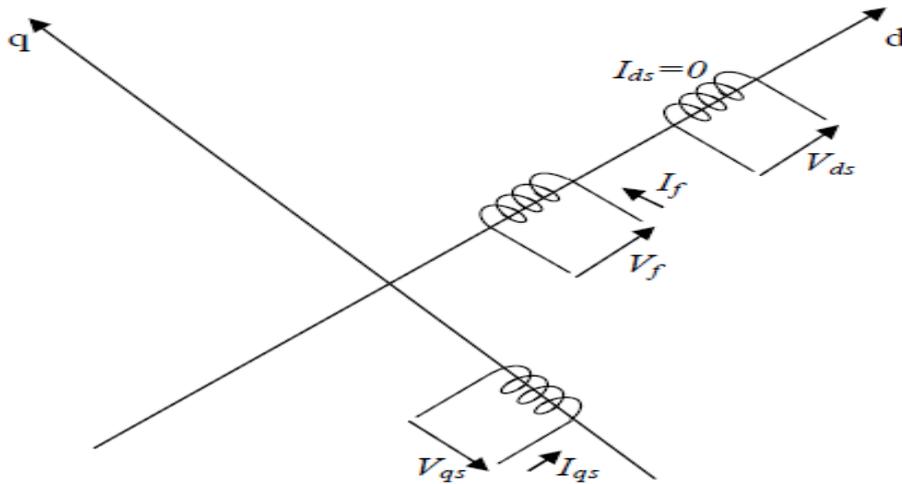


Figure III-2 : commande par orientation du flux de la MSAP I_{ds} (I_{ds} nul)

On remarque que l'expression du couple électromagnétique est la même que celle d'une machine à courant continu, ou les courants I_f et I_{qs} produisent respectivement les flux rotorique et statorique séparément.

III-6 Application à la MSAP :

Il existe deux méthodes distinctes pour contrôler le courant :

L'une ne nécessite pas la connaissance du modèle électrique de la machine et consiste à imposer directement les courants de phase dans une bande autour des courants de référence, c'est la méthode de contrôle par des régulateurs à hystérésis.

L'autre méthode exige la connaissance du modèle de la machine et permet en fonction de l'erreur des courants de phase par rapport à leurs références de déterminer les références des tensions qui seront imposées aux bornes de la machine grâce à un onduleur de tension commandé en modulation de largeur d'impulsion (M.L.I).

III-7 Commande vectorielle de la (MSAP) alimentée en tension :

La commande vectorielle porte en général sur des machines alimentées en tension et régulées en courant sur les axes d et q . Cette topologie permet une meilleure dynamique dans la commande du couple tout en évitant les inconvénients d'une alimentation en courant. La figure (IV.2) représente le schéma bloc d'une régulation de vitesse de la (MSAP) alimentée en tension et commandée par orientation [20]

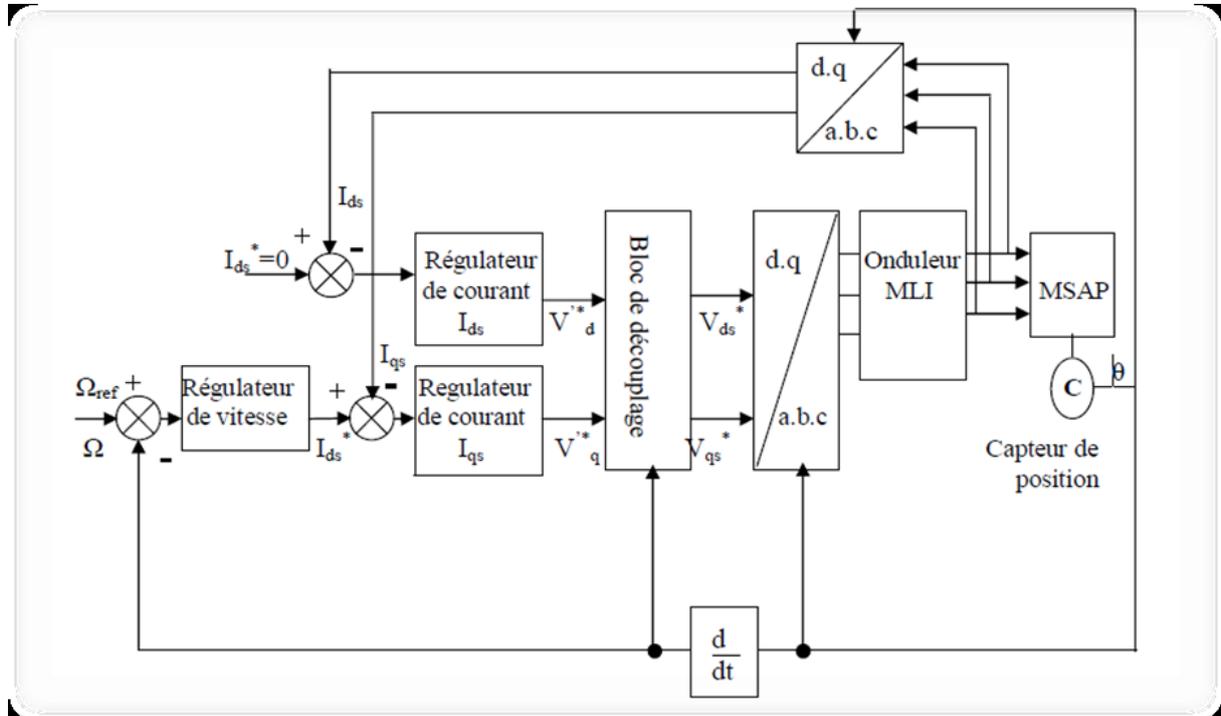


Figure III-3 : Schéma bloc d'une régulation de vitesse de la MSAP alimentée en tension et commandée par l'orientation du flux

Les principaux constituants dans la commande vectorielle sont la boucle de régulation de vitesse, celle des courants I_{ds} et I_{qs} et transformation de Park et Concordia.

La vitesse est régulée à travers la boucle externe du bloc, la sortie de son régulateur est le couple électromagnétique de référence C_e^* ou le courant de référence I_{qs}^* .

Il est limité de manière à tenir compte des caractéristiques de l'onduleur et de la surcharge de la machine. I_{qs}^* Est comparé à la valeur I_{qs} issue de la mesure des courants réels. L'erreur sollicite l'entrée du régulateur de référence V_{qs}^* .

En parallèle avec cette boucle interne, on trouve une boucle de régulation de I_{ds} . Le courant I_{ds} de référence est maintenu à zéro.

La sortie des régulateurs de I_{ds} et I_{qs} donnent des tensions de référence et V_{ds}^* et V_{qs}^* par la transformation de Park, on obtient les références de tension $V_{as}^*, V_{bs}^*, V_{cs}^*$, qui sont les tensions de la commande de l'onduleur à commande MLI.

III-7-1 Découplage :

Le modèle de la machine synchrone dans le référentiel de Park conduit à un système d'équations différentielles où les courants i_q , i_d ne sont pas indépendants l'un de l'autre. Ils sont reliés par des termes non linéaires $L_q \omega i_q$ et $L_d \omega i_d$.

$$\begin{cases} V_d = \left(R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} \right) - \omega L_q i_q \\ V_q = \left(R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} \right) + \omega (L_d i_d + \varphi_f) \end{cases} \quad (2.5)$$

Ce couplage est éliminé par une méthode de compensation. Cette dernière méthode consiste à faire ajouter des termes afin de rendre les axes d et q complètement indépendants. [21]

III-7-1-1 Découplage par compensation

La compensation donc, a pour but de découpler les axes d et q. Ce découplage permet d'écrire les équations de la machine et de la partie régulation d'une manière simple et ainsi de calculer aisément les coefficients des régulateurs.

Le principe de ce découplage revient à définir deux nouvelles variables de commande e_d , e_q représentées dans la figure 2.1 telle que :

$$\begin{cases} V_d = V_{d1} - e_d \\ V_q = V_{q1} + e_q \end{cases} \quad (2.6)$$

Avec :

$$\begin{cases} V_{d1} = L_d \frac{di_d}{dt} + R_s i_d \\ V_{q1} = L_q \frac{di_q}{dt} + R_s i_q \end{cases} \quad (2.7)$$

Et :

$$\begin{cases} e_d = \omega L_q i_q \\ e_q = \omega (\varphi_f + L_d i_d) \end{cases} \quad (2.8)$$

On a donc les courants i_d et i_q sont découplés. Le courant i_d ne dépend que de V_{d1} et i_q ne dépend que de V_{q1} , à partir de l'équation (2.4) les courants i_d et i_q s'écrivent de la façon suivante :

$$\begin{cases} i_d = \frac{V_{d1}}{R_s + pL_d} \\ i_q = \frac{V_{q1}}{R_s + pL_q} \end{cases} \quad (2.9)$$

P : opérateur de Laplace

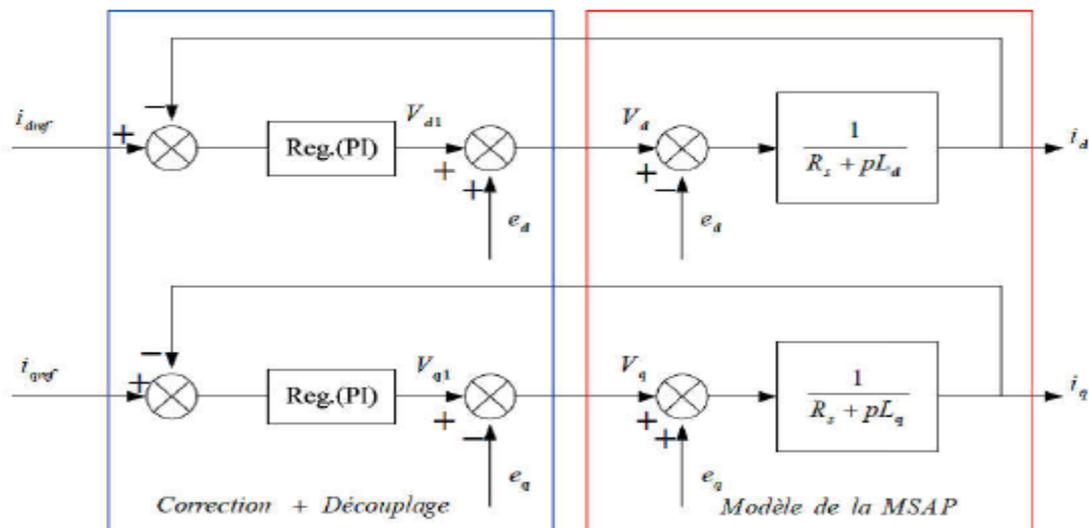


Figure III-4 : Découplage par compensation

Le terme e_q a été compensé du coté commande. Il est utilisé pour éliminer le découplage des deux axes d et q .de la même manière pour le courant i_d le terme e_d est utilisé pour éliminer le découplage.

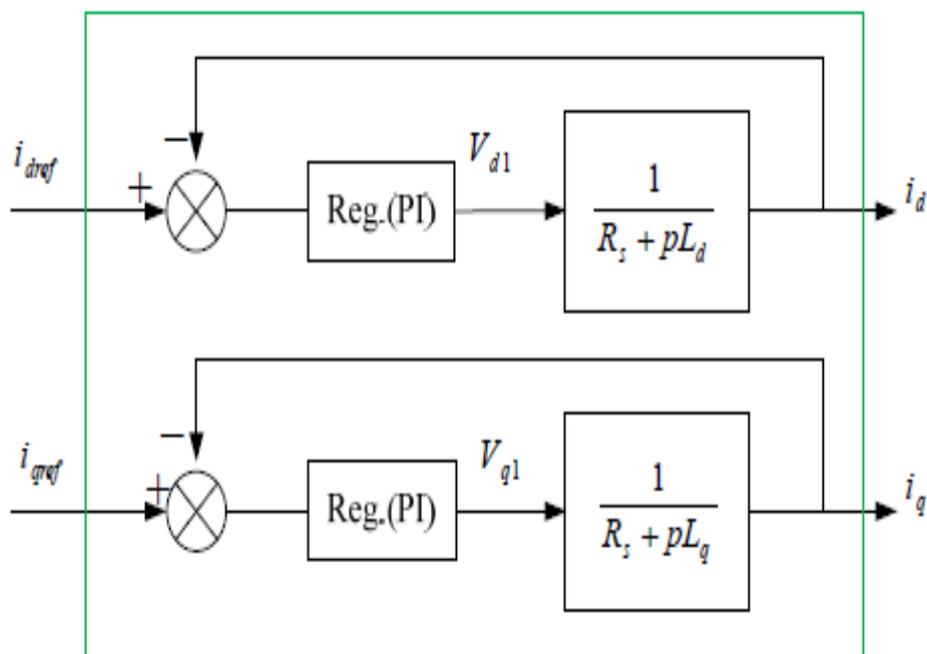


Figure III.5 : Commande découplée

III-7-2 La régulation :

Les régulateur ont, d'une part, la tache de stabiliser le circuit de réglage, et d'autre part, ils viennent pour assurer une meilleure précision et un temps de réponse meilleure. Les régulateurs standards de type PI ou PID sont les plus utilisés dans le domaine des réglages industriels

III-7-2-1 Calcul des régulateurs :

Soit y_{ref} le signal à poursuivre, et y le signal de sortie du système à contrôler

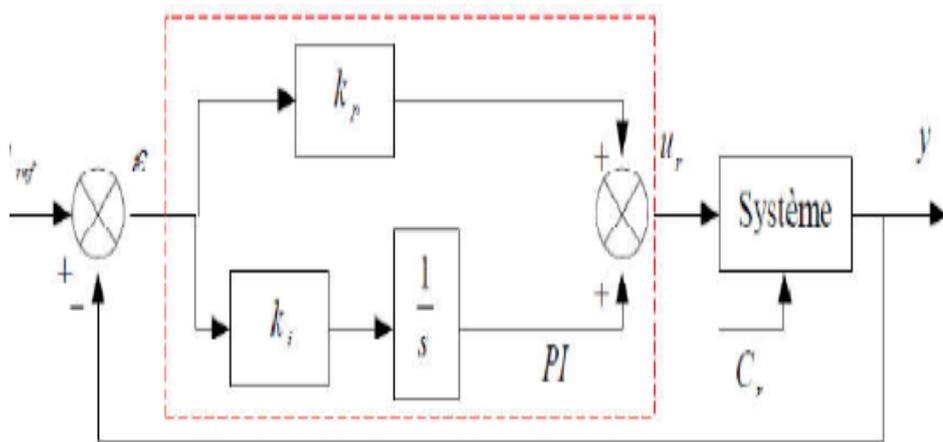


Figure III-6 Régulateur PI

Le régulateur est la mise en parallèle des actions proportionnelle et intégrale **figure (2.3)** la relation entre la sortie $U_r(t)$ et le signal d'erreur $\varepsilon(t)$ est donnée par la relation suivante :

$$U_r(t) = K_p \varepsilon(t) + K_i \int_0^t \varepsilon(t) dt \tag{2.10}$$

C'est-à-dire :

$$\frac{U_r}{\varepsilon(p)} = K_p + \frac{K_i}{p} \tag{2.11}$$

Ou :

K_p : Gain proportionnel

k_i : Gain intégral

La fonction de transfert sera :

$$U_r = \left(K_p + \frac{K_i}{s} \right) \varepsilon \tag{2.12}$$

On peut aussi écrire le régulateur sous la forme suivante :

$$PI \rightarrow \frac{U_r}{\varepsilon} = 1 + \frac{S_{T1}}{S_{T2}} \tag{2.13}$$

Avec :

$$\begin{cases} K_p = \frac{T_1}{T_2} \\ K_i = \frac{1}{T_2} \end{cases} \quad (2.14)$$

III-7-2-1-1 Régulation du courant i_d :

La boucle de régulation sur l'axe d est présente par la figure suivante :

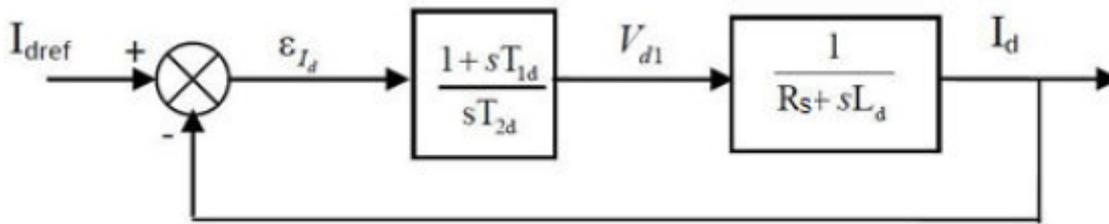


Figure III-7 : Boucle de régulation du courant i_d

La fonction de transfert en boucle ouvert est :

$$FTBO = \frac{1 + sT_{1d}}{sT_{2d}(R_s + sL_d)} = \frac{sT_{1d} + 1}{sT_{2d}R_s(1 + s\frac{L_d}{R_s})} \quad (2.15)$$

Par l'utilisation de la méthode de compensation des pôles, on aura

$$1 + sT_{1d} = 1 + s\frac{L_d}{R_s} \quad (2.16)$$

Ce qui se traduit par la condition

$$T_{1d} = \frac{L_d}{R_s} = \tau_d \quad (2.17)$$

Avec :

τ_d : est la constante de temps électrique relative à l'axe d

Après compensation l'équation (2.12), se réduit à :

$$FTBO = \frac{1}{sT_{2d}R_s} \quad (2.18)$$

Les fonctions de transfert en boucle fermé est donnée par :

$$FTBF = \frac{1}{1 + sT_{2d}R_s} \quad (2.19)$$

L'équation (2.15) peut être imposé de la forme $(\frac{1}{1 + sT_d})$ par identifications on trouve :

$$\tau_d = T_{2d}R_s \Rightarrow T_{2d} = \frac{\tau_d}{R_s} \tag{2.20}$$

En imposant le temps réponse τ_r

$$\tau_r = 3\tau_d \tag{2.21}$$

Donc : $\tau_{2d} = \frac{\tau_r}{3R_s}$ (2.22)

En remplace l'équation (2.16) dans (2.11). On obtient :

$$K_{id} = \frac{R_s}{\tau_d} \tag{2.23}$$

Si on remplace l'équation (2.17) dans (2.19).on obtient finalement :

$$\begin{cases} K_{pd} = \frac{3L_d}{\tau_r} \\ K_{id} = \frac{3R_s}{\tau_r} \end{cases} \tag{2.24}$$

III-7-2-1-2 Régulation du courant i_q :

La boucle de régulation sur l'axe q est présentée par la figure suivante :

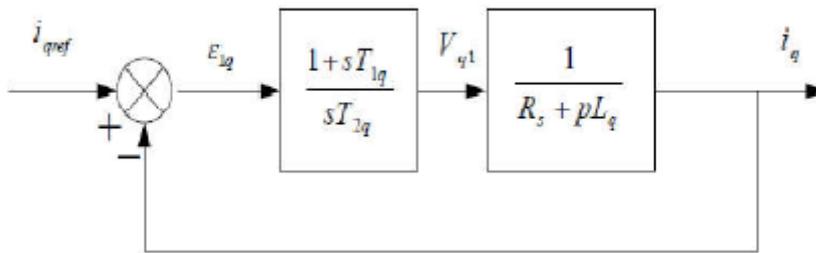


Figure III.8 boucle de régulation de courant i_q

Pour la régulation du courant i_q on suit la même la procédure utilisée pour la régulation de courant i_d

$$FTBO = \frac{1 + sT_{1q}}{sT_{2q}R_s(1 + s\frac{L_q}{R_s})} \tag{2.25}$$

$$FTBF = \frac{1}{1 + sT_{2q}R_s} \tag{2.26}$$

$$\frac{L_q}{R_s} = T_{1q} = \tau_q \tag{2.27}$$

On impose :

$$\tau_r = 3\tau_q \tag{2.28}$$

En remplace l'équation (2.21) dans (2.23) on obtient :

$$T_{2q} = \frac{\tau_r}{3R_s} \tag{2.29}$$

On obtient finalement :

$$\begin{cases} K_{pq} = \frac{3L_q}{\tau_r} \\ K_{iq} = \frac{3R_s}{\tau_r} \end{cases} \tag{2.30}$$

III-7-2-1-3 Régulation de vitesse :

Le processus à décomposer en deux sous système :

Sous système du réglage de courant i_q donc du couple aussi.

Sous système de la partie mécanique.

La boucle de régulation de la vitesse est représentée par la figure ci-dessous :

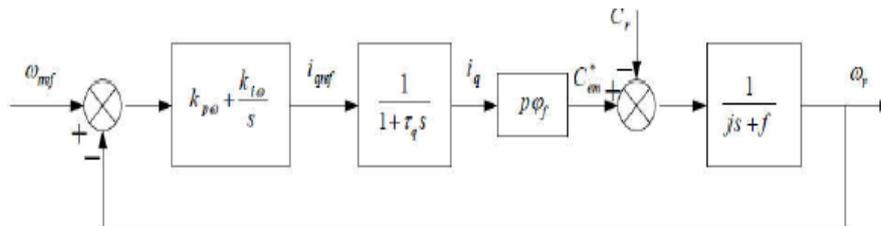


Figure III-9 Boucle de régulation de vitesse

Le schéma de la Figure II-9 peut être simplifié par la Figure II-10

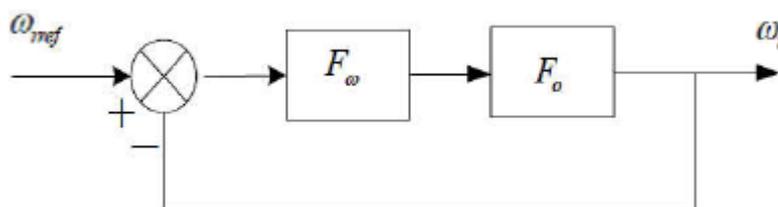


Figure III- 10 boucle de régulation de vitesse

$F_{ws(s)}$: La fonction de transfert régulateur de vitesse est donnée par :

$$F_{w(s)} = K_{pw} + \frac{K_{iw}}{s} = \frac{1+sT_1\omega}{sT_2\omega} \quad (2.31)$$

Ou :

$$\begin{cases} K_{pw} = \frac{T_1\omega}{T_2\omega} \\ K_{iw} = \frac{1}{T_2\omega} \end{cases} \quad (2.32)$$

$F_{w(s)}$: La fonction de transfert en boucle ouvert pour $c_{r=0}$ est donnée par :

$$F_{0(s)} = \frac{p\varphi f}{(1+s\tau_q)(1+s\tau_m)} \quad (2.33)$$

$\tau_{m=\frac{j}{f}}$: Constant mécanique de la machine.

la FTBF est donnée par :

$$FTBF = \frac{F_w F_0}{1 + F_w F_0} \quad (2.34)$$

Après les calculs on trouve :

$$FTBF(s) = \frac{p\varphi f (K_{pw}s + K_{iw})}{jT_q s^3 + (j + fT_q)s^2 + (p\varphi f K_{pw} + f) + p\varphi f K_{iw}} \quad (2.35)$$

Si on néglige (jT_q) et (fT_q) devant (j) le polynôme caractéristique de cette fonction devient :

$$P_s = jS^2 + (p\varphi_f + f) s + p\varphi_f K_{iw} \quad (2.36)$$

La FTBF possède une dynamique de 2(ème) ordre par identification à la forme canonique du 2(ème) ordre dont l'équation caractéristique est représentée comme suit :

$$\frac{1}{\omega_0^2} p^2 + \left(\frac{2\sigma}{\omega_0}\right) p + 1 = 0 \quad (2.37)$$

Afin d'obtenir une sans dépassement ($\sigma = 1$) on doit respecter la relation suivante :

$$\omega_0 t_r \approx 4.75 \text{ (A partir des abaques d'un système de second ordre (présentes dans l'annexe))}$$

Ou t_r représente le temps de réponse en vitesse du système

Ou : ω_0 : pulsation propre du système δ : facteur d'amortissement

Par identification terme à terme entre l'équation (2.32) et (2.33) on trouve :

$$\begin{cases} K_{pw} = \frac{2j\delta\omega_0 - f}{p\varphi_f} \\ K_{iw} = \frac{j\omega_0^2}{p\varphi f} \end{cases} \quad (2.38)$$

Pour la détermination des caractéristiques du régulateur on choisit un facteur d'amortissement égal à 0.7 et on définit la pulsation des oscillations non amorties à partir de la dynamique souhaitée

III-8 Avantages et inconvénients de la commande vectorielle :

III-8-1 Avantages de la commande vectorielle :

- Elle est basée sur le modèle transitoire (traiter les régimes transitoires ce que ne permettait pas de faire le variateur classique)
- Elle est précise et rapide.
- Il y a un contrôle du couple à l'arrêt.
- Le contrôle des grandeurs se fait en amplitude et en phase.[21]

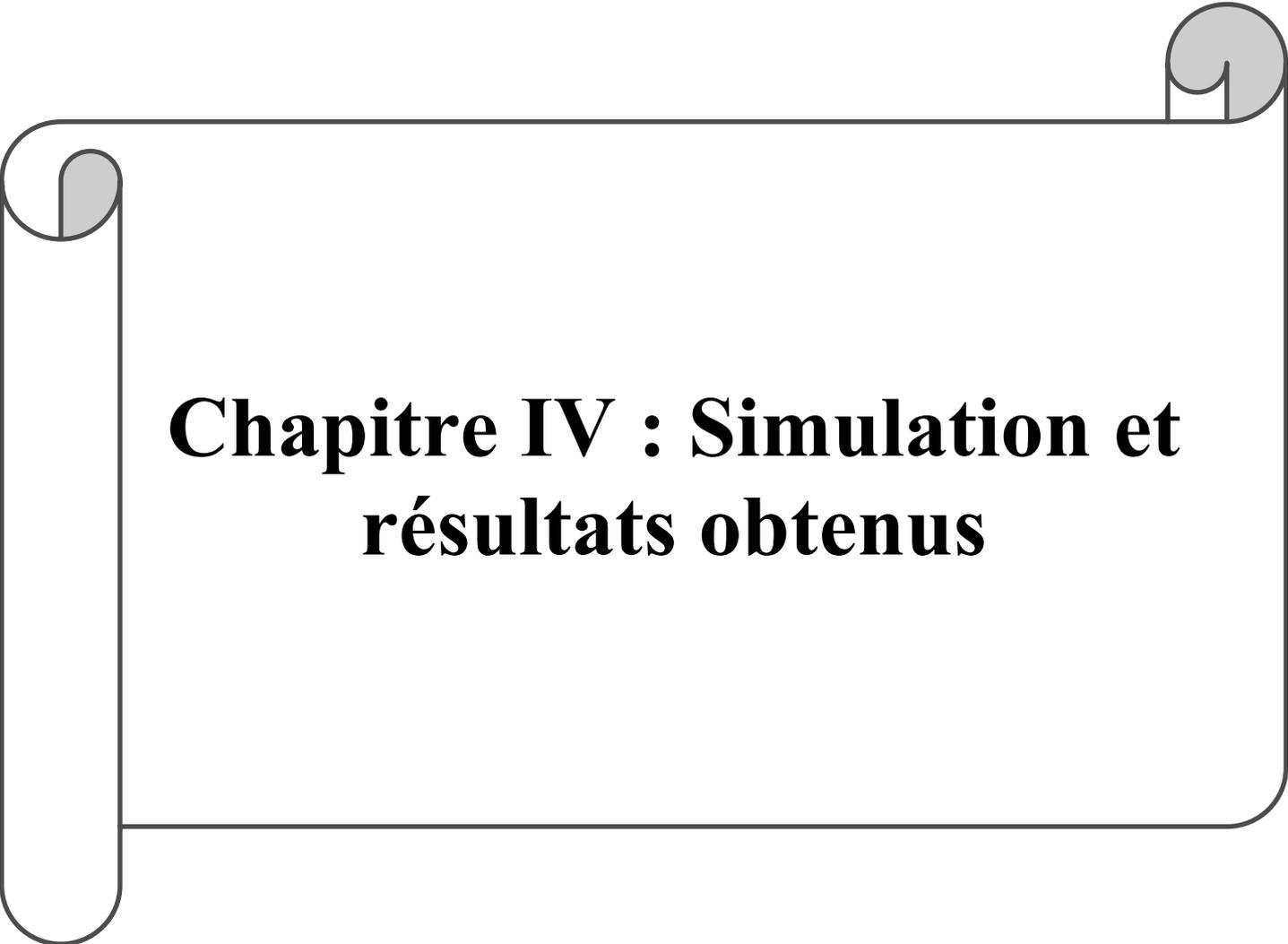
III-8-2 Inconvénients de la commande vectorielle

Le contrôle vectoriel par orientation du flux rotorique présente un certain nombre d'inconvénients :

- Très chère (encodeur incrémental ou estimateur de vitesse, DSP).
- Faible robustesse aux variations paramétriques et en particulier à celles de la constante de temps rotorique.
- Nécessité d'un modulateur pour la commande rapprochée de l'onduleur qui provoque des retards, surtout à basse fréquence de modulation (grande puissance). Ces retards sont responsables d'une augmentation du temps de réponse en couple, ce qui pénalise les variateurs utilisés en traction.
- Présence de transformations de coordonnées dépendant d'un angle θ_s estimé.
- la vitesse de rotation intervient explicitement dans l'algorithme de commande. Quand on ne mesure pas cette vitesse (variateur sans capteur de vitesse), les erreurs sur l'estimée de cette vitesse dégradent les performances du varia [21]

III-9 Conclusion :

Nous avons présenté quelque structure globale de commande usuelle à savoir la commande vectorielle et la commande scalaire de la machines synchrone a aimant permanent qui sont des commande utilisé pour la variation de la vitesse et couple dans l'industrie ,avec leur avantage et inconvénient de chaque technique et les application.



Chapitre IV : Simulation et résultats obtenus

IV -1 Introduction :

Dans ce chapitre nous présenterons, une étude comparative entre la commande vectorielle à flux orienté (CFO) et la commande classique (scalaire). Ces commandes sont appliquées à la machine synchrone à aimant permanent triphasée.

Cette comparaison est faite dans les mêmes conditions de fonctionnement (références, charges, perturbations ...) et dans la même configuration de simulation numérique (pas d'échantillonnage, durée de à Le premier type utilise la commande vectorielle, quant à second type la commande scalaire Le but est de mettre les avantages et les inconvénients des commandes et terminée par une comparaison des techniques [22].

IV-2 Paramètres de la MSAP utilisé dans la simulation :

Les principaux paramètres de la machine synchrone à aimants permanents traitée dans ce travail sont donnés dans le tableau ci-dessous :

Ws : vitesse statorique (tr/min)	300
Rs (Ω) : Résistance d'une phase statorique	2.875
Ld, Lq (H): Inductances directe et quadratique	0.0085
J (Kg.m²) : Inertie	0.0008
f (N.m.s/rad): Coefficient de frottement	0.0005
p : Nombre de paires de pôles	2
Pm : puissance mécanique (kw)	4
Kp : coefficients proportionnelle	5
Ki : coefficients intégrale	10
CL : Couple de charge (N.m)	2

IV-3-1 Résultats de simulation de la commande vectorielle de la MSAP :

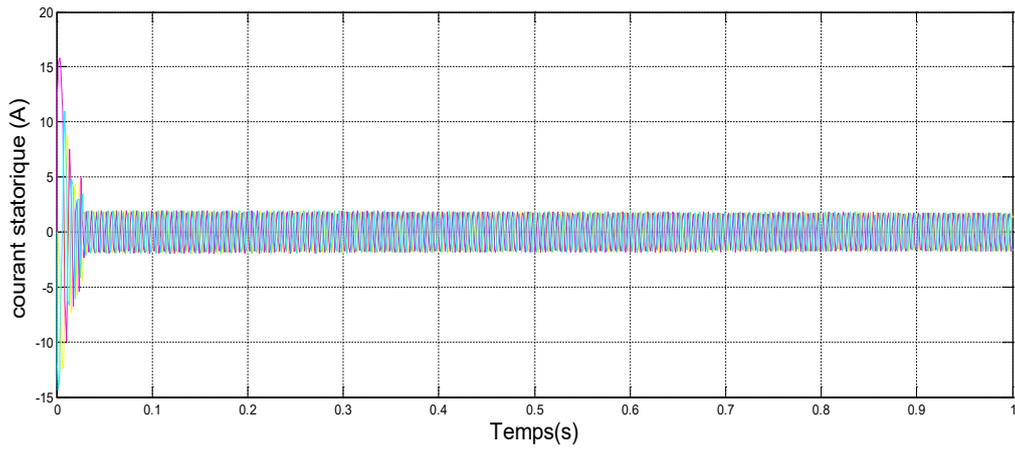


Figure IV-2 : Allure de courant statorique Iabc de la MSAP

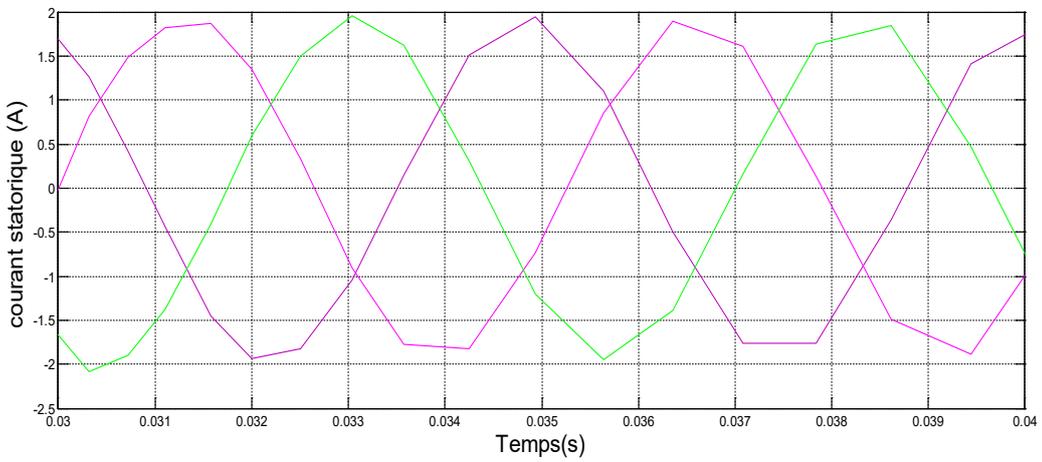


Figure IV-3 : Zoom sur d'allure de courant statorique Iabc de la MSAP

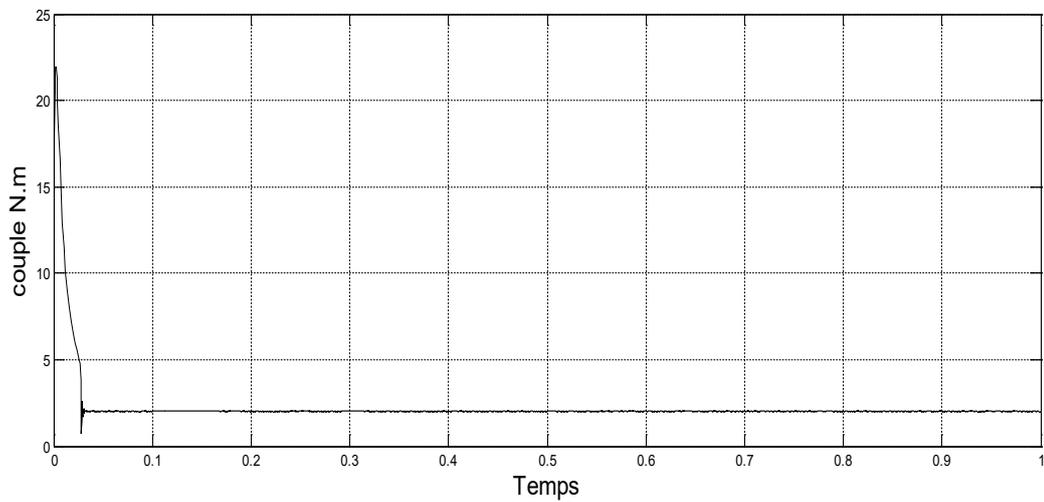


Figure IV-4 : Allure de couple électromécanique de la MSAP

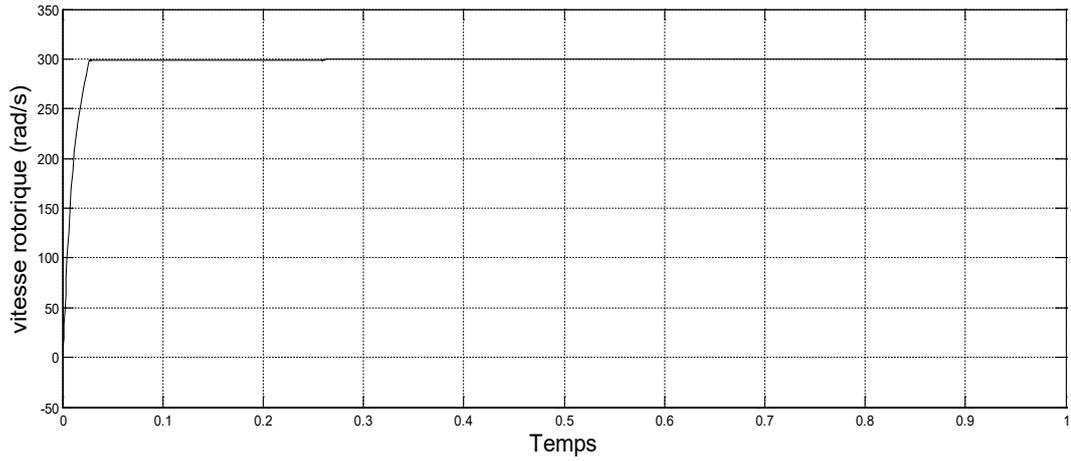


Figure IV-5 : Allure de la vitesse rotorique de la MSAP

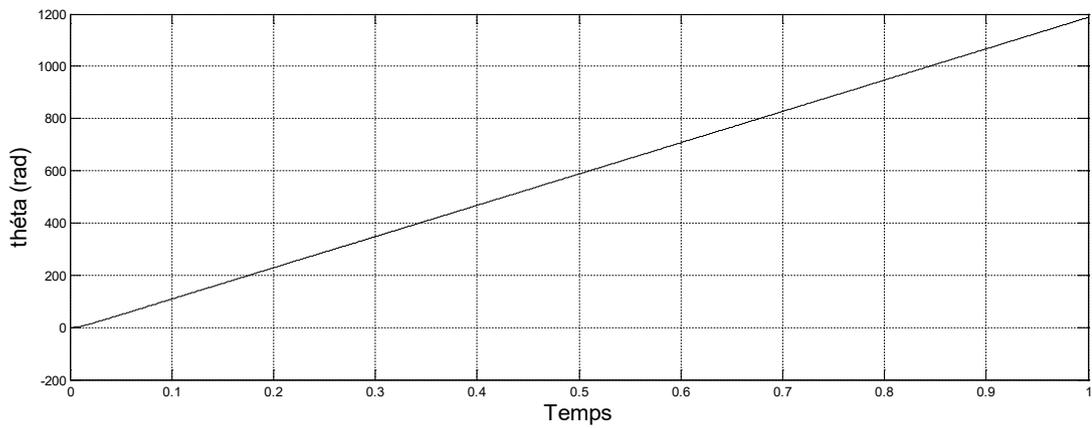


Figure IV-6: Allure de l'angle thêta de la MSAP

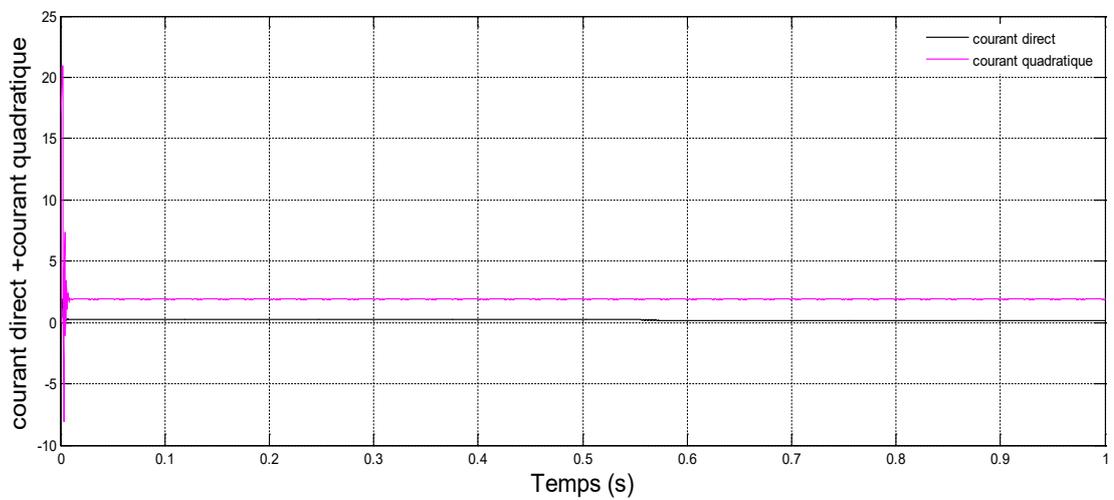


Figure IV-7 : Allure de courant direct et courant quadratique de la MSAP

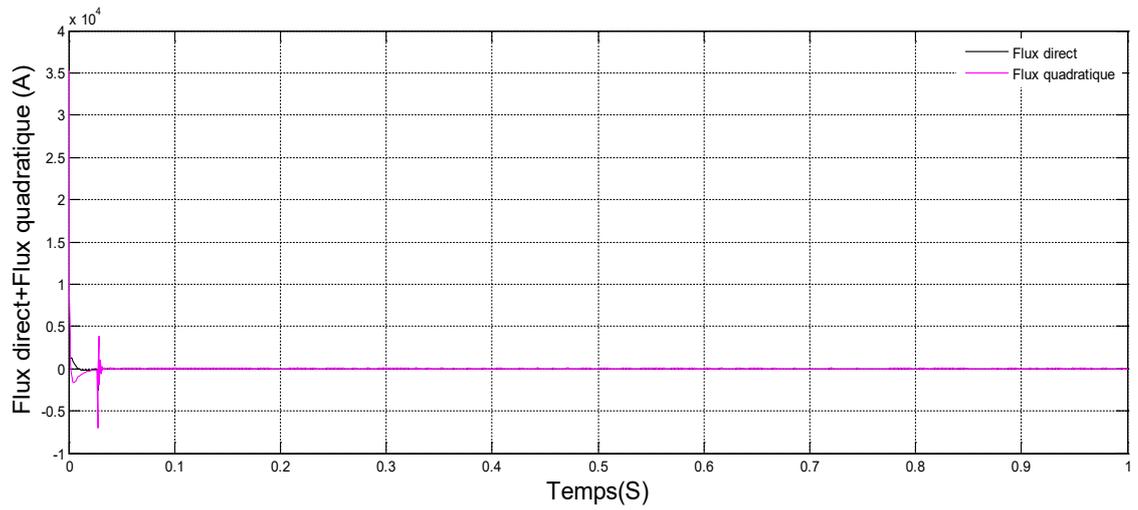


Figure IV-8 : Allure de flux direct et flux quadratique de la MSAP

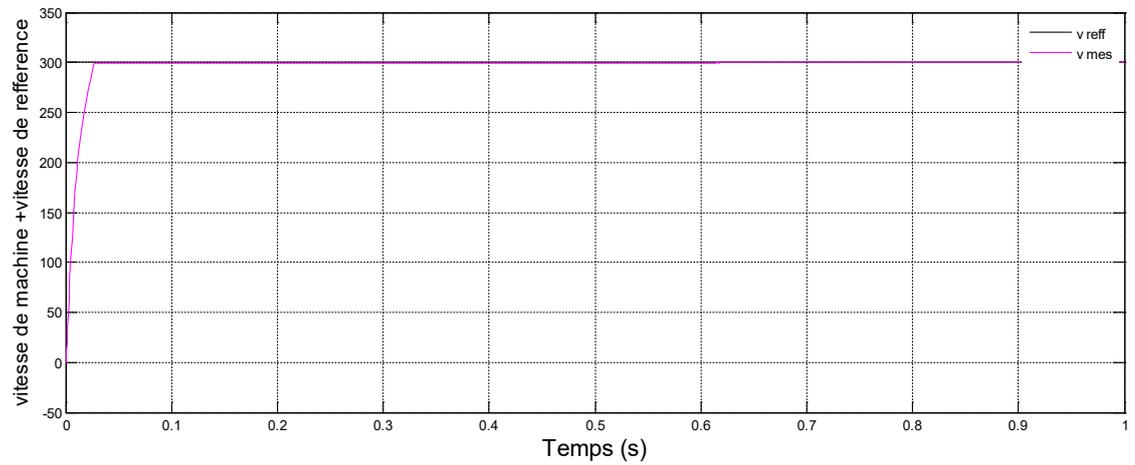


Figure IV-9 : Allure de vitesse de machine, vitesse de référence de la MSAP

IV-3-2 Interprétation des Résultats de simulation de la commande vectorielle de la MSAP :

- -On note que l'appel de courant au démarrage est maîtrisé avec un régime transitoire de temps très court puis il se stabilise d'une valeur égale 2.5A, le courant statorique dans régime permanent est sinusoïdal mais contient des harmoniques.
- Au régime transitoire le couple atteint 22.5N.m puis il commence à descendre pour atteindre une valeur 2 N.m jusqu'à l'instant $t=0.025s$ lorsque la charge est appliquée, on voit que le couple fait un petit pic puis il se stabilise à une valeur égale 2N.m.
- -Nous constatons que la vitesse suit bien son profil de référence qui est atteinte très rapidement avec un temps de réponse acceptable sans dépassement.
- -le flux direct passe deux régimes transitoires jusqu'à $t=0.025s$ et régime permanent (la stabilisation), le flux quadratique passe deux régimes aussi mais en régime permanent vers Zéro.
- le courant i_d après le régime transitoire revient sa valeur Zéro ($i_d=0$).
- le courant i_q après le régime transitoire puis il se stabilise à une valeur égale 2A
- l'angle θ prend forme linéaire proportionnelle avec le temps.

IV-4 la commande scalaire :

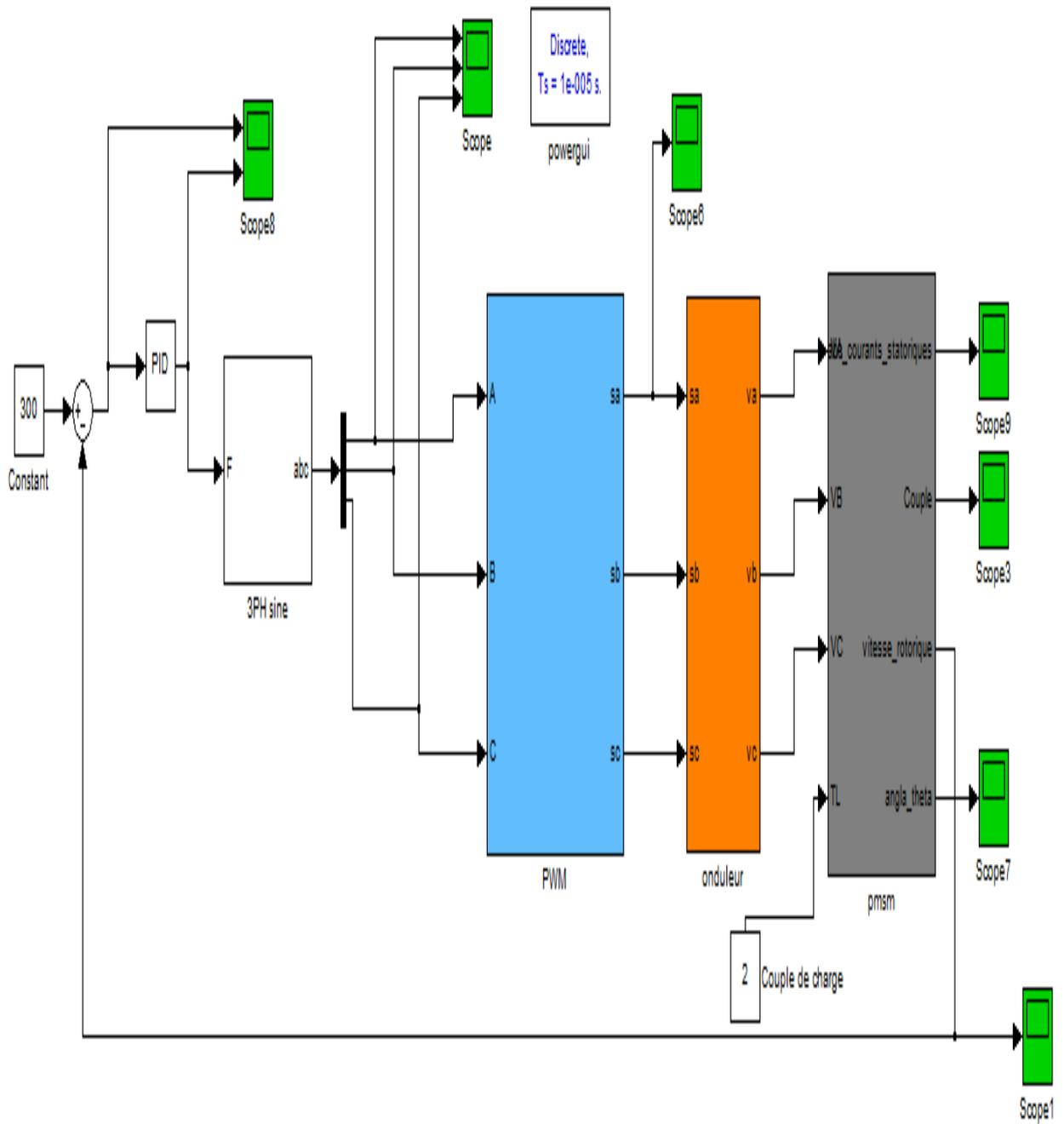


Figure IV-10 : schéma de simulation de la commande scalaire

IV-2-1 Résultats de simulation de la commande scalaire de la MSAP :

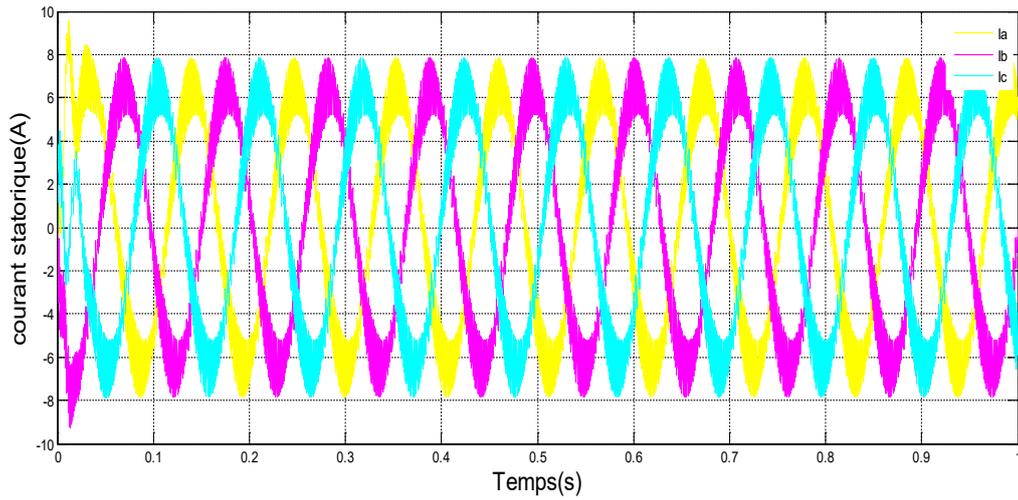


Figure IV-11: Allure de courant statorique Iabc de MSAP

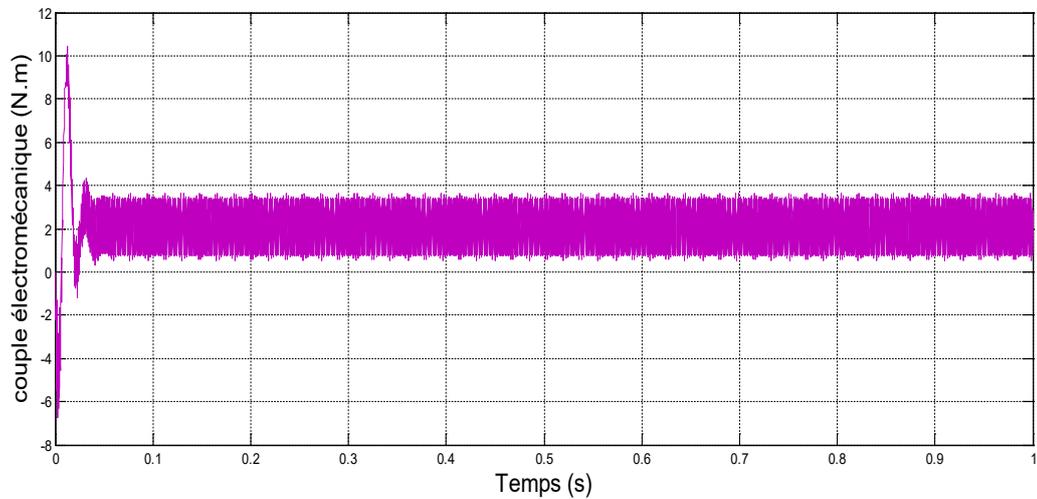


Figure IV-12 : Allure de couple électromécanique de la MSAP

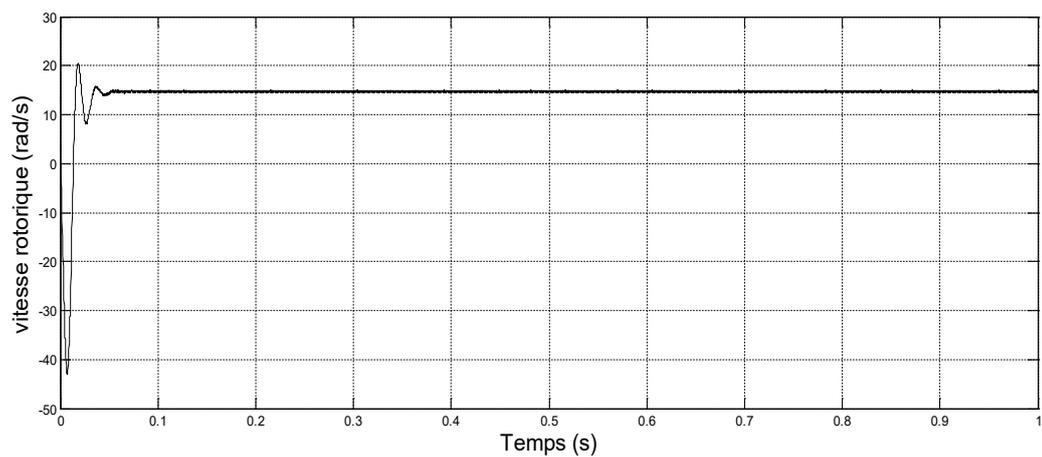


Figure IV-13: Allure de vitesse rotorique de la MSAP

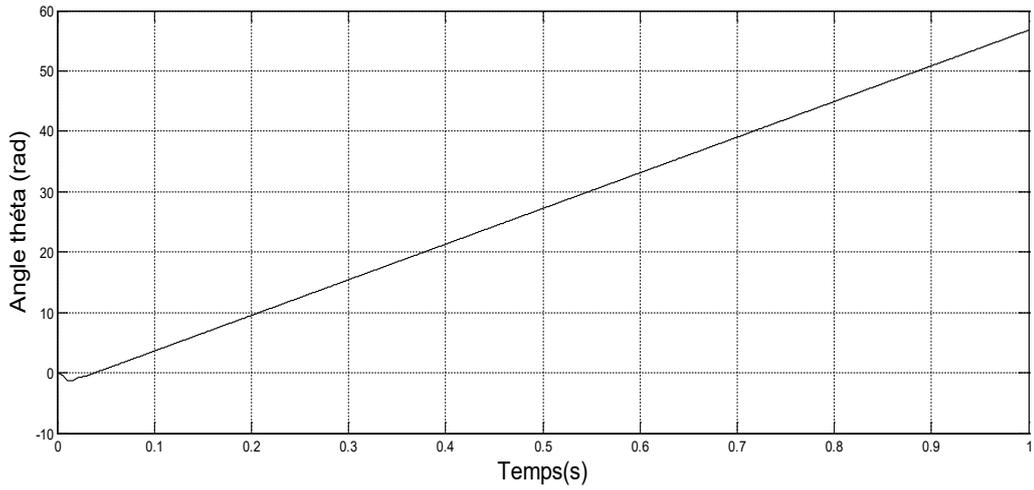


Figure IV-14 : Allure de l'angle θ de la MSAP

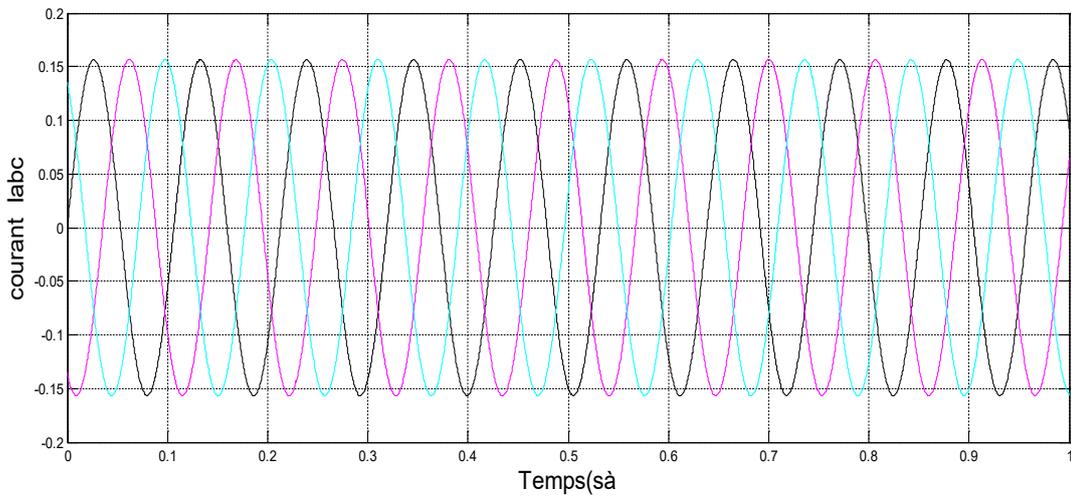


Figure IV-15 : Allure de courant i_{abc} de la MSAP

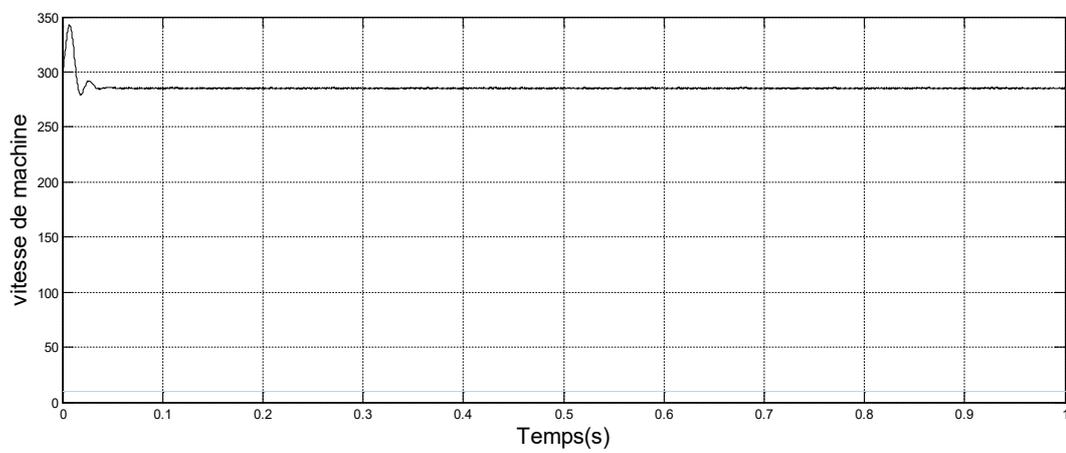


Figure IV-16 : Allure de vitesse rotorique + vitesse régulière de la MSAP

IV-3-2 Interprétation des Résultats de simulation de la commande scalaire de la MSAP :

- On note que l'appel de courant au démarrage est maîtrisé avec un régime transitoire de temps très court puis il se stabilise,
- On note que le couple électromagnétique au démarrage passe à un régime transitoire de temps très court puis il se stabilise.
- Nous constatons que la vitesse suit bien son profil de référence qui est atteinte très rapidement avec un temps de réponse acceptable mais avec dépassement.
- l'angle θ prend forme linéaire mais il est perturbé dans le début de la courbe.

IV-5 Comparaison des résultats des deux techniques de commande :

Pour le courant statorique I_{abc} est la même forme mais il y a une différence de temps de réponse de commande vectorielle par rapport à la commande scalaire. À $t=0.025$ le courant dans les deux commandes est en cours de stabilisation.

- ✓ pour le couple électromécanique : le couple diminue jusqu'à $t=0.025$ s et $C=2$ N.m est vers la stabilisation (régime permanent) pour la commande vectorielle.
- ✓ Nous constatons que la vitesse suit bien son profil de référence qui est atteinte très rapidement avec un temps de réponse acceptable mais avec dépassement.
- ✓ pour l'angle θ est la même pour les deux commandes (Linéaire).

- Autre comparaison des deux techniques :

Commande scalaire	Commande vectorielle
utilisé en régime permanent. simple à implanter. Dynamique lente. contrôle des grandeurs en amplitude.	utilisé en régime transitoire. précise et rapide. chère. contrôle des grandeurs en amplitude et en phase.

IV- 6 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons présenté les simulations et les résultats obtenus des deux stratégies de commande vectorielle (CFO) et la commande scalaire (SC). La comparaison des résultats nous a permis de conclure que la commande (CFO) permet de commander le flux et le couple, par contre la commande (SC) permet de commander la vitesse et le couple.

La simulation nous montre clairement que les performances en réalité sont meilleures dans la commande vectorielle que dans la commande scalaire, mais généralement les deux commandes sont plus proches et robustes.

Conclusion générale

Le travail présenté dans ce mémoire est consisté en recherche et une description de la différente méthode de réglage et de control de la MSAP, il existe plusieurs techniques pour la commande pour garantie le bon fonctionnement de la machine , nous spécialisons dans notre étude la commande scalaire et la commande vectorielle , la commande vectorielle n'est pas toujours réalisable à cause de sa complexité par contre la commande scalaire est facile à réaliser, l'idée de base de ce mémoire a été élaborée suivant les raisons précitées. L'objectif principal de ce mémoire est de comparer des algorithmes robustes pour deux commandes (vectorielle et scalaire) efficaces. L'évaluation de la machine à partir de ses composants est montre les avantage et les inconvénients, des domaines d'application de la MSAP sont présentés dans le premier chapitre ensuite dans le deuxième chapitre nous avons traité la modélisation de la machine synchrone à aimant permanent en se basent sur les équations électrique et mécanique régissant son comportement dynamique.

Dans le troisième chapitre, nous avons proposé et décrit les différentes stratégies de commande de la MSAP (commande vectorielle, commande scalaire) en citant leurs avantage et inconvénients.

Enfin pour le quatrième chapitre, Nous avons appliqué les deux techniques de commande en utilisant le logiciel Matlab/Simulink, après la simulation des deux commandes (vectorielle et scalaire) nous avons présenté une comparaison entre les deux techniques.

Références bibliographie

[1] : **AYADI Loucif**, (Etude comparative d'une commande équivalente par les modes glissants et d'une commande non linéaire par la théorie de Lyapunov d'une MSAP), mémoire de Master, université Abderrahmane Mira de Bejaia, 2013.

[2] : **SAHLI, OURARI** (Réglage et contrôle de la vitesse de la machine synchrone à aimant permanent), université Abderrahmane Mira de Bejaia, 2015.

[3] : **BERNAGE J. HEBERT ING** (Etude par simulation d'un système de positionnement par une machine synchrone à aimants permanents alimentée par courants imposés, université du Québec à Trois-Rivières, décembre 1989.

[4] : **SEDDAR MOUSSA** (commande CBP-AIA d'un MSAP alimenté par un onduleur à commande SVM), université Abderrahmane Mira de Bejaia, 2012.

[5] : **KOBBI Abdellatif** (étude comparative entre la commande vectorielle et la commande non linéaire), université Kasdi Merbah Ouargla, 2017.

[6] **AM. Karoui, B. Ammar**, Détection de défaut statorique par suivi paramétrique d'un moteur synchrone à aimants permanents, Mémoire de Master, Université de Ouargla, 2014.

[7] : **M^r SEDDAR MOUSSA** (Commande CBP-AIA d'un MSAP alimenté par un onduleur à commande SVM), Université Abderrahmane MIRA de Bejaia, 2012.

[8] : **SENHADJI, CHALABI** (Commande du moteur synchrone à aimants permanents par backstepping), université Abou Bekr Belkaid, Tlemcen, 2015

[9] : **SENHADJI, CHALABI** (Commande du moteur synchrone à aimants permanents par backstepping), université Abou Bekr Belkaid, Tlemcen, 2015.

[10] : **MAAROUK Abdelatif** (commande dynamique d'une machine synchrone à aimants permanents alimentée en tension), université M'hamed Bougara - Boumerdes, 2016.

[11] : **NOURDIN BOUNASLA** (commande par mode de glissement d'ordre supérieur de la machine synchrone à aimants permanents), université Ferhat Abbas Sétif-1 (Algérie), 2014.

[12] : **SAHLI, CHALGHOUM** (commande vectorielle sans capteur mécanique de la machine synchrone à aimants permanents).

[13] : **MOULFI, GHALEM** (commande MLI d'un asservissement de vitesse en boucle fermée d'un moteur synchrone à aimant permanent dans un modèle d,q), Centre Universitaire Belhadj Bouchaïb d'Ain-Temouchent 2018.

[14] : **MOULFI, BENSALIM, ZELMAT** (commande MLI d'un asservissement de vitesse en boucle fermée d'un moteur synchrone à aimant permanent dans un modèle d,q) Centre Universitaire Belhadj Bouchaïb d'Ain-Temouchent 2018.

[15] : **SAHLI, OURARI** (réglage et contrôle de la vitesse de la machine synchrone à aimant permanent), université Abderrahmane mira de bejai, 2014.

[16] : **MADAT, CHIBANI** (étude comparative entre la commande vectorielle indirecte et la commande backstepping d'un moteur asynchrone à cage d'écureuil), Université Akili Mohand Oulhadj Bouira, 2017.

[17] : **SENHAJ, CHALABI** (Commande du moteur synchrone a aimants permanents par backstepping), université Abou Bekr belkaid ,2014.

[18] : **AMIRI, ALI DAHMAN** (Commande vectoriel en vitesse du moteur synchrone à aimants permanents dotée d'un observateur mode glissant), Université Aboubakr Belkaid, Tlemcen, 2017.

[19] : **Sahli Arab , Ourari Loucif** (Réglage et contrôle de la vitesse de la machine synchrone à aiment permanent), université Abderrahmane Mira de Bejaia faculté de la technologie ,2015.

[20] : **Troudi Zakaria, Maarouf Housem Eddine** (Etude comparative entre la commande scalaire et la commande vectorielle pour une machine à induction), université Larbi Ben M' hidi –Oum El Bouaghi , faculté des sciences et de la technologie, 2011.

[21] : **HADJAM MIMIA** (Etude comparative des différentes commandes Par accélération du champ d'une machine à Induction), Mémoire de Magister en électrotechnique, 2011 universités Oum el bouaghi ,2001.

[22] : **Sahli, ourari** (Reglage et contrôle de la vitesse de machine synchrone a aimant permanent), université abderrahmane mira de bejaia ,2015.

[23] : **TROUDI, MAAROUF** (Etude comparative entre la commande scalaire et la commande vectorielle d'une machine à induction), université larbi ben mhidi –oum el bouaghi faculté science et de la technologie, 2011.

ملخص

العمل المقدم في هذه المذكرة يعتبر كمقدمة للمساهمة في دراسة تأثير تقنيات التحكم في الآلات المتزامنة ذات المغناطيس الدائم ; هدفها الرئيسي هو تنفيذ استراتيجيات تحكم في الآلة لغرض التحكم في أدائها والتحسين فيه لهذا قمنا بتطبيق تقنيات التحكم الشعاعي والسلمي على الآلة المتزامنة وقمنا بالمقارنة بين النتائج المتحصل عليها و على الرغم من اننا وجدنا ان التحكم الشعاعي هو اكثر دقة من التحكم السلمي الا ان كلا منهما يسمح بالسيطرة الجيدة على سرعة وعزم الآلة وسهولة تطبيقهما ونتائجهما الدقيقة و لهذا فانه من الجيد تبني هذا النوع من التحكم القابل للتطبيق على جميع أنظمة الآلة المتزامنة ذات المغناطيس الدائم .

Résumé

Le travail présenté dans ce mémoire est considéré comme une introduction pour contribuer à l'étude de l'effet des techniques de contrôle dans les machines synchrones à aimant permanent dont l'objectif principale est de mettre en œuvre des techniques de commande de la machine dans le but de contrôler ses performances et son amélioration .pour cela, nous avons appliqué des techniques de commandes vectorielle et scalaire à la machine synchrone et nous avons comparé les résultats obtenus et malgré que nous avons trouvé que la commande vectorielle est plus précis que celle du scalaire, les deux permettent un bonne commande de la vitesse et du couple de la machine et leur facilité de l'application et des résultats précis ,il est donc bien d'adopter ce type de commande applicable à tous les systèmes de la machine synchrone à aimant permanent .

Abstract

The work presented in this memoire is considered as an introduction to contribute to the study of the effect of control technique in synchronous machine with permanent magnet whose main goal is to implement machine control strategies for the purpose of controlling its performance and improvement in it .for this we have applied vector and scalar control technique to the synchronous machine and we compared the results obtained, Although we found that the vector control more accurate than scalar control ,both of them allow good control of the speed and torque of machine and their ease of application and accurate results ,so it is good to adopt this type of control applicable to all systems of the synchronous machine with permanent magnet.