

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



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

Réf:.....

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

MASTER

Thème

*Commande vectorielle avec maximisation du
ratio couple-courant d'un moteur synchrone à
aimants permanents*

Présenté par :

RAMDANI Abd el ouahed

Soutenu le : 03 Juin 2015

Devant le jury composé de :

Mr. MOHAMMEDI Messaoud

M.A.A

Président

Mr. YAHIA Khaled

M.C.A

Encadreur

Mr. GOLEA Ammar

professeur

Examineur

Année universitaire : 2014 / 2015

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



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

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

MASTER

Thème

*Commande vectorielle avec maximisation du
ratio couple-courant d'un moteur synchrone à
aimants permanents*

Présenté par :

RAMDANI Abdelouahed

Avis favorable de l'encadreur :

Dr. YAHIA Khaled

signature

Avis favorable du Président du Jury

Dr. MOHAMMEDI Messaoud

signature

Cachet et signature

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



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

Thème :

Commande vectorielle avec maximisation du ratio couple-courant d'un moteur synchrone à aimants permanent

Proposé par : RAMDANI Abdelouahed

Dirigé par : Dr. YAHIA Khaled

RESUMES (Français et Arabe)

Les machines à aimants permanents ont connu ces dernières années un grand essor grâce à l'amélioration des qualités des aimants permanents (plus précisément à l'aide des terres rares), au développement de l'électronique de puissance et à l'évolution des techniques de commande non linéaires. Dans ce mémoire, on présente la modélisation du Moteur Synchrone à Aimants Permanents (MSAP) dans le repère de Park lié au rotor en vue de sa commande. Dans un premier temps, on a étudié la commande vectorielle. Dans celle-ci, des régulateurs PI sont utilisés pour la régulation de la vitesse du moteur et des courants au sein d'une commande vectorielle à flux orienté. L'adjonction d'un régulateur PI au sein de cette commande donne de bonnes performances dynamiques. Dans un deuxième temps, on a étudié le contrôle à maximum du couple par courant de la machine synchrone à aimant permanent. Cette stratégie représente une condition de maximisation du ratio couple/courant. Ceci permet d'obtenir des systèmes d'entraînement de hautes performances statique et dynamique à base du MSAP.

الآلات ذات المغناطيس الدائم شهدت انطلاقة قوية في السنوات الأخيرة وذلك بسبب تحسين في جودة المغناطيس الدائم (على وجه الخصوص الأتربة النادرة) وتطور إلكترونيك القوة وتطوير التقنيات ذات التحكم الغير خطي. في هذه المذكرة عرض نمذجة لمحرك متزامن ذي مغناطيس دائم في المرجع المرتبط بالدوار قصد التحكم فيه. في الخطوة الأولى قمنا بدراسة التحكم الشعاعي لهذه الآلة وفيه يتم استخدام معدل (PI) من اجل تنظيم سرعة هذا المحرك، والتيارات الكهربائية ضمن التحكم الشعاعي ذو التدفق الوجه، إضافة المعدل من نوع (PI) لهذا التحكم يعطي الأداء الديناميكي الجيد. و في الخطوة الثانية نقوم بدراسة تقنية مراقبة عزم الدوران الأقصى عن طريق التيار للمحرك المتزامن ذو المغناطيس الدائم. هذه الاستراتيجية تقدم النسبة القصوى بين العزم و التيار . بحيث تسمح لنا بالحصول على نظام دوراني عالي الأداء الديناميكي و السكوني للمحرك المتزامن ذو المغناطيس الدائم .



Dédicace

Je tiens à dédier ce travail a mes chers parents pour toutes ses énormes sacrifices et m'avoir guidé dans le bons chemin de la vie. Pour ma chère mère puisqu'elle n'a jamais m'oublié dans ses prières, et puisqu'elle est ma seule source de tendresse. Pour mon père puisque il est le modèle de vertu, patience et de courage.

Je tiens également à dédier ce travail à mes chers frères et sœurs chacun à son nom et à toutes les membres de la grande famille.

Je dédié ce travail à tous mes chers amis d'études surtout ceux d'électrotechnique promotion 2015.

RAMDANI A. el ouahed

Remerciements

Mes remerciements vont tout premièrement à Dieu tout puissant pour la volonté, la santé et la patience, qu'il nous a donnée durant toutes ces longues années.

J'exprime mes profondes gratitudes à mes parents pour leurs encouragements, leur soutien et pour les sacrifices qu'ils ont enduré.

*Je tiens à exprimer mes vifs remerciements à mon encadreur Monsieur **Khaled Yahia** pour avoir d'abord proposé ce thème, pour le suivi continué tout le long du temps de la préparation de ce mémoire.*

Je tiens à remercier également les membres de jury d'examen pour l'honneur qu'ils me font en participant au jugement de ce travail.

Je tiens à remercier vivement toutes personnes qu'ils ont aidé à élaborer ce mémoire.

Mes remerciements vont aussi à tous les enseignants du département de génie électrique qui ont contribué à notre formation.

Enfin je tiens à exprimer ma reconnaissance à tous nos amis et collègues pour le soutien moral et matériel...



Notations des symboles utilisés

Les principales notations et abréviations utilisées dans ce mémoire sont explicitées ci - dessous.

Symbole	Unité	Définition
MSAP		Machine synchrone à aimants permanents.
MTPA		Maximum torque per ampers
MLI		Modulation de Largeur d'Impulsion.
PI		Régulateur Proportionnel et Intégrale.
P		Nombre de paires de pôles .
a,b,c		Axes liés aux enroulements triphasés.
d,q		Axes du référentiel de Park.
α,β		Axes du référentiel statorique.
θ	rad/s	Position angulaire du rotor par rapport au stator.
Ω	rad/s	La vitesse de rotation de la machine.
$\Omega_{réf}$	rad/s	La vitesse de référence.
Ω_{nom}	rad/s	La vitesse de rotation nominale.
P(θ)		Matrice de Park.
V_{sa}, V_{sb}, V_{sc}	V	Tensions instantanées des phases statoriques.
$V_d, V_q,$	V	Tension statorique sur l'axe d et l'axe q .
i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}	A	Courant statorique da la phase $a, b,$ ou c .
I_d, I_q	A	Courant statorique sur l'axe d et l'axe q .
i_s	A	Courant instantanés des phases statoriques.
$\varphi_{sa}, \varphi_{sb}, \varphi_{sc}$	Web	Flux statorique de la phase $a, b,$ ou c .
φ_d, φ_q	Web	Flux statorique sur l'axe d et l'axe q .
φ_m	Web	Flux constant aux aimants permanents.
$\varphi_{ma}, \varphi_{mb}, \varphi_{mc}$	Web	Flux mutuel de l'aimant sur les phases a, b et c .
φ_{mnom}	Web	Le flux rotorique nominale.
$\varphi_{mréf}$	Web	Le flux rotorique de référence.

$P(t)$	Watt	La puissance instantanée de la machine.
P		Le nombre de paire de pôles de la machine.
C_{em}	N.m	Couple électromagnétique.
C_r	N.m	Couple résistant.
F_r	N.m.s/rad	Coefficient de frottement visqueux.
J	$Kg.m^2$	Moment d'inertie.
L	H	Inductance propre d'une phase statorique.
$L_{ab} L_{bc} L_{ca}$	H	Mutuelle inductance entre phases (a et b), (a et c), (b t c), respectivement.
R_s	Ω	Résistance d'une phase statorique.
X		Vecteur d'état.
U		Vecteur de commande.
A		Flux stator et rotor de référence.
B		Matrice fondamentale qui caractérise le système.
C		Matrice d'application de la commande.

Sommaire

Introduction Générale	1
------------------------------------	---

Chapitre 1

Généralités sur la machine synchrone à aimants permanents

1.1. Introduction.....	3
1.2. La machine synchrone à aimant permanent (MSAP)	3
1.2.1. Structure.....	3
1.2.2. Analyse du fonctionnement de la msap	4
1.3. Avantages et Inconvénients des Machines Synchrones à Aimants Permanents.....	5
1.4. Domaines d'application.....	5
1.5. Les aimant permanent utilisent pour la MSAP	6
1.6. Alimentation des machines a aimants permanents	9
1.7. Différents types de machines a aimants permanents	10
1.8. Principales structures de la msap	12
1.9. Démarrage d'un moteur synchrone à aimants permanents.....	14
1.10. Comparaison entre la machine synchrone classique et la MSAP	14
1.11. Couple des machines a aimants permanents	15
Conclusion	15

Chapitre 2

Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents

2.1. Introduction.....	17
2.2. Description.....	17
2.3. Hypothèses simplificatrices	18
2.4. Mise en équation de la machine	18
2.5. Représentation de la MSAP dans le système d'axe d, q :	22
2.6. Mise sous forme d'équation d'état	29
2.7. Modélisation de l'association MSAP-Onduleur de tension	32
2.8. Schéma de simulation de la MSAP alimentée par onduleur de tension	36

Conclusion	36
------------------	----

Chapitre 3

Commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents

3.1. Introduction.....	37
3.2. Principe de la commande vectorielle	38
3.3. Structure globale de la commande.....	40
3.4. Avantages et inconvénients de la commande vectorielle	42
3.5. Découplage par compensation	43
3.6. La régulation	46
3.7. Résultat des simulations et discussion	50
3.8. Conclusion	58

Chapitre 4

Contrôle à maximum du couple par courant du moteur synchrone à aimants permanents

4.1. Introduction.....	60
4.2. But	61
4.3. Principe	61
4.4. Résultats de la simulation	62
conclusion	68
Conclusion générale.....	69
Bibliographie.....	70
Annexe.....	73

Liste des Figures

Fig. I.1 Structure d'une machine synchrone à aimants permanents.....	4
Fig. I.2 Caractéristique du couple-angle électrique.....	4
Fig. I.3 Courbe de désaimantation des aimants.....	6
Fig. I.4 courbes de B(H) de différents aimants.....	9
Fig. I.5 Moteur à rotor intérieur.....	10
Fig. I.6 Moteur à rotor extérieur.....	11
Fig. I.7 Moteur à enterfer axial.....	11
Fig. I.8 Différentes structures de la roue polaire d'un MSAP.....	13
Fig. II.1 Représentation du MSAP.....	17
Fig. II.2 Représentation schématique de la MSAP dans l'espace électrique.....	18
Fig. II.3 Schéma équivalent de la MSAP dans le référentiel de Park.....	24
Fig. II.4 Circuit équivalent de la machine synchrone dans le repère de Park.....	28
Fig. II.5 Schéma bloc d'une MSAP alimentée en tension.....	32
Fig. II.6 Schéma de l'association machine synchrone-onduleur de tension.....	33
Fig. II.7 Schéma équivalent de l'onduleur.....	34
Fig. II.8 Schéma du principe de la technique MLI triangle-sinusoidale.....	35
Fig. II.9 Schéma de simulation d'une MSAP alimenté par onduleur de tension commandé par la technique MLI triangle-sinusoidale.....	36
Fig. III.1 Diagramme de phase de la MSAP dans le référentiel (d, q) lié au champ tournant.....	38
Fig. III.2 Commande par orientation du flux de la MSAP avec $I_d = 0$	40
Fig. III.3 Schéma bloc d'une régulation de vitesse de la MSAP alimentée en tension et commandée par 'orientation du flux'.....	41
Fig. III.4 Bloc de défluxage.....	43
Fig. III.5 Description des couplages.....	45
Fig. III.6 Découplage par compensation.....	45
Fig. III.7 Commande découplée.....	45
Fig. III.8 Représentation de la commande par PI.....	46
Fig. III.9 Boucle de régulation du courant I_d	47
Fig. III.10. Boucle de régulation du courant I_q	47

Fig. III.11	Boucle de régulation de vitesse.....	49
Fig. III.12	Schéma global de la commande vectorielle de la MSAP.....	50
Fig. III.13. a	Résultats de simulation pour un démarrage à vide puis en charge.....	53
Fig. III.13. b	Résultats de simulation pour un démarrage à vide.....	54
Fig. III.14	Résultats de simulation pour changement de vitesse de référence.....	55
Fig. III.15	Résultats de simulation pour variation de la charge.....	56
Fig. III.16	Résultats de simulation pour inversion du sens de rotation.....	57
Fig. IV.1	Schéma de principe de MTPA.....	62
Fig. IV.2	Résultat de simulation de la commande vectorielle du MSAP pour les cas sans et avec MTPA à vitesse nominale.....	64
Fig. IV.3	Résultat de simulation de la MSAP pour sans et avec MTPA à vitesse N=600(tr/min).....	65
Fig. IV.4	Comparaison entre les cas sans et avec MTPA	67

INTRODUCTION GENERALE

Bien que elle est la plus ancienne des machines électriques industrielles, la machine à courant continu (MCC) reste très utilisée et particulièrement comme actionneur. Ceci tient au fait qu'elle se caractérise par un fonctionnement et une modélisation simple et des performances statiques et dynamiques performantes. En effet, le couple est le produit vectoriel de deux grandeurs naturellement orthogonales (flux inducteur et courant d'induit) quasiment indépendantes de la vitesse et de la position du rotor [30]. 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.

Depuis plusieurs années, le domaine de la conversion de l'énergie électrique a été marqué par le développement de l'électronique et de la micro-électronique. Les composants de l'électronique de puissance ont subi une grande évolution et ont vu leurs performances (tenue en tension et en courant, fréquences d'utilisation, rapidité de commutation ...) augmenter fortement. Cette évolution a permis de concevoir des convertisseurs statiques capables d'alimenter en fréquence variable les moteurs à courant alternatifs. De plus, l'arrivée sur le marché des matériaux magnétiques (aimants permanents modernes) dont les caractéristiques se sont améliorées en terme de performance et de prix, a permis l'essor de la machine synchrone. En effet la mise en place des aimants permanents au rotor pour créer le champ inducteur, a permis la suppression des contacts glissants ou des dispositifs à diodes tournantes nécessaires aux rotors bobinés. Ainsi les machines synchrones à aimants sont caractérisées par un couple massique et un couple volumique important par rapport aux machines classiques.

Nous distinguons deux grandes familles de machines synchrones à aimants permanents : Celle à F.é.m. trapézoïdales dites Brushless Direct Current " BLDC " et celle à F.é.m. sinusoïdales dites Permanent Magnet Synchronous Motors" PMSM ". Cependant le choix d'une des deux machines repose sur des critères technico-économiques. En effet, la BDCM est

capteur de position alors que la PMSM nécessite un résolveur dont le coût peut être supérieur au coût de la machine elle-même. En contrepartie, malgré les avantages économiques de la BLDM, les PMSM sont mieux adaptées pour les entraînements de précision. En effet, les exigences en performances augmentent et les vibrations d'origine électromagnétique et les ondulations du couple prennent une place croissante dans la plupart des cahiers de charges.

Notre mémoire est organisé en quatre chapitres :

- **Le premier chapitre** est consacré à une présentation générale sur la machine synchrone à aimant permanent,
- **Le deuxième chapitre** est consacré à la modélisation des machines synchrones à aimants permanents (MSAP) dans le référentiel de Park. De plus, une simulation de la MSAP alimentée par une source de tension triphasée sera présentée,
- **Le troisième chapitre** est consacré à l'étude de la commande vectorielle des machines synchrones à aimants permanents alimentée par un onduleur de tension.
- **Le quatrième chapitre** est consacré à l'application de la technique du contrôle à maximum de couple par courant de la MSAP. Des tests de simulation seront présentés pour examiner la robustesse de la technique ainsi que le système d'entraînement global dans différents modes de fonctionnement,

En fin le travail sera clôturé par une conclusion générale et des perspectives d'avenir.

I. 1. INTRODUCTION

Plusieurs travaux de recherche concernant aussi bien les aspects purement électromagnétiques que le contrôle et la commande de différents types de machines à aimants ont été effectués. Actuellement, ces travaux continuent en particulier dans le domaine des actionneurs embarqués. Etant donné le nombre important de structures de machines à aimants permanents, nous rappelons les avantages des aimants comparés aux bobinages inducteurs [1] :

- Aucune source d'énergie externe est nécessaire
- Le champ inducteur est maintenu pratiquement constant avec les aimants alors que cela nécessite une régulation dans le cas de bobines inductrices
- A énergie magnétique égale, le volume occupé par les aimants est plus faible que celui occupé par les bobines inductrices

I. 2. MACHINES SYNCHRONES A AIMANTS PERMANENTS (MSAP)

Le terme de machine synchrone regroupe toutes les machines dont la vitesse de rotation du rotor est égale à la vitesse de rotation du champ tournant du stator. Pour obtenir un tel fonctionnement, le champ magnétique rotorique est généré soit par des aimants, soit par un circuit d'excitation. La position du champ magnétique rotorique est alors fixe par rapport au rotor, ce qui impose le synchronisme entre le champ tournant statorique et le rotor ; d'où le nom de machine synchrone.

I. 2. 1. STRUCTURE

Le moteur synchrone est constitué de deux parties, une partie mobile ou rotor constitué par l'inducteur, et une partie fixe ou stator portant des enroulements constituant l'induit.

La mince zone localisée entre ces deux éléments est appelée entrefer.

Le stator d'une machine synchrone triphasée est constitué de trois enroulements identiques décalés de 120° dans l'espace, logés dans les encoches du circuit magnétique fixe.

Ce dernier est feuilleté afin de réduire les courants de Foucault et de limiter les pertes dans le fer. Il est généralement construit en tôle à base d'alliage fer-silicium qui permet l'obtention d'une induction élevée.

Au rotor, les enroulements parcourus par un courant continu (dans le cas de la machine à rotor bobiné) sont remplacés par des aimants permanents alternant pôles nord et pôles sud ; ainsi

que la nécessité d'une source pour fournir le courant d'excitation. La figure (I,1), présente une structure d'une machine synchrone à aimant permanent.



Figure I. 1 : Structure d'une machine synchrone à aimants permanents

1. 2. 2. ANALYSE DU FONCTIONNEMENT DE LA MSAP

La machine étudiée est un moteur, il permet donc une conversion électromécanique de l'énergie. Le stator de celui-ci est alimenté par un réseau triphasé. Il produit ainsi un champ tournant qui entraîne le rotor. Plus le couple sur l'arbre est élevé plus l'angle de décalage polaire est plus grand. Le rotor décroche du flux tournant dès que cet angle dépasse 90. La vitesse de rotation du rotor est égale à la vitesse de synchronisme. Elle est donc directement proportionnelle à la fréquence d'alimentation du stator . La caractéristique du couple-angle électrique est illustrée dans la figure suivante :

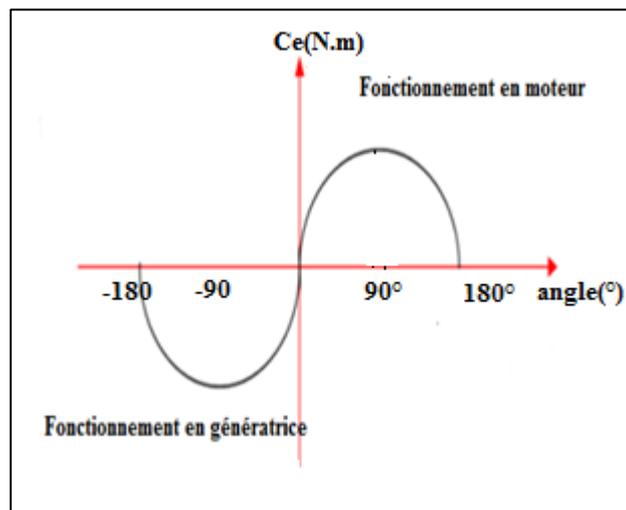


Figure I. 2 : Caractéristique du couple-angle électrique

I. 3. AVANTAGES ET INCONVENIENTS DES MSAPs

I. 3.1. Avantages

Les machines synchrones à aimants permanents présentent plusieurs avantages par rapport aux autres types de machines : à courant continu, synchrone à excitation électrique et asynchrone.

Parmi ces avantages, on peut citer :

- Grande fiabilité.
- Puissances massique et volumique importantes.
- Un rendement et facteur de puissance élevé.
- Aucun courant d'excitation (30% de pertes en moins).
- Fonctionnement en survitesse.

I. 3.2. Inconvénients

- Coût élevé des aimants.
- Interaction magnétique due au changement de structure.
- Influence des vibrations et des chocs sur la structure de la machine.
- Diminution de l'aimantation selon loi logarithmique en fonction du temps.

1. 4. LES DOMAINES D'APPLICATION DE LA MSAP

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

- Il fonctionne comme compensateur synchrone.
- Il est utilisé pour les entraînements qui nécessitent une vitesse de rotation constante, tels que les grands ventilateurs, les compresseurs et les pompes centrifuges, et grâce au développement de l'électronique de puissance, l'association machine à aimants permanents-convertisseur de puissance a trouvée de nombreuses applications dans des domaines très divers tels que la robotique, la technologie de l'espace et dans d'autres applications plus particulières telles que les applications domestiques [2].

I. 5. LES AIMANTS PERMANENTS

I. 5. 1. Matériaux ferromagnétiques utilisés au niveau des machines à aimants

Les aimants des machines synchrones sont fabriqués à partir de poudre de ferrite; de poudre de fer-cobalt ou de terres rares. Un bon aimant doit avoir une induction rémanente et un champ coercitif le plus grand possible [11].

On distingue deux types de matériaux ferromagnétique utilisée au niveau des machines à aimants:

- Les matériaux ferromagnétiques durs qui sont les aimants permanents
- Les matériaux ferromagnétiques doux qui ne présentent pas de propriétés magnétiques qu'en présence d'une excitation extérieure.

Si on place un matériau ferromagnétique dans un champ électromagnétique externe H , il se crée une induction magnétique B qui est la résultante des polarisations des dipôles magnétiques élémentaires [6,7]. Lorsqu'on supprime le champ H , les matériaux ferromagnétiques doux perdent une majeure partie de cette polarisation, par contre pour les aimants, il reste une polarisation résiduelle appelée "induction rémanente" " B_r " qui est importante. En effet, les aimants permanents gardent leurs caractéristiques même en présence de champs magnétiques extérieurs antagonistes appelés "champs magnétiques démagnétisants".

I. 5. 2. Propriétés des aimants

Les aimants sont principalement caractérisés par le deuxième quadrant du cycle d'hystérésis, appelé "caractéristique de désaimantation" [3, 4] (Figure.I.3).

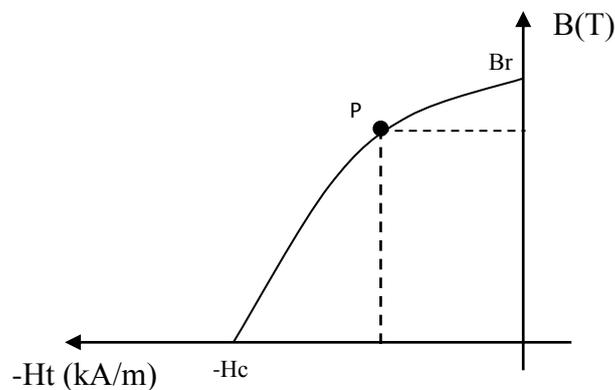


Figure. I. 3: Courbe de désaimantation des aimants

Cette courbe nous renseigne sur les principales caractéristiques d'un aimant, à savoir :

- l'induction rémanente B_r , qui indique les performances potentielles des aimants (plus B_r est important, plus l'aimant est performant).
- Le champ coercitif H_c qui est la valeur pour laquelle l'aimant perd ses caractéristiques d'aimantation c'est-à-dire la valeur de désaimantation de l'aimant (plus H_c est grand, plus l'aimant est stable). Un aimant véritablement permanent doit posséder un champ coercitif intense afin de conserver ses propriétés lorsqu'il est soumis à un champ antagoniste extérieur élevé et également résister dans le temps à son propre champ de désaimantation [5].
- Le point de fonctionnement optimal d'un aimant est obtenu pour la valeur maximum du produit (BH) par unité de volume (critère d'HEVERSHED). Le critère d'Hevershed est technico-économique) [6].

Ce sont ces trois dernières grandeurs qui permettent une classification des aimants permanents. Néanmoins suivant l'application envisagée, d'autres critères portant sur les propriétés mécaniques et physico-chimiques en dehors du coût et des difficultés d'usinage sont parfois déterminants dans le choix des matériaux pour aimants.

En effet, la plupart des aimants performants présentent une difficulté d'usinage et l'obtention d'un bon état de surface est onéreuse. De plus, le point de Curie est un facteur qu'il faut prendre en considération. La température limite joue un grand rôle dans la stabilité et les performances des aimants [3].

I. 5.3. Les différents types de matériaux pour aimants

a. Ferrites

Ce sont des composés d'Oxyde de Fer, de Baryum et de Strontium. Ils sont obtenus par frittage et peuvent être isotropes.

Ce sont les aimants les plus répandus pour les raisons suivantes :

- Matériaux bon marché
- Pas de vieillissement des propriétés magnétiques ;
- Les ferrites sont très stables chimiquement et aucune réoxydation à l'air n'est possible.

Par contre, l'influence de la température sur les ferrites est importante. Quand la

température s'élève, l'induction rémanente B_r diminue. En revanche, il gagne en stabilité car son H_c augmente. Les ferrites sont utilisées plutôt dans des machines à aimants de faible puissance à faible coût.

b. Terres rares

Ces aimants présentent par rapport aux autres une énergie magnétique et une résistance à la désaimantation (champ coercitif relativement important, supérieur à $7 \cdot 10^5$ A/m). Ainsi, les aimants de type terre rares peuvent conserver leurs aimantations même en présence d'un champ démagnétisant élevé. L'induction rémanente de ce type d'aimants est voisine de 1 T.

Parmi les aimants de type terre rares utilisés au niveau des machines électriques, nous avons :

✓ Les aimants type Samarium-Cobalt :

Ils ont été mis au point vers 1973. Ce sont des aimants pour lesquels le champ coercitif est particulièrement important. Ils conviennent pour une utilisation sous des températures élevées. On distingue deux structures chimiques : SmCo_5 et $\text{Sm}_2\text{Co}_{17}$ appelés aussi aimants de type 1-5 et 2-17 respectivement.

✓ Les aimants Néodyme-Fer-Bore :

Ces aimants, dont la structure chimique est $\text{Nd}_2\text{Fe}_{14}\text{B}$, ont été mis au point vers 1983 par le Dr. MATASSO. Ce sont des matériaux à hautes performances [7] mais leurs principaux inconvénients sont d'une part une température limite d'utilisation au niveau des machines électriques relativement réduite et que d'autre part ils supportent mal la corrosion. Toutefois, ils sont moins coûteux que les aimants de type Samarium-Cobalt qui sont utilisés au niveau des applications où les hautes performances sont recherchées en dehors de l'aspect coût.

c. Les Alnicos

Les aimants d'Alnico sont composés d'Aluminium, de Nickel et Cobalt. Ils se caractérisent par un champ rémanent très élevé, mais un champ coercitif très faible ce qui rend difficile leur utilisation dans les machines électriques. Toutefois, ils présentent une haute stabilité sous des températures extrêmes. Ils maintiennent leurs caractéristiques magnétiques entre 250°C et 450°C .

La figure (I.4) présente la caractéristique $B(H)$ de certains types d'aimants.

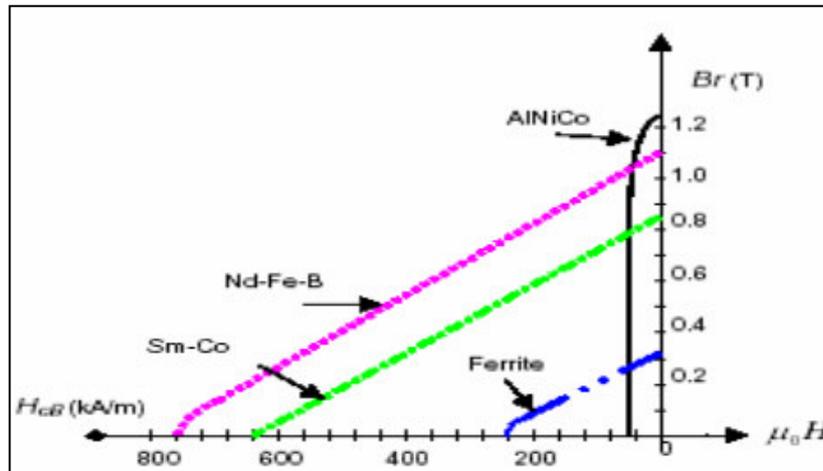


Figure.I. 4: courbes de $B(H)$ de différents aimants

En fonction de l'application, on choisit la nature des aimants utilisés dans les machines électriques :

pour des applications à haute température, les aimants Samarium Cobalt sont utilisés.

Dans les machines à puissances élevées, compte tenu du volume d'aimants utilisé et le coût associé, on préfère employer les aimants (Nd-Fe-B) [8].

I. 6. ALIMENTATION DES MACHINES A AIMANTS PERMANENTS

Ces machines sont regroupées en deux grandes familles : les machines dont la force-électromotrice (f.é.m.) est sinusoïdale et les machines dont la f.é.m. est trapézoïdale [10].

1. 6. 1. Moteur à f.é.m. trapézoïdale

Pour les machines dites à f.é.m. trapézoïdale, la forme du courant la plus appropriée (celle qui minimise les ondulations sur son couple) est de type à 120° .

Les actionneurs correspondant sont communément appelés actionneurs à courant continu sans balais (BDCM : Brushless Direct Current Motors).

I. 6. 2. Moteur à f.é.m. sinusoïdale

Pour obtenir un couple constant, les courants d'alimentation doivent être également sinusoïdaux, les actionneurs correspondant c'est-à-dire les ensembles moteur-alimentation-autopilotage sont communément appelés actionneurs synchrones (PMSM : Permanent Magnet Synchronous Motors).

I. 7. DIFFERENTS TYPES DE MACHINES A AIMANTS PERMANENTS

Il existe plusieurs manières de classer les machines synchrones à aimants permanents. La plus utilisées est celle qui est basée sur la façon de déposer les aimants et de les associer aux matériaux magnétiques au niveau du rotor. Cette classification permet de mettre en évidence les propriétés spécifiques de chaque type de structure de machine obtenue. On distingue ces trois grandes familles :

I. 7.1. Moteur à rotor intérieur

Le moteur à rotor interne a une configuration classique. Le rotor est constitué d'aimants assemblés sur une douille magnétique. Le stator est similaire à celui des machines triphasées à induction.

La figure (I.5) montre un exemple de moteur à rotor interne.

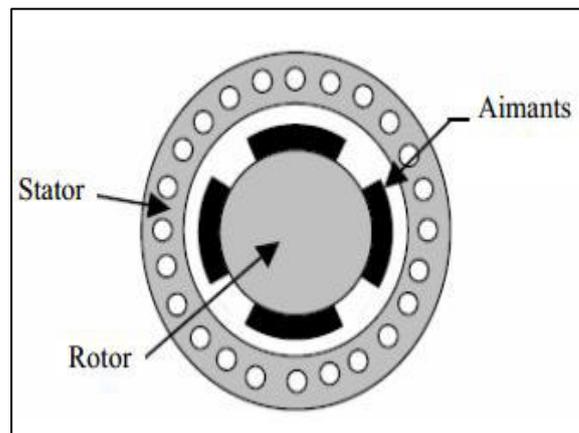


Figure.I.5 Moteur à rotor intérieur

L'avantage majeur de cette structure est le ratio couple/vitesse qui est élevé. Néanmoins Une difficulté de construction existe, il faut être capable de maintenir les aimants, même à vitesse élevée. Le plus souvent ils sont collés et frétés.

I.7.2. Moteur à rotor extérieur

La figure (I.6) présente la section d'un moteur à rotor externe. Les tôles utilisées au stator ressemblent à celle de l'induit de la machine à courant continu à balais. Ce type de stator est simple à bobiner, car le fil se bobine directement sur le stator section par section.

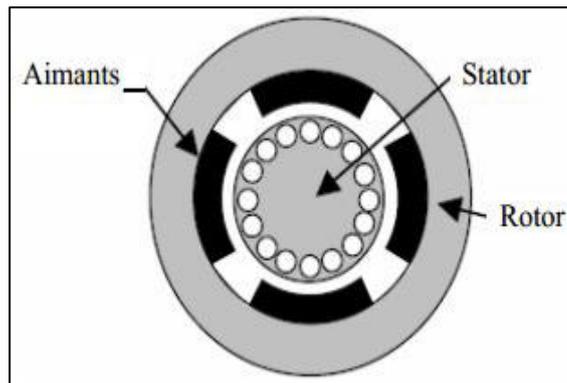


Figure.I.6 Moteur à rotor extérieur

Le rotor est constitué d'aimants montés dans une cloche magnétique permettant la continuité du champ.

Dans cette configuration, il n'y a plus de problème pour maintenir les aimants, car ils sont plaqués sur la cloche par l'action de la force centrifuge.

Cette structure est fréquemment utilisée dans les applications de ventilation pour son faible coût et sa fragilité de fabrication. Cependant, les machines à rotor extérieur ne sont utilisées que pour des applications à vitesse constante.

I. 7. 3 Moteurs à flux axial

Dans certaines applications à encombrement réduit, les machines à entrefer axial ont fait leur apparition (moteur de disque dur d'ordinateur, table tournante, ventilateur). Les aimants sont montés sur un disque magnétique mobile. Les bobines sont fixées en général sur le circuit imprimé avec les composants électroniques. Sous le circuit, une plaque métallique permet au champ de se refermer.

La figure (I.7) représente une coupe d'un moteur à entrefer axial.

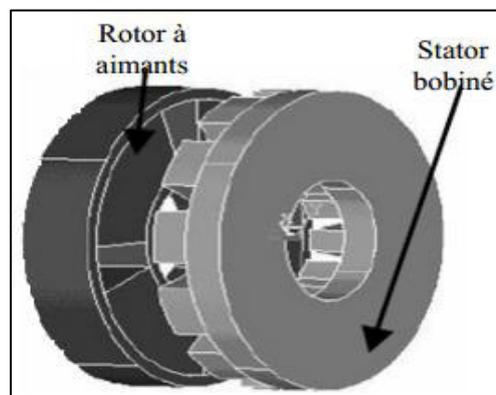


Figure.I. 7 Moteur à flux axial

Les avantages du moteur à entrefer axial sont : un faible coût, sa forme plate et l'absence de couple réactif à faible vitesse.

I. 8. PRINCIPALES STRUCTURES DE LA MSAP

Le rotor d'un moteur synchrone à aimant permanent a une conception spéciale pour donner les caractéristiques exigées. Il existe deux structures de la MSAP selon la disposition des aimants avec les matériaux magnétiques : l'une avec pièces polaires et l'autre sans pièces polaires.

Parmi ces deux catégories, un grand nombre de configurations sont envisageables. Ces différentes possibilités dépendent de la nuance, du sens de l'aimantation, des formes géométriques des aimants et de leurs dispositions au niveau du rotor.

La différence entre les deux structures réside dans le fait que les inductances synchrones ont des valeurs sensiblement moins élevées et les ondulations du couple sont moins importantes pour des machines sans pièces polaires que celle avec pièces polaires [2].

I. 8. 1. Structures avec pièces polaires

Ces machines servent à la concentration du flux d'induction magnétique dans l'entrefer. Pour ce type de machine, il existe aussi plusieurs structures qui diffèrent suivant le sens des aimants et la disposition des pièces polaires au rotor. Les figures (I.6) représentent des exemples de cette structure [13] [12] [14].

L'inductance de l'induit n'est plus constante en fonction de la position du rotor et l'on peut distinguer une inductance dans l'axe longitudinal notée L_d , et une autre dans l'axe transversale notée L_q . Les structures avec pièces polaires entraînent l'existence d'un couple de réactance qui se superpose au couple électromagnétique résultant du couplage rotor-stator, ceci affecte la qualité du couple dont les ondulations seront plus importantes.

I. 8. 2. Structures sans pièces polaires

Dans cette structure, les aimants sont directement placés dans l'entrefer à la surface du rotor constitué d'un noyau central magnétique et maintenu par une frette en fibre de verre ou de carbone. La perméabilité des aimants étant voisine de μ_0 , le rotor vu de l'induit se comporte d'un point de vue magnétique comme un rotor lisse. L'inductance de l'induit est donc indépendante de sa position angulaire (figure (I.8))[13].

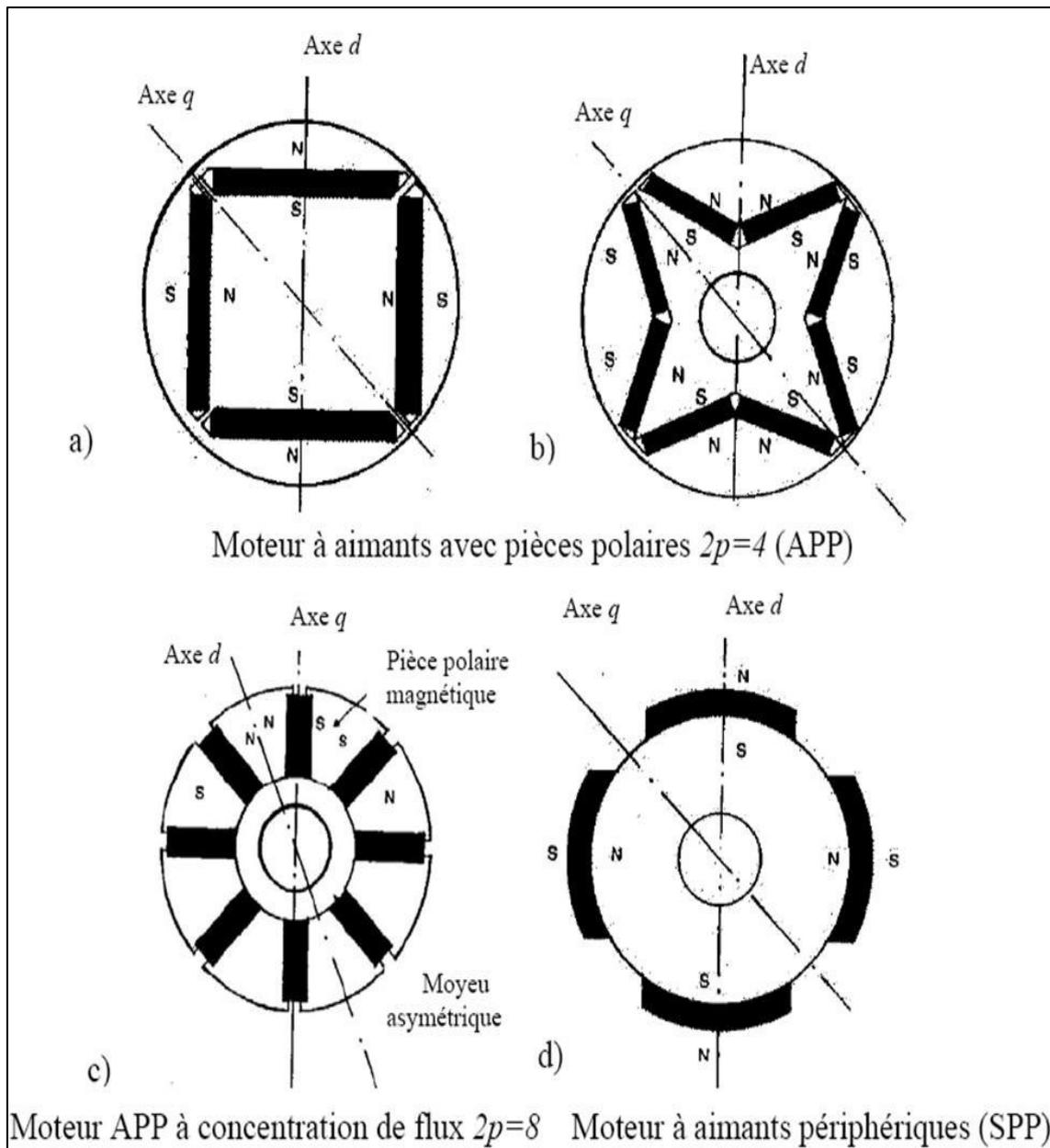


Figure.I. 8: Différentes structures de la roue polaire d'un moteur synchrone à aimants permanents

1.9. DEMARRAGE D'UN MOTEUR SYNCHRONE A AIMANTS PERMANENTS

✓ Démarrage par un dispositif extérieur

Le démarrage de la machine synchrone n'est pas autonome, dans la pratique, pour mettre la machine en fonctionnement, alors qu'elle n'est pas raccordée au réseau, on la lance par une autre machine (moteur électrique ou turbine) à une vitesse très proche de la vitesse de synchronisme $\Omega = \omega_0 / p$.

✓ Démarrage à fréquence progressive

Dans le cas d'un moteur alimenté par un onduleur (dispositif électronique de puissance) on peut démarrer le moteur à partir d'une fréquence très faible que l'on augmente progressivement. Il faut réduire la tension lorsque la fréquence est faible car il n'y a pas beaucoup de force contre-électromotrice. Certains moteurs synchrones destinés à être connectés au réseau disposent cependant d'une alimentation à fréquence variable (électronique ou autre) qui ne sert qu'au moment du démarrage.

I. 10.COMPARAISON ENTRE LA MACHINE SYNCHRONE CLASSIQUE ET LA MSAP

- ✓ Les MSAPs n'exigent pas d'excitation, et grâce à l'absence des pertes par excitation et dans les contacts frottant, elles possèdent un rendement élevé, par contre dans les MS classiques l'excitation est nécessaire, l'enroulement d'excitation tournant et les balais présentent assez fréquemment des défaillances de plus, d'où le rendement est relativement faible.
- ✓ Les MSAPs n'exigent aucun entretien pendant toute la durée de vie, et se caractérisent par une sécurité de fonctionnement plus élevée, mais dans les MS classiques, l'entretien est exigé avec moins de sécurité.
- ✓ Les MSAPs diffèrent de leurs analogues à excitation électromagnétique par la construction des systèmes inducteurs.
- ✓ Les MS classiques peuvent avoir trois modes de fonctionnement, à excitation optimale, sous excitée, et sur excitée. Ce qui les rendent capable d'améliorer le facteur de puissance d'une installation comportant des appareils consommateurs de puissance réactive, ces avantages ne peuvent être donnés par les MSAPs.

La présence de l'inducteur à courant continu, rend le moteur synchrone classique plus coûteux qu'un MSAP, et nécessite de plus une alimentation et un réglage de l'excitation.

I. 11. COUPLE DES MACHINES A AIMANTS PERMANENTS

En général, le couple total développé par les machines à aimants permanents est composé de trois types de couples.

a. Couple de détente

Lorsque les aimants tournent avec le rotor et passent devant les dents du stator, ils rencontrent une réluctance variable. Cette variation de la réluctance entraîne un couple de valeur moyenne nulle que l'on appelle couple de détente.

Pour tenter de l'annuler, les encoches peuvent être inclinées d'un pas d'encoche, mais cela rend plus difficile l'opération de bobinage. Il est préférable d'incliner les aimants "ou l'aimantation des pôles " plutôt que les encoches.

b. Couple de réluctance

Appelé aussi couple de saillance, il est dû aux variations des inductances des enroulements statoriques en fonction de la position du rotor. Il faut noter que dans le cas d'aimants montés en surface, le flux d'induit rencontre la même réluctance quelle que soit la position du rotor. Il n'y a pas donc pour ces moteurs de couple de réluctance à prendre en compte.

c. Couple mutuel

Il est dû à l'interaction des deux champs statorique et rotorique.

Conclusion

Dans ce chapitre je représente la machine synchrone à aimant permanent et leurs domaine d'application et aussi leurs avantages et les inconvénients.

La machine à aimants englobe toute une variété de structures. Le choix d'une structure est lié à l'application et la notion prix performants, l'excitation des machines synchrones par aimants permanentes offre plusieurs avantages. Elle permet la suppression des pertes par effet joule et une réduction de l'encombrement.

Modélisation du moteur synchrone à aimants permanents

Introduction

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

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

Le moteur synchrone est fortement pénalisé par l’absence du couple hors du synchronisme alimenté par des réseaux à fréquence fixe, il doit être lancé à la vitesse de synchronisme pour fournir un couple électromagnétique. Pour pallier ces difficultés, il doit être muni d’une alimentation à fréquence variable, qui est généralement un onduleur à MLI.

Dans ce chapitre, on présentera la modélisation d’une machine synchrone à aimants permanents associée à un convertisseur statique (un onduleur à MLI).

II. MODELISATION DE LA MACHINE SYNCHRONE A AIMANTS PERMANENTS

II.1 Introduction

L'étude analytique des systèmes électromagnétiques ne peut se faire qu'en utilisant un certain nombre d'hypothèses simplificatrices. La simulation numérique est devenue alors le meilleur moyen pour décrire d'une manière très proche, le fonctionnement de l'ensemble convertisseur-commande-machine tournante.

La méthode de modélisation du système globale étudié à la particularité de décomposer le système complet en plusieurs sous-systèmes ou des blocs séparés. Ce qui facilite le développement des programmes de simulation numérique.

II.2 Description

La structure de la machine synchrone à aimants permanents comporte trois enroulement statoriques triphasés (a, b, c) décalées entre elle par un angle de $(2\pi/3)$. Les aimants permanents sont représentés par un enroulement alimenté par une source de courant continu'' i_f ''

- Un axe d'aimantation rotorique longitudinale (d) ;
- Un axe inter polaire en quadrature (q), déphase de $(\pi/2)$ par rapport à l'axe (d) ;
- La position du rotor est repérée par l'angle électrique : $\theta = \theta_0 + \omega t$

Avec : θ_0 : L'angle électrique initial, et ω : La pulsation des grandeurs électriques.

La relation qui relie la fréquence électrique ω et la vitesse de rotation mécanique du rotor Ω présente par l'expression suivante : $\omega = p.\Omega$.

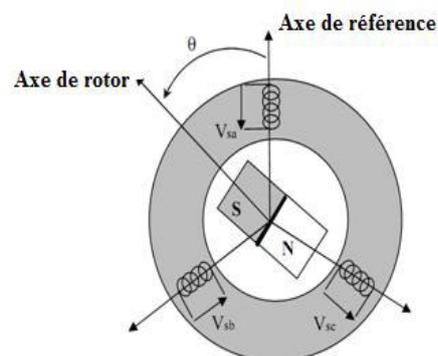


Figure. II.1: Représentation de MSAP

II.3 Hypothèses simplificatrices

Afin de simplifier le modèle, ont considéré les hypothèses simplificatrices suivantes :

1. Machine à pôle lisses.
2. Machine non saturée.
3. Les pertes ferromagnétiques négligeables.
4. L'influence de l'effet de peau et de l'échauffement sur les caractéristiques n'est pas prise en comptes [14] [15].

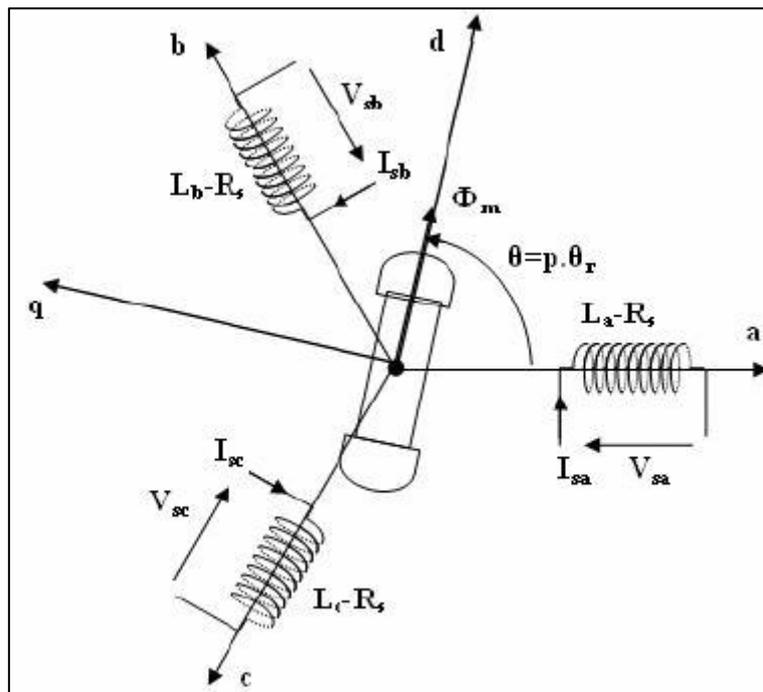


Figure. II.2 : Représentation schématique de la MSAP dans l'espace électrique

II.4 Mise en équation de la machine

On distingue trois types d'équations qui définissent internement le comportement de la machine à savoir

- 1) Les équations électriques.
- 2) Les équations magnétiques.
- 3) Les équations mécaniques.

II.4.1 Les équations électriques

❖ au stator

Les équations dynamiques par phase de la machine s'écrivent comme suit:

$$\begin{cases} V_{sa} = R_s I_{sa} + \frac{d\varphi_{sa}}{dt} \\ V_{sb} = R_s I_{sb} + \frac{d\varphi_{sb}}{dt} \\ V_{sc} = R_s I_{sc} + \frac{d\varphi_{sc}}{dt} \end{cases} \quad (II.1)$$

En désignant par :

V_{sa}, V_{sb} et V_{sc} : Les tensions appliquées aux trois phases statoriques.

I_{sa}, I_{sb} et I_{sc} : Les courants qui traversent celles-ci.

$\varphi_{sa}, \varphi_{sb}, \varphi_{sc}$: Les flux totaux à travers ces enroulements.

R_s : Leur résistance.

Les équations précédentes peuvent s'écrire sous forme matricielle :

$$[V_{sabc}] = [R_{sabc}][I_{sabc}] + \frac{d}{dt}[\varphi_{sabc}] \Rightarrow \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{sa} \\ I_{sb} \\ I_{sc} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_{sa} \\ \varphi_{sb} \\ \varphi_{sc} \end{bmatrix} \quad (II.2)$$

Nous définissons $[V_s], [I_s], [\varphi_s]$ comme tensions, courants et flux triphasés du stator de la machine.

II. 4.2 Equations magnétiques

Les relations entre flux et courants s'écrivent comme suite :

$$\begin{cases} \varphi_{sa} = L_{aa}I_{sa} + L_{ab}I_{sb} + L_{ac}I_{sc} + \varphi_{ma} \\ \varphi_{sb} = L_{ab}I_{sa} + L_{bb}I_{sb} + L_{bc}I_{sc} + \varphi_{mb} \\ \varphi_{sc} = L_{ac}I_{sa} + L_{bc}I_{sb} + L_{cc}I_{sc} + \varphi_{mc} \end{cases} \quad (II.3)$$

$L_{aa} I_{sa}$: Flux propre de la phase 'a' sur 'a'.

$L_{ab} I_{sb}$: Flux mutuel de la phase 'b' sur 'a'.

$L_{ac} I_{sc}$: Flux mutuel de la phase ‘c’ sur ‘a’.

φ_{ma} : Flux mutuel de l’aimant sur la phase ‘a’.

❖ Sous forme matricielle on a :

$$[\varphi_{s;abc}] = [L_{ss}] [I_{sabc}] + [\varphi_{mabc}] \quad (II.4)$$

Avec : $[\varphi_{mabc}]$: La matrice du flux de fuite du à l’aimant permanent.

En désignant par :

$$\begin{aligned} \varphi_{ma} &= \varphi_{\max} \cos(\theta) \\ \varphi_{mb} &= \varphi_{\max} \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \varphi_{mc} &= \varphi_{\max} \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{aligned}$$

$[L_{ss}]$: La matrice d’inductance du stator variable avec la position du rotor.

$$\text{Et : } [L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \quad (II.5)$$

En désignant par :

L_{aa}, L_{bb}, L_{cc} : Les inductances propres des phases statorique.

$L_{ab}, L_{ba}, L_{ac}, L_{ca}, L_{bc}, L_{cb}$: Les inductances mutuelles entre phases statorique.

Dans les équations (II.3) (II.5), on suppose que les inductances mutuelles sont symétriques de sorte que :

$(L_{ab}=L_{ba}), (L_{ac}=L_{ca}), (L_{bc}=L_{cb})$. La valeur de chaque inductance varie en fonction de la position électrique du rotor. Les inductances par phases L_{aa}, L_{bb}, L_{cc} sont maximums lorsque l’axe q est en ligne avec chaque phase. Les inductances mutuelles L_{ab}, L_{ac}, L_{bc} sont à valeur maximale lorsque l’axe q est mi-chemin entre les phases [16] [17].

Donc :

$$\Rightarrow \begin{bmatrix} \varphi_a \\ \varphi_b \\ \varphi_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} + \phi_{\max} \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (11.6)$$

II. 4.3. Équation mécanique

Pour simuler la machine, en plus des équations électriques il faut ajouter l'équation du mouvement du système. Le couple électromagnétique est donné par la dérivée partielle de la coénergie par rapport à l'angle mécanique entre le rotor et le stator.

$$J \frac{d\Omega}{dt} + F_r \Omega_r = C_e - C_r \quad (11.7)$$

Avec :

J : Moment d'inertie des masses tournantes.

C_r : Couple résistant imposé à l'arbre de la machine.

C_{em} : Couple électromagnétique.

Ω_r : Vitesse mécanique de rotation ($\Omega_r = \omega/P$).

f : coefficient de frottement visqueux.

✓ La puissance instantanée d'entrée peut être écrite comme suit :

$$P(t) = V_{sa} I_{sa} + V_{sb} I_{sb} + V_{sc} I_{sc} \quad (11.8)$$

On note que cette approche implique l'obtention d'un ensemble d'équations différentielles non linéaires à coefficients variantes dans le temps. La solution explicite d'un tel système est très complexe et rarement utilisée.

On fait donc appel aux modèles orthogonaux de la machine. Dans le cadre de ces techniques, la machine est remplacée par une machine fictive ayant des enroulements mutuellement couplés et placés sur deux axes orthogonaux. On applique le modèle (d, q), dit de Park. Ce modèle représente bien le comportement et les propriétés de la machine réelle. Il

permette d'étudier le comportement transitoire des machines ainsi que leurs performances en régime déséquilibré.

II. 5. Représentation de la MSAP dans le système d'axe d, q

Transformation de Park :

En écrivant les équations électriques des tensions en grandeurs réelles, on peut constater que le système n'est pas linéaire. Cela présente une difficulté pour la résolution du système d'équations. Afin de s'affranchir de cet obstacle, la transformation de Park est utilisée pour obtenir une formulation algébrique plus simple. Ainsi, les enroulements statorique sont transformés en enroulements orthogonaux (d, q). Le repère de Park ainsi construit, est un repère lié au rotor.

Pour passer du système triphasé, au système biphasé, dq,(réciproquement) il faut utiliser les transformations de suivantes :

$$[X_{dqo}] = [P(\theta)][X_{abc}] \quad (II.9)$$

Où :

$$[X_{abc}] = [P(\theta)]^{-1} [X_{dqo}] \quad (II.10)$$

X_{abc} : représente les valeurs du courant, tension ou flux.

X_d, X_q : représentent les composantes longitudinale et transversale des variables statoriques (tensions, courants, flux et inductances).

θ : l'angle le électrique désignant la position du rotor par rapport au stator.

$[P(\theta)]$ et $[P(\theta)]^{-1}$ sont les matrices de passage directe (1.9) et inverse (II.10) appelée matrice de Park, qui sont données par :

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

$$[\mathbf{P}(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.12})$$

L'angle θ est défini comme suit : $\theta = \int_0^t \omega(t) dt$

Tel que :

θ : Angle entre l'axe magnétique (a) et l'axe longitudinal (d).

ω : Vitesse de rotation du référentiel choisi.

Selon le choix de ω , on distingue :

- Référentiel lié au stator :

Tant que le stator est fixe, la vitesse du repère de PARK est :

$$\omega_\theta = \omega_s = 0$$

- Référentiel lié au rotor :

Dans ce cas la vitesse du repère (d, q) est celle du rotor c'est-à-dire ω_r :

$$\omega_\theta = \omega_r$$

- Référentiel lié au champ tournant :

La vitesse du repère de PARK est celle du champ tournant :

$$\omega_\theta = \omega$$

ω : Pulsation de l'alimentation.

On choisit le référentiel de Park. (d, q) lié au rotor.

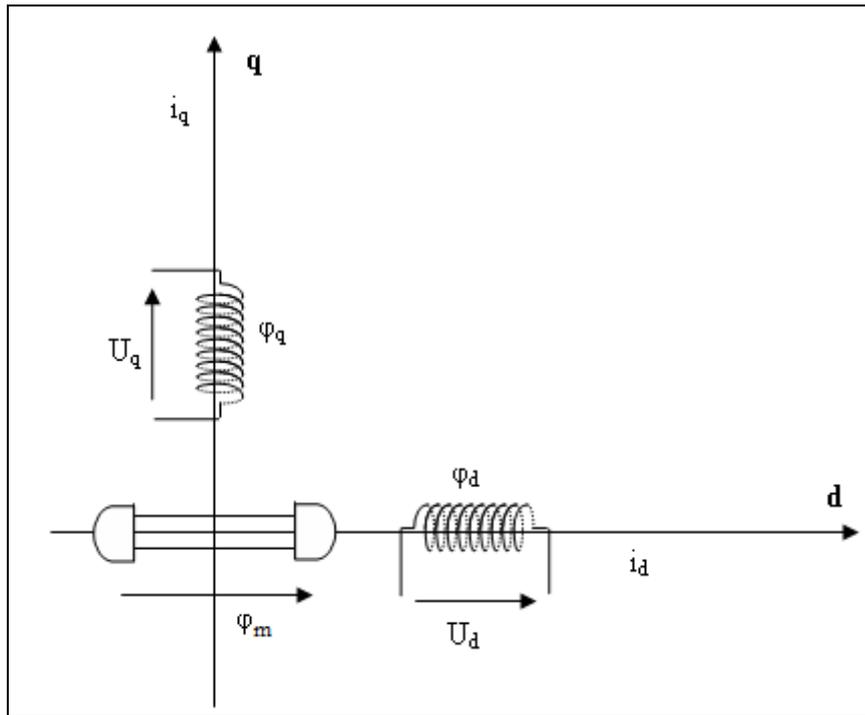


Fig. II.3 : Schéma équivalent de la MSAP dans le référentiel de Park.

II. 5. 1. Mise en équations dans le système d'axes d-q

II. 5 .1.1 Équations des tensions

Dans cette partie je représente les équations du MSAP pour un système biphasé ; en appliquant la transformation de Park à l'équation (II.11) on obtient :

$$[V_{dq0}] = [P(\theta)][V_{sabc}] = [P(\theta)] \left([R_s][I_{sabc}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{s,abc}] \right) \quad (II.13)$$

En appliquant la transformation inverse de Park au courants et flux on obtient :

$$[I_{dq0}] = [P(\theta)]^{-1}[I_{s,abc}] \quad (II.14)$$

Telle que :

V_{dq0} : sont les composantes direct, en quadrature et homopolaire de la tension.

I_{dq0} : sont les composantes direct, en quadrature et homopolaire du courant.

On peut écrire l'équation de la tension (1.13) sous la forme :

$$[V_{dqo}] = [P(\theta)] \left([R_s] p[\theta]^{-1} [I_{dqo}] + \frac{d}{dt} [p(\theta)]^{-1} [\varphi_{dqo}] \right) \quad (II.15)$$

$$[V_{dqo}] = P(\theta) [R_s] [P(\theta)]^{-1} [I_{dqo}] + \frac{d}{dt} [p(\theta)] [P(\theta)]^{-1} [\varphi_{dqo}] \quad (II.16)$$

On a :

$$P(\theta) [R_s] [P(\theta)]^{-1} [I_{dqo}] = [R_s] [I_{dqo}] \quad (II.17)$$

$$\begin{aligned} [P(\theta)] \left(\frac{d}{dt} [p(\theta)]^{-1} [\varphi_{dqo}] \right) &= [p(\theta)] \left\{ \left(\frac{d}{dt} [p(\theta)]^{-1} \right) [\varphi_{dqo}] + [p(\theta)]^{-1} \frac{d}{dt} [\varphi_{dqo}] \right\} \\ &= [P(\theta)] \left(\frac{d}{dt} [p(\theta)]^{-1} [\varphi_{dqo}] \right) + \left[p(\theta) [P(\theta)]^{-1} \left(\frac{d}{dt} [\varphi_{dqo}] \right) \right] \end{aligned} \quad (II.18)$$

Après simplification de l'équation (II.18) on a :

$$[P(\theta)] \frac{d}{dt} [p(\theta)]^{-1} [\varphi_{dqo}] = [P(\theta)] \left(\frac{d}{dt} [p(\theta)]^{-1} [\varphi_{dqo}] \right) + \left[\frac{d}{dt} [\varphi_{dqo}] \right]$$

En prenant le dérivé de l'équation (1.12), nous obtenons :

$$\frac{d}{dt} [p(\theta)]^{-1} = p\omega_r \cdot \begin{bmatrix} -\sin(\theta) & -\cos(\theta) & 0 \\ -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & 0 \\ -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{4}\right) & -\cos\left(\theta - \frac{2\pi}{4}\right) & 0 \end{bmatrix} \quad (II.19)$$

En multipliant les équations [1.19] et [1.11] nous obtenons :

$$[P(\theta)] \frac{d}{dt} [p(\theta)]^{-1} = p\omega_r \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (II.20)$$

$$[P(\theta)] \frac{d}{dt} [P(\theta)]^{-1} [\varphi_{dqo}] = p\omega_r \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} [\varphi_{dqo}] + \frac{d}{dt} [\varphi_{dqo}] \quad (\text{II.21})$$

On remplace (1.17) et (1.18) dans l'équation (II.13) :

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ V_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_o \end{bmatrix} + p\omega_r \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_d \\ \varphi_q \\ \varphi_o \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_d \\ \varphi_q \\ \varphi_o \end{bmatrix} \quad (\text{II.22})$$

Puisque le système est équilibré $V_o = 0$ on obtient finalement le modèle électrique dynamique pour l'enroulement statorique biphasé équivalent :

$$\begin{cases} V_d = R_s I_d + \frac{d\varphi_d}{dt} - p\omega_r \varphi_q \\ V_q = R_s I_q + \frac{d\varphi_q}{dt} + p\omega_r \varphi_d \end{cases} \quad (\text{II.23})$$

II. 5.1.2 Équations des flux

$$[\varphi_{dqo}] = [P(\theta)]^{-1} [\varphi_{s,abc}] \quad (\text{II.24})$$

φ_{dqo} : sont les composantes direct, en quadrature et homopolaire du flux.

On a :

$$\begin{bmatrix} \varphi_a \\ \varphi_b \\ \varphi_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} + \phi_{\max} \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (\text{II.25})$$

Alors :

$$[P^{-1}](\theta) \begin{bmatrix} \varphi_d \\ \varphi_q \\ \varphi_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} [P^{-1}](\theta) \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_0 \end{bmatrix} + \varphi_{\max} \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (II.26)$$

On multiplie par la matrice $[P](\theta)$ on obtient :

$$\begin{bmatrix} \varphi_d \\ \varphi_q \\ \varphi_0 \end{bmatrix} = [P](\theta) \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} [P^{-1}](\theta) \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_c \end{bmatrix} + \varphi_{\max} [P](\theta) \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (II.27)$$

Après développement :

$$\begin{bmatrix} \varphi_d \\ \varphi_q \\ \varphi_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 & 0 \\ 0 & L_q & 0 \\ 0 & 0 & L_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_0 \end{bmatrix} + \varphi_m \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (II.28)$$

Donc les équations du flux d'axe directe (d) et en quadratique (q) s'écrivent comme suivant :

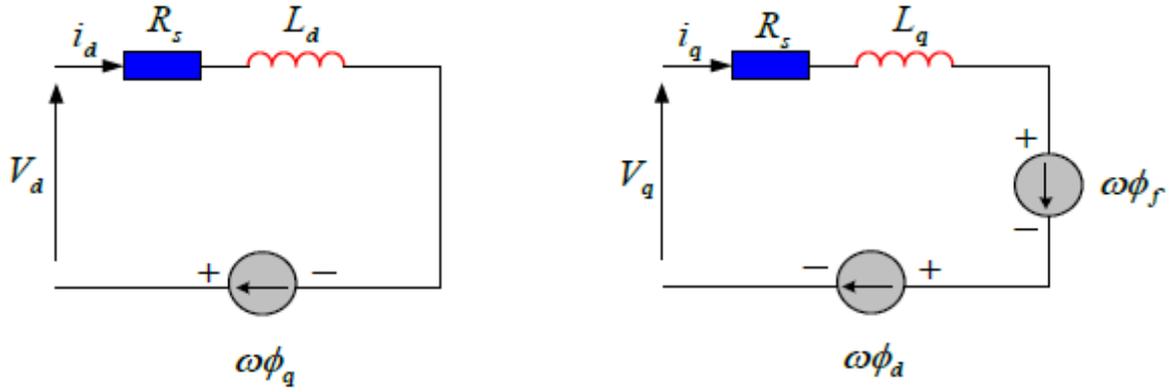
$$\begin{cases} \varphi_d = L_d I_{ds} + \varphi_m \\ \varphi_q = L_q I_{qs} \end{cases} \quad (II.29)$$

Où φ_m est le flux d'excitation constant des aimants permanents.

➤ Le circuit équivalent du MSAP dans le système d'axe d-q

En remplaçant les expressions des flux φ_d et φ_q dans le système (1.16) on aura Le modèle électrique du MSAP sous la forme suivante :

$$\begin{cases} V_d = R_s I_d - L_q p \omega_r I_q + L_d \frac{dI_d}{dt} \\ V_q = R_s I_q + L_d p \omega_r I_d + L_q \frac{dI_q}{dt} + p \omega_r \varphi_m \end{cases} \quad (II.30)$$



a : Circuit équivalent de l'axe d

b : Circuit équivalent de l'axe q

Figure. II.4 : Circuit équivalent de la machine synchrone dans le repère de Park

II. 5.1.3 Équation de couple et la puissance électromagnétique instantanée

Le couple électromagnétique "Ce "est produit par l'interaction entre les pôles formés par les aimants du rotor et les pôles engendrés par les FMMs dans l'entrefer générées par les courants statoriques [18].

L'expression du couple Ce, est obtenue à partir de celle de la puissance instantanée absorbée par la machine :

$$P(t) = V_{sa} I_{sa} + V_{sb} I_{sb} + V_{sc} I_{sc} = \frac{3}{2} (V_d I_d + V_q I_q) \tag{II.31}$$

En remplaçant (II.30) dans (II.31) et on obtient :

$$p(t) = [(R_s (I_d^2 + I_q^2)] + [I_d \frac{d\phi_d}{dt} + I_q \frac{d\phi_q}{dt}] + \omega[\phi_d I_q - \phi_q I_d] \tag{II.32}$$

Où :

- ✓ Le 1^{er} terme représente la chute de tension Ohmiques (pertes par effet joule).
- ✓ Le 2^{ème} terme représente la variation de l'énergie magnétique emmagasinée.
- ✓ Le 3^{ème} terme représente la puissance transférée du stator au rotor à travers l'entrefer (puissance électromagnétique).

Donc l'expression de la puissance électromagnétique est donnée par l'équation suivante :

$$P_e = \omega[\phi_d I_q - \phi_q I_d] = p\Omega[\phi_d I_q - \phi_q I_d] \tag{II.33}$$

Sachant que :

$$C_e = \frac{P_e}{\Omega}$$

Donc :

$$C_e = p[\varphi_d I_q - \varphi_q I_d] \quad (II.34)$$

En remplaçant φ_d et φ_q par leur expressions il vient :

$$C_e = p[(L_d - L_q)I_q I_d + \varphi_m I_q] \quad (II.35)$$

Le 1^{er} terme : Couple supplémentaire dû à la saillance des pôles.

Le 2^{ème} terme : Couple que l'on obtiendrait avec une machine à pôles lisses.

L'équation de mouvement de la machine est :

$$C_{em} - C_r - f\Omega_r = J \frac{d\Omega_r}{dt} \quad (II.36)$$

Avec :

J : Moment d'inertie des masses tournantes.

f : Coefficient de frottement visqueux.

Cr : Couple résistant imposé à l'arbre de la machine.

Ce : Couple électromagnétique.

Ω : Vitesse mécanique de rotation ($\omega = p\Omega$).

II. 6. Mise sous forme d'équation d'état

On peut déduire la forme finale du modèle de la MSAP dans le référentiel d-q en fonctionnement normal, c'est-à-dire l'unique perturbation inconnue c'est le couple de charge appliqué à la machine et on considère les tensions (V_d, V_q) et le flux d'excitation (φ_m) comme grandeurs de commande, les courants statoriques (I_d, I_q) comme variables d'état. Soit le système d'équations suivant :

$$\begin{aligned} [\dot{X}] &= [A][X] + [B][U] \\ [Y] &= [C][X] + [D][U] \end{aligned} \quad (II.37)$$

[A] : la matrice fondamentale qui caractérise le système.

[B] : la matrice d'entrée.

[C] : la matrice de sortie.

[D] : la matrice de transmission direct.

[U] : le vecteur de commande.

[X] : le vecteur d'état.

Sous forme matricielle on peut écrire le système d'équations comme suit :

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

On écrit l'équation suivant :

$$\begin{cases} V_d = R_s I_d + L_d \frac{d}{dt} I_d - L_q p \omega_r I_q \\ V_q = R_s I_q + L_q \frac{d}{dt} I_q + L_q p \omega_r I_d + p \omega_r \varphi_m \end{cases} \quad (II.38)$$

Donc:

$$\begin{cases} \frac{dI_d}{dt} = -\frac{R_s}{L_d} I_d + \frac{L_q}{L_d} p \omega_r I_q + \frac{1}{L_d} V_d \\ \frac{dI_q}{dt} = -\frac{R_s}{L_q} I_q - \frac{L_d}{L_q} p \omega_r I_d + \frac{1}{L_q} V_q - \frac{1}{L_q} p \omega_r \varphi_m \end{cases} \quad (II.39)$$

Ce système se simplifie dans le cas d'une MSAP à rotor lisse ($L_d=L_q=L_s$) :

$$\begin{bmatrix} \frac{d}{dt} I_d \\ \frac{d}{dt} I_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_q} & p \omega_r \frac{L_q}{L_d} \\ -p \omega_r \frac{L_d}{L_q} & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} & -\frac{p \omega_r}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ \varphi_m \end{bmatrix} \quad (II.40)$$

Alors :

$$X = \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} \quad U = \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ \varphi_m \end{bmatrix}$$

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & \frac{L_q}{L_d} p\omega_m \\ -\frac{L_d}{L_q} p\omega_m & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} \quad B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} & -\frac{1}{L_q} p\omega_m \end{bmatrix} \quad C = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

Schéma fonctionnelle de la MSAP

D'après les équations précédant, on utilise la transformation de Laplace et on obtient le système d'équations suivant :

Avec : $p\omega_r = \omega$ vitesse électrique

$$\left\{ \begin{array}{l} Ce = \frac{3}{2} p [(L_d - L_q) I_d I_q + \varphi_m I_q] \\ \frac{\Omega}{Ce - Cr} = \frac{1}{JS + F} \\ \frac{I_q}{V_q - \omega L_d I_d - \omega \varphi_m} = \frac{1}{L_q S + R_s} \\ \frac{I_d}{V_d + \omega L_q I_q} = \frac{1}{L_d S + R_s} \end{array} \right. \quad (11.41)$$

Bloc de simulation d'une MSAP alimentée en tension

Dans cette partie, je simule en boucle ouverte le modèle que j'ai élaborée de la MSAP,

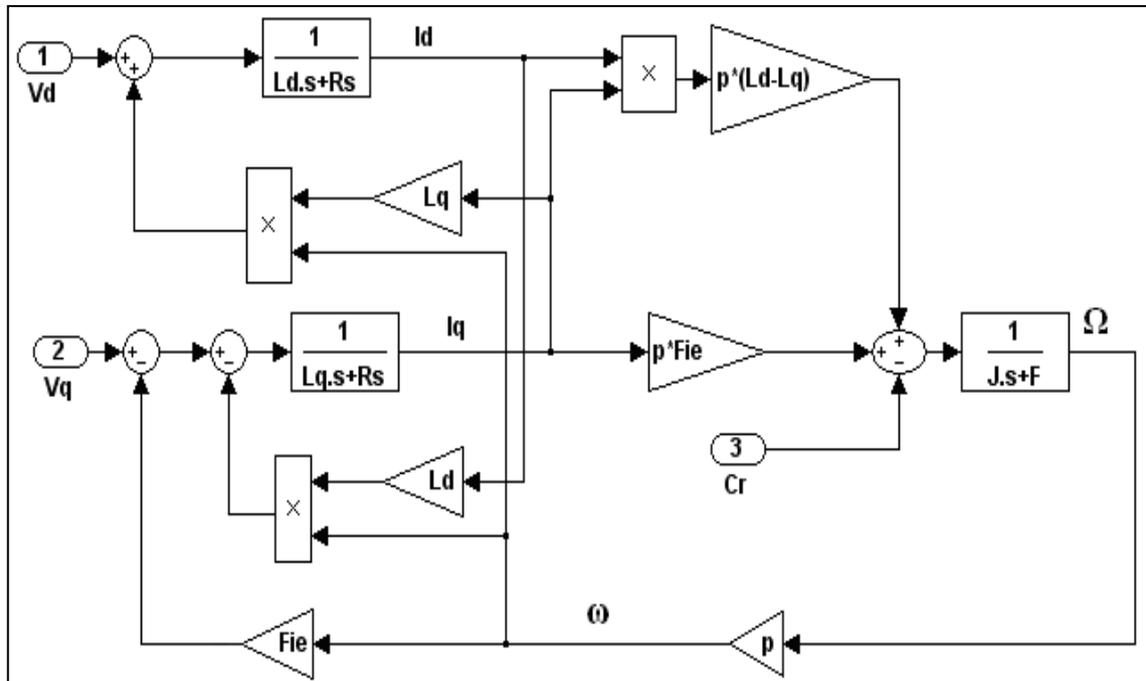


Figure. II.5 : Schéma bloc d'une MSAP alimentée en tension

II. 7 Modélisation de l'association MSAP-Onduleur de tension

Les onduleurs de tension, associés aux machines à courant alternatif, sont 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, notamment l'utilisation sans cesse grandissante des processeurs de signaux (DSP "Digital Signal Processing ") [17]. Je vais présenter dans ce qui suit la modélisation de l'association de la MSAP.

Les machines électriques alimentées par des convertisseurs statiques dont le schéma de principe est représenté par la Figure (II.6)

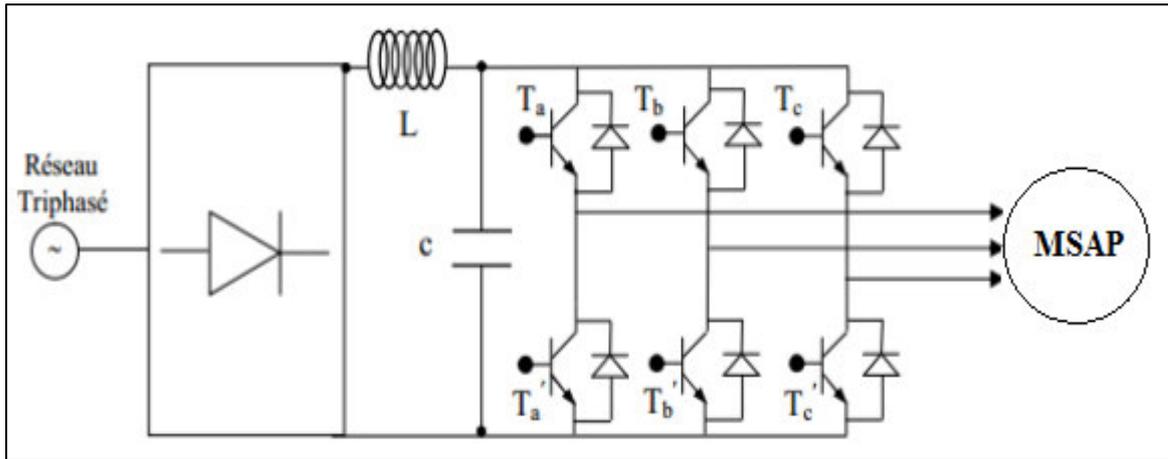


Figure. II.6: Schéma de l'association machine synchrone-onduleur de tension.

II. 7. 1 Définition de l'onduleur

L'onduleur est un convertisseur statique assurant la conversion continu-alternatif. Si on dispose à l'entrée d'une tension continue, grâce à des semi-conducteurs, on relie chacune des bornes du récepteur une tension tantôt positive, tantôt négative [19] [20].

On distingue plusieurs types d'onduleurs :

- ✓ Selon la source : " Onduleurs de tension, ou de courant ;
- ✓ Selon le nombre de phases (monophasé, triphasé, etc.),
- ✓ Selon le nombre de niveaux (2,3, etc.).

II. 7. 2 Modélisation de l'onduleur de tension

L'onduleur de tension alimente la MSAP peut être idéalement comme représenté dans la figure précédant, où T_i et T'_i ($i=a, b, c$) sont des transistors MOSFET, S_i et S'_i sont les commandes logiques qui leur sont associées telle que :

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

Le convertisseur coté réseau est constituée d'un redresseur triphasé à diodes qui permet de disposer d'une source de courant continue à partir d'une source alternative et d'un filtre, et le convertisseur coté machine, et un onduleur de tension triphasé.

On considère que la machine synchrone est couplée en étoile. Les tensions d'entrée de l'onduleur (V_{A0} , V_{B0} , V_{C0}), sont référencées par rapport à un point milieu d'un pont diviseur fictif d'entrée O. Le neutre de la machine n'est pas connecté au point milieu O de l'onduleur, par conséquent la somme des courants des phases statoriques est nulle. Dans ce cas la mesure de deux courants de phase suffit. La figure (II.7) illustre la structure de l'onduleur triphasé.

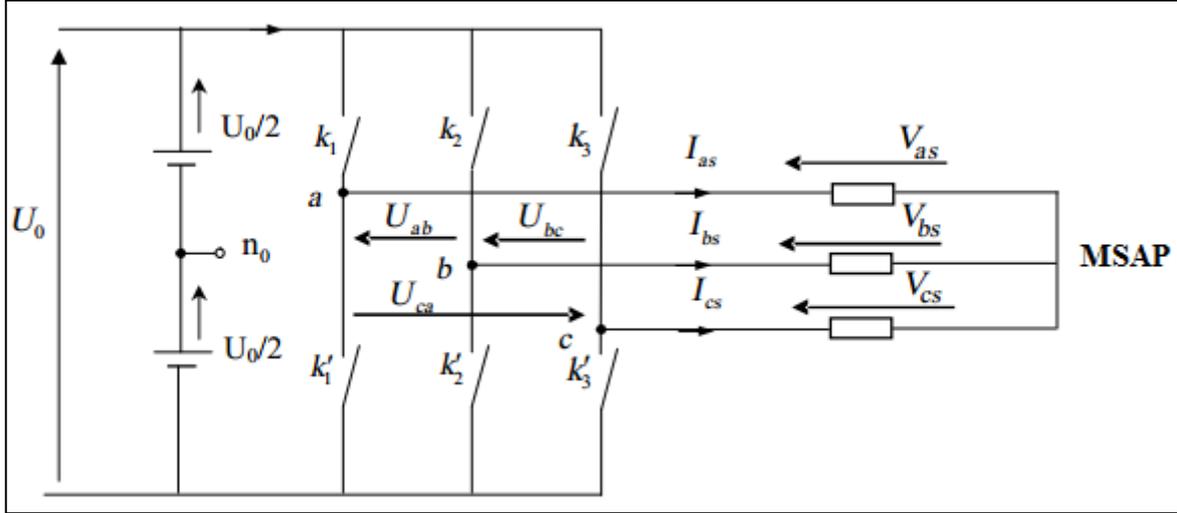


Figure. II. 7 : Schéma équivalent de l'onduleur

Les tensions de lignes délivrées par l'onduleur sont :

$$U_{ab} = V_{as} - V_{bs} = U_0 (S_a - S_b) \quad (II.42)$$

$$U_{bc} = V_{bs} - V_{cs} = U_0 (S_b - S_c) \quad (II.43)$$

$$U_{ca} = V_{cs} - V_{as} = U_0 (S_c - S_a) \quad (II.44)$$

La tension V_{as} , V_{bs} et V_{cs} forment un système de tension triphasée équilibrées alors :

De (II.41) et (II.43) on trouve :

$$V_{as} = \frac{U_0}{3}(2S_a - S_b - S_c) \quad (II.45)$$

Donc :

$$\begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} U_0 \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (II.46)$$

II. 7. 3 Commande de l'onduleur par technique MLI triangle-sinusoidale

Pour la commande de l'onduleur on a choisi la technique MLI triangle sinusoidale, qui permet de faire varier la valeur du fondamental de la tension de sortie et de repousser vers des fréquences élevées les harmoniques de la tension de sortie ce qui facilite le filtrage.

Le principe de la stratégie triangle-sinusoidale consiste à comparer un signal triangulaire de fréquence " f " appelée porteuse, aux trois tensions de référence sinusoidales de fréquence f, les instants où se produisent les intersections de la porteuse et de la référence déterminent la durée d'ouverture et de fermeture des interrupteurs [21]. La figure ci-dessous représente le principe de la technique MLI triangle-sinusoidale.

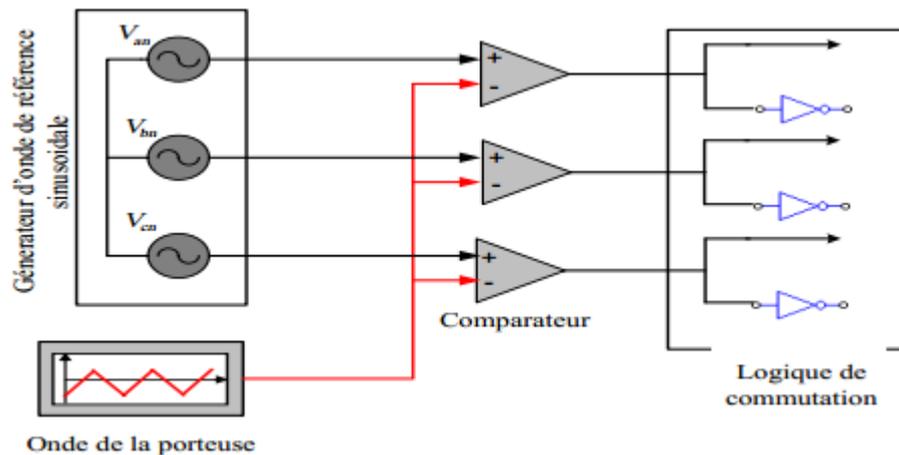


Figure. II. 8 Schéma du principe de la technique MLI triangle-sinusoidale

COMMANDE VECTORIELLE DU MOTEUR SYNCHRONE A AIMANTS PERMANENTS

III.1 INTRODUCTION

La machine à courant continu (MCC) occupe encore une grande partie du marché de la variation de vitesse dans la robotique. On utilise la machine à excitation série pour la traction électrique et à excitation séparée pour la robotique. Cette machine nécessite un entretien relativement lourd et possède une puissance massique inférieure et un coût supérieur aux autres machines, telles les machines synchrones ou asynchrones.

La difficulté de commander une machine synchrone réside dans le fait que le modèle mathématique de Park est non linéaire multi-variable et fortement couplé.

En 1971, des chercheurs allemands *Blashke* et *Hass* ont proposé une nouvelle théorie de commande par l'orientation du champ où le vecteur courant statorique sera décomposé à deux composantes. L'une assure le contrôle du flux et l'autre agit sur le couple et rend sa dynamique identique à celle de la machine à courant continu (MCC) [22]. La technique est connue sous le nom de commande vectorielle. Plusieurs stratégies existent pour la commande vectorielle des machines synchrones à aimants permanents (MSAP) selon la façon dont le couple électromagnétique est produit.

Ce chapitre présente la commande vectorielle appliquée à la MSAP. La boucle de courant et la boucle de vitesse sont régulées à l'aide des correcteurs PI. Des résultats de simulation sont présentés pour montrer les performances de la régulation proposée.

III. 2 PRINCIPE DE LA COMMANDE VECTORIELLE

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.

Habituellement, la composante d'axe "d" du courant statorique joue le rôle de l'excitation et permet de régler la valeur du flux dans la machine. La composante d'axe "q" joue le rôle du courant d'induit et permet de contrôler le couple [18].

L'objectif principal de la commande vectorielle des MSAP est donc de contrôler le couple de manière optimale selon un critère choisi. Le critère choisi correspond souvent à la minimisation des pertes Joule à couple donné. Mais ce critère demande la solution d'un problème d'optimisation qui impose le contrôle simultané des courants "Id" et I .Pour simplifier la commande, on fixe souvent le courant Id de manière que le couple soit proportionnel à "Iq" dans une plage de vitesse donnée [23].

La figure (III.1) ci-dessous qui montre que la position instantanée du rotor, et par conséquent le flux rotorique est situé à un angle θ par rapport à l'axe α , du référentiel (α, β) liée au stator. L'application de la commande vectorielle nécessite que l'axe de la composante "Iq" soit en quadrature par rapport au flux rotorique.

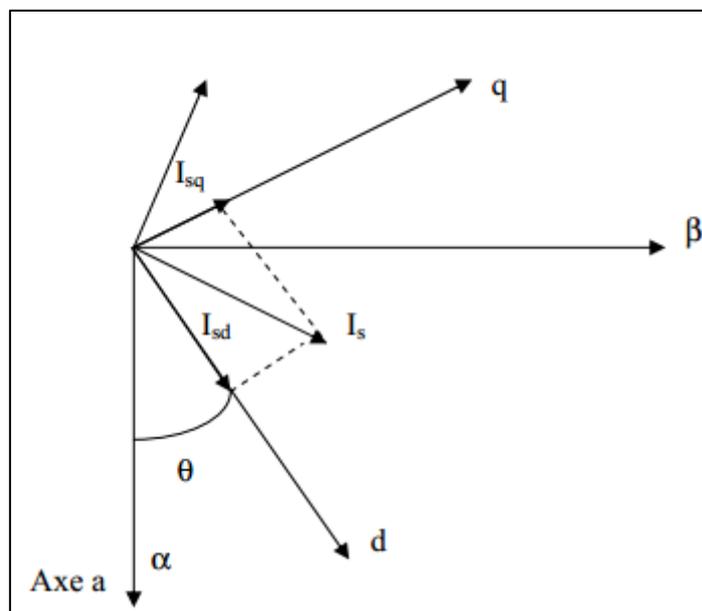


Figure. III. 1 : Diagramme de phase de la MSAP dans le référentiel (d, q) lié au champ tournant.

Par conséquent, la composante i_d du courant statorique doit être colinéaire au flux rotorique. Si le courant " i_d " 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 au flux d'entrefer (surexcitation). D'autre part, si le courant i_d est négatif, le flux statorique sera en opposition à celui du rotor, ce qui donne une diminution du flux d'entrefer (sous excitation). Le courant " i_d " doit être nul, lorsque le système travaille à couple constant [24].

Pour simplifier la commande, on fixe souvent courant " i_d " de manière que le couple soit proportionnel à " i_q " dans une plage de vitesse donnée. Dans les machines à rotor lisse ou saillant; où le couple ne dépend que de la composante en quadrature du courant, la valeur optimale du courant direct est évidemment nulle :

$$i_d = 0 \Rightarrow i_q = i_s \quad (\text{III.1})$$

Donc :
$$\varphi_d = \varphi_m \quad (\text{III.2})$$

La forme du couple électromagnétique est donnée par :

$$C_e = \frac{m}{2} p \varphi_m i_q \quad (\text{III.3})$$

Avec :

P : nombre de pair de pole.

m : nombre de phase de la machine.

Comme le flux est constant, le couple est directement proportionnel à i_q :

$$C_e = k_t i_q \quad (\text{III.4})$$

Avec :
$$k_t = \frac{m}{2} p \varphi_m$$

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 (III.2) ci-dessous ; ou les aimants sont remplacés par un bobinage traversé par un courant " i_m " constant produisant un flux équivalent à celui des aimants.

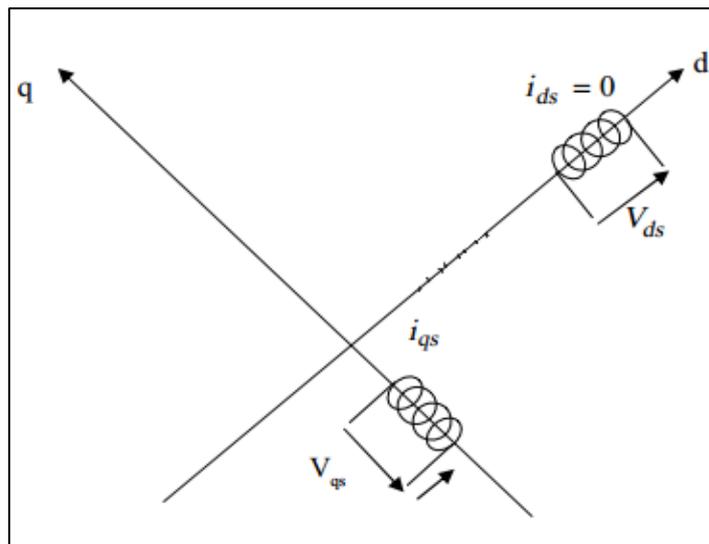


Figure. III. 2 : Commande par orientation du flux de la MSPA "Id est nul "

On remarque que l'expression du couple électromagnétique est la même que celle d'une machine à courant continu, ou les courants: "Im" et "Iq" produisent respectivement les flux rotorique et statorique séparément.

III. 3. STRUCTURE GLOBALE DE LA COMMANDE

La référence du courant direct "Id*" est fixée égale à zéro et la sortie du régulateur de vitesse "Iq*" constitue la référence du couple "Cem*". Les références des courants "Iq*" et "Id*" sont comparées séparément avec les courants réels mesurés de la machine "Id" et "Iq".

Les erreurs des courants sont appliquées à l'entrée des régulateurs classiques de type PI. Un bloc de découplage génère les tensions de références "Vd*" et "Vq*".

Le système est muni d'une boucle de régulation de vitesse, qui permet de générer la référence de courant "Iq*". Cette référence est limitée au courant maximal. Par contre, le courant "Id*" est imposé nul dans ce cas.

Les sorties du bloc de découplage "Vd*" et "Vq*" passent par une transformation biphasé vers triphasé ce qui nous donne les trois tensions de référence v_a^* , v_b^* et v_c^* de la commande MLI, et qui doit comparer avec une porteuse triangulaire pour générer les signaux de l'onduleur à MLI.

La figure III.3 représente Schéma bloc d'une régulation de vitesse de la MSAP alimentée en tension et commandée par 'orientation du flux'

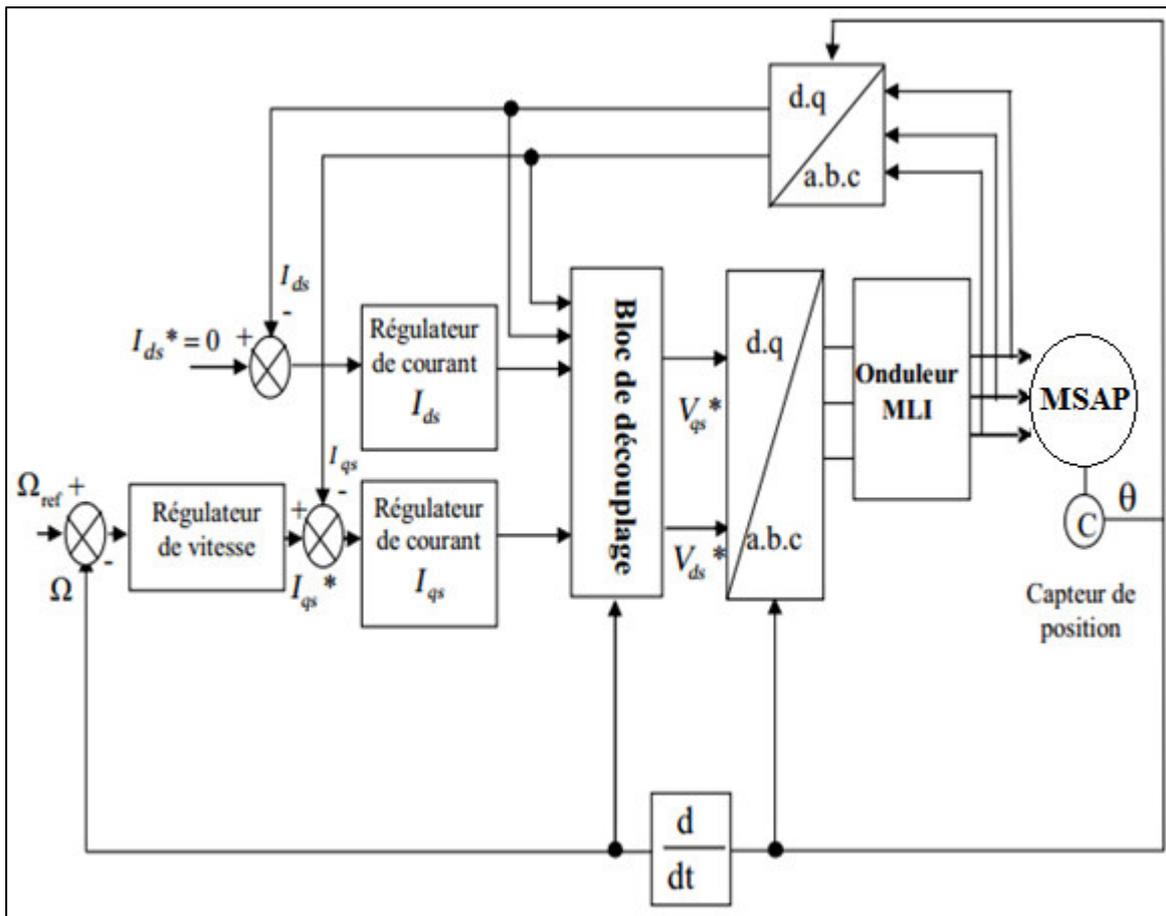


Figure. III. 3 : Schéma bloc d'une régulation de vitesse de la MSAP alimentée en tension et commandée par 'orientation du flux'

III. 4 AVANTAGES ET INCONVENIENTS DE LA COMMANDE VECTORIELLE

III. 3. 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.

III. 3. 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.
- Présence de transformations de coordonnées dépendant d'un angle θ_s estimé.

III. 4 BLOC DE DÉFLUXAGE

Le bloc de défluxage permet l'exploitation optimale des capacités magnétiques de la machine il permet un fonctionnement à couple constant si la vitesse est inférieure à la vitesse nominale d'une part ; ce bloc permet, en outre d'affaiblir le flux inversement proportionnel à la vitesse pour le fonctionnement à puissance constante lorsque la vitesse excède la vitesse nominale. Il est défini par la fonction non linéaire suivante : [25], [26], [18]

$$\checkmark \text{ Sous vitesse : } \quad \varphi_{réf} = \varphi_{nom} \quad \text{pour } |\Omega| \leq \Omega_{nom}$$

$$\checkmark \text{ Sur vitesse : } \quad \varphi_{réf} = \frac{\Omega_{nom}}{|\Omega|} \varphi_{nom} \quad \text{pour } |\Omega| \geq \Omega_{nom}$$

Avec :

$\varphi_{réf}$: Le flux rotorique de référence.

φ_{nom} : La vitesse de rotation nominale.

φ_{nom} : Le flux rotorique nominale.

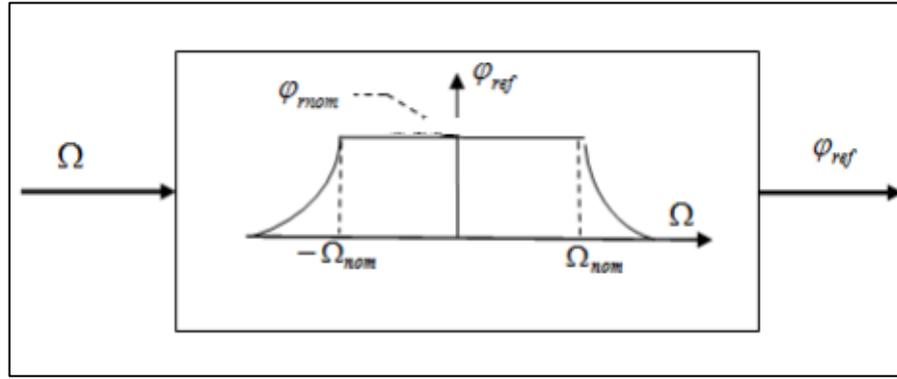


Figure. III. 4 : Bloc de défluxage.

Pour ce type d'alimentation, la commande devient plus compliquée du fait qu'on doit considérer la dynamique du stator en plus de celle du rotor.

En faisant appel aux équations électriques et magnétiques (d'après (I.18)), on obtient les équations suivantes faisant apparaître les variables de commande.

$$\begin{cases} V_d + L_q p \omega_r I_q = R_s I_d + L_d \frac{dI_d}{dt} \\ V_q - L_d p \omega_r I_d - p \omega_r \varphi_m = R_s I_q + L_q \frac{dI_q}{dt} \end{cases} \quad (\text{III.5})$$

Les équations statoriques comprennent, en effet, des termes qui font intervenir des courants de l'autre axe. Ces équations s'écrivent :

$$\begin{cases} V_d = (R_s + L_d P) I_d - L_q p \omega_r I_q \\ V_q = (R_s + L_q P) I_q + (L_d I_d + \varphi_m) p \omega_r \end{cases} \quad (\text{III.6})$$

III. 5 DÉCOUPLAGE PAR COMPENSATION

L'alimentation en tension est obtenue en imposant les tensions de référence à l'entrée de la commande de l'onduleur. Ces tensions permettent de définir les rapports cycliques sur les bras de l'onduleur de manière à ce que les tensions délivrées par cet onduleur aux bornes du stator de la machine soient les plus proches possibles des tensions de référence. Mais, il faut définir des termes de compensation, car, dans les équations statoriques, il y a des termes de couplage entre les axes "d" et "q" [27].

La compensation 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 [25].

A partir des équations (III.6), il est possible de définir les termes de découplage qui sont considérés, dans la suite, comme des perturbations vis-à-vis des régulations. Pour ne pas compliquer cette étude, nous considérons le cas de décomposition des tensions Fig. (III.4). Dans la première équation, on sépare la tension selon l'axe "d" et l'axe "q" en deux parties :

$$\begin{cases} V_{d1} = V_d - e_q \\ V_{q1} = V_q + e_d \end{cases} \quad (III.7)$$

Avec :

$$\begin{cases} e_d = p\omega_r L_d I_d + p\omega_r \varphi_m = \omega\varphi_d \\ e_q = p\omega_r L_q I_q = \omega\varphi_q \end{cases} \quad (III.8)$$

Donc :

$$\begin{cases} V_d = V_{d1} + e_q \\ V_q = V_{q1} - e_d \end{cases} \quad (III.9)$$

e_d et e_q représentent les f.é.m. qu'il faut compenser.

Alors :

$$\frac{I_d}{V_d} = \frac{1}{R_s + PL_d} \quad (III.10)$$

De la même façon, pour l'autre terme.

La figure (III.5) représente le couplage entre les axes d et q :

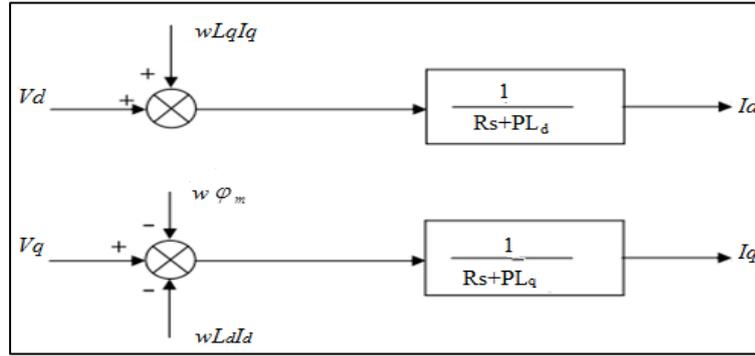


Figure. III. 5 : Description des couplages

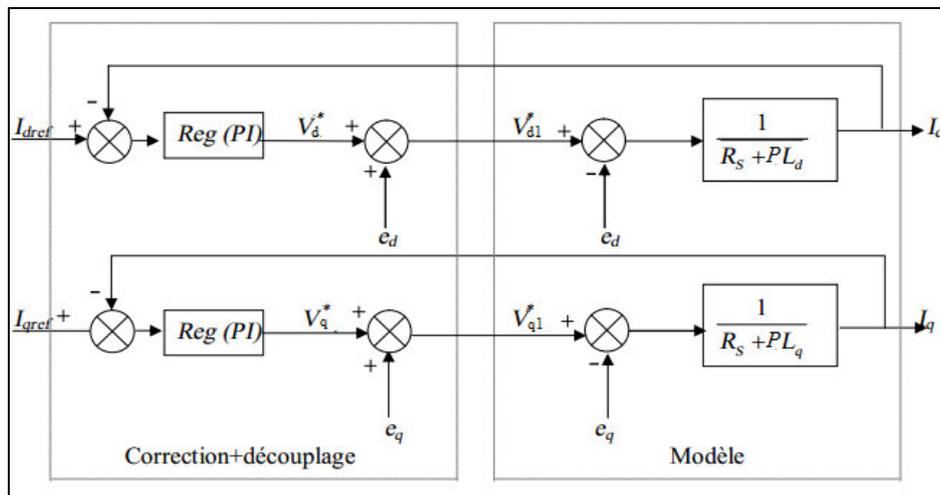


Figure. III. 6 : Découplage par compensation.

Les actions sur les axes "d" et "q" sont donc découplées.

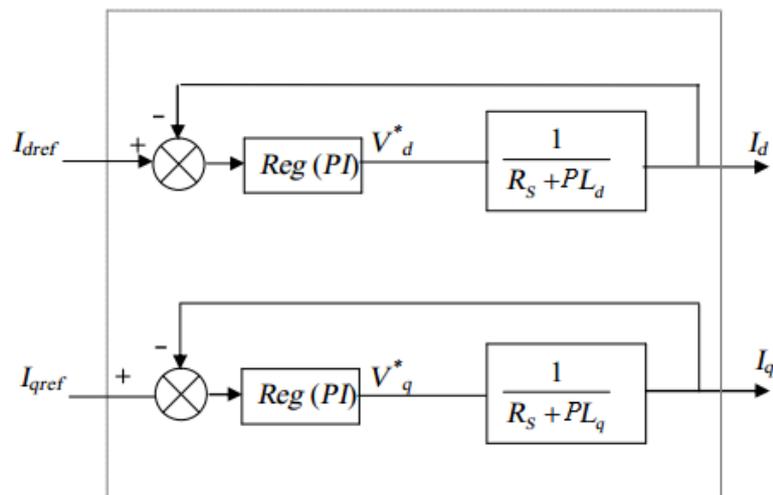


Figure. III. 7 : Commande découplée

III. 6. LA RÉGULATION

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

III. 6.1. Conception des Régulateurs

Soit $R(t)$ le signal à poursuivre, et $S(t)$ le signal de sortie du système à contrôler :

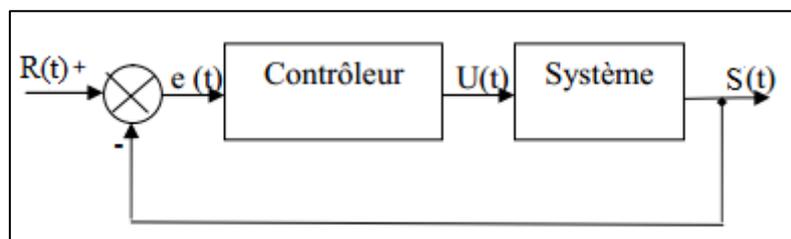


Figure.III. 8 : Représentation de la commande par PI.

La relation entre la sortie $S(t)$ et le signal d'erreur $e(t)$ est donnée par la relation suivante :

$$U(t) = k_p e(t) + k_i \int e(t) dt \quad (\text{III.11})$$

k_p : Gain proportionnel.

k_i : Gain intégral.

III. 6. 2. Calcul de régulateur

Pour calculer les paramètres des régulateurs, on adopte des modèles linéaires continus. Nous considérons que la machine est orientée vectoriellement et complètement découplée. Ceci nous permet d'écrire les équations de la machine d'une manière simple et de calculer les coefficients des régulateurs.

III. 6. 2. 1 Régulateur des Courants

Le schéma du contrôle des courants de la commande vectorielle se réduit à deux boucles distinctes comme l'indique la figure suivante :

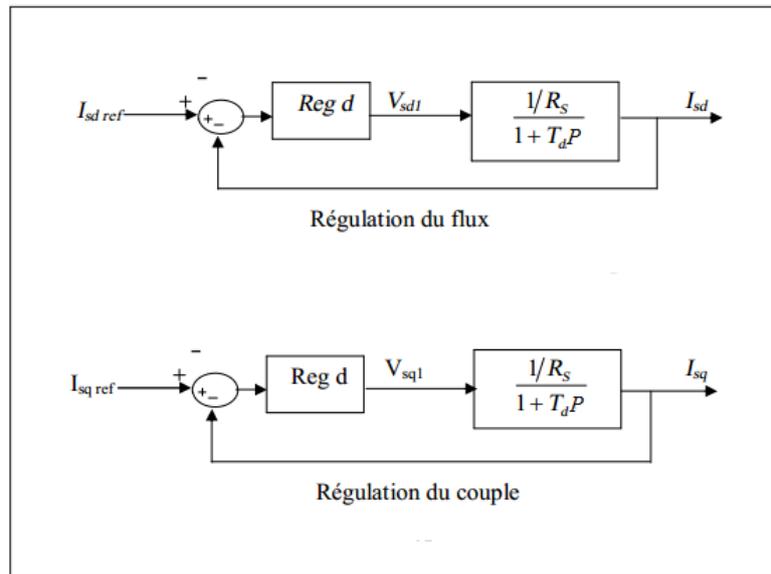


Figure. III. 9 : Boucle de régulation du courant Id

Puisque le système de courant (III.10), selon l'axe "d" et "q" est de premier ordre il est judicieux de choisir un correcteur de type proportionnel Intégral "PI" dont la fonction de transfert est :

$$c(t) = k_p + \frac{k_i}{P} \tag{III.12}$$

La boucle de régulation de courant peut être représentée par la figure ci-dessous :

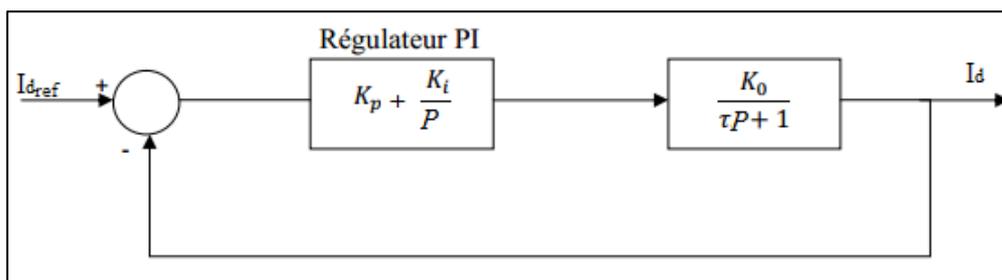


Figure. III. 10 : Boucle de régulation du courant Id

On retrouve la même boucle de régulation pour le courant Iq.

La dynamique du moteur relative à la partie électrique est égale à :

$$G_d(P) = \frac{1}{R_s + L_s P} = \frac{1}{R_s} \frac{1}{1 + T_d P} \tag{III.13}$$

$$\text{Avec : } T_d = \frac{L_d}{R_s} \quad (III.14)$$

T_d : est la constante de temps électrique relative à l'axe "d".

Cependant, pour déterminer les constantes du correcteur, on dégage la fonction de transfert en boucle ouverte :

$$G_{od}(P) = \frac{k_i}{P} \left(1 + \frac{k_p}{k_i} P \right) \frac{1}{R_s} \frac{1}{1 + T_d P} \quad (III.15)$$

En plaçant le zéro du correcteur de façon à compenser le pôle du système en boucle ouverte, c-à-dire :

$$T_d = \frac{k_p}{k_i} \quad (III.16)$$

Ce qui ramène les fonctions de transfert des courants en boucle fermée aux expressions suivantes :

$$G_{fd}(P) = \frac{I_d}{I_{dréf}} = \frac{G_{od}}{1 + G_{od}} = \frac{1}{1 + \frac{R_s}{k_i} P} = \frac{1}{1 + \tau_d P} \quad (III.17)$$

En choisissant $\tau_d = T_d$ donc : $k_i = \frac{R_s}{\tau_d}$

D'où : $k_p = k_i \cdot \tau_d$

III. 6. 2. 2. Régulateur de vitesse

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

$$J \frac{d\Omega}{dt} + F_r \Omega_r = C_e - C_r \Rightarrow \Omega = \frac{C_e - C_r}{JP + f_r} \quad (III.18)$$

Le schéma fonctionnel du contrôle de vitesse est donné par :

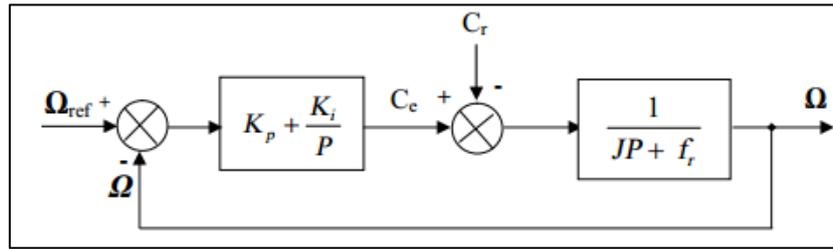


Figure. III. 11 : Boucle de régulation de vitesse.

La fonction de transfert du régulateur de vitesse est donnée par :

$$\frac{k_p}{p} \left(p + \frac{k_i}{k_p} \right) = k_p + \frac{k_i}{p} \tag{III.19}$$

La fonction de transfert du système précédent en boucle ouverte pour $C_r = 0$ est donnée par :

$$FTBO = \frac{k_p}{p} \left(p + \frac{k_i}{k_p} \right) \frac{1_r}{JP + f_r} \tag{III.20}$$

En adoptant la méthode de placement de pôle et la fonction de transfert de la vitesse en boucle fermée est donnée par :

$$FTBF = \frac{\Omega}{\Omega_{ref}} = \frac{k_p \left(P + \frac{k_i}{k_p} \right)}{JP^2 + (f_r + k_p)P + k_i} \tag{III.21}$$

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 :

$$\frac{1}{\omega_0^2} P^2 + \left(\frac{2\zeta}{\omega_0} \right) P + 1 = 0 \tag{III.22}$$

Avec ζ : Coefficient d'amortissement.

Alors :

$$\frac{1}{\omega_0^2} = \frac{j}{k_i}$$

$$\frac{k_p + f_r}{k_i} = \frac{2\zeta}{\omega_0}$$

Pour les valeurs de coefficient d'amortissement " ζ " et la pulsation " ω_0 " sont connu on déduit k_i et k_p :

Avec :

$$k_i = J\omega_0^2$$

$$k_p = \frac{2\zeta k_i}{\omega_0} - f_r \tag{III.23}$$

Si on pose que : $\zeta = 1$ et $f_r = 0$

On obtient : $\begin{cases} k_i = \frac{4J}{\tau^2} \\ k_p = k_i \tau \end{cases}$ avec $\tau = \frac{Ls}{Rs}$ (III.23)

II. 7 RÉSULTAT DES SIMULATIONS ET DISCUSSION

La figure ci-dessous représente la simulation de la commande vectorielle en utilisant Matlab/Simulink:

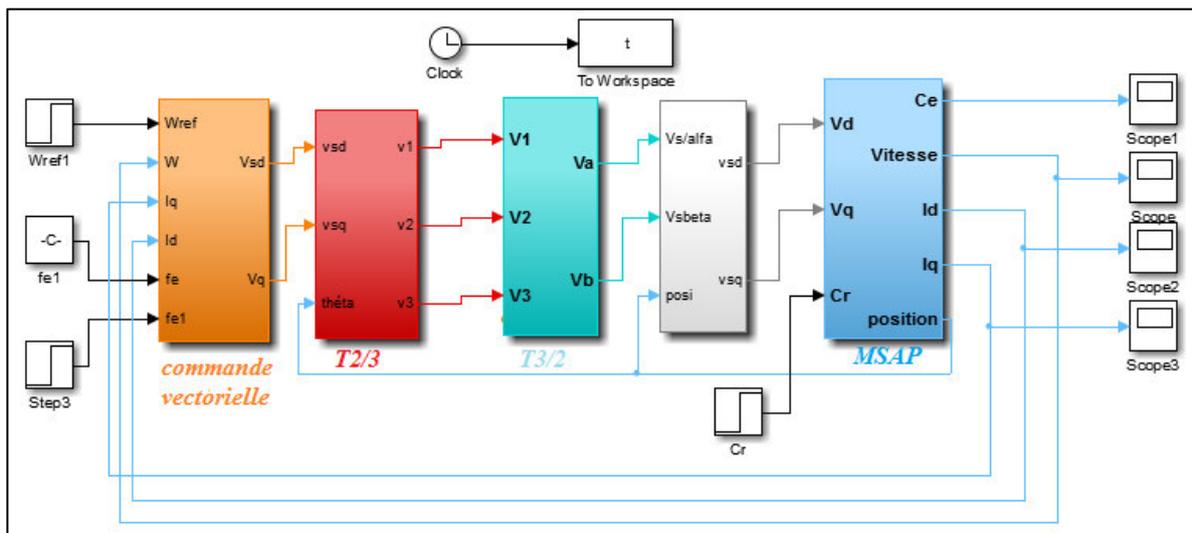


Fig. III. 12 : Schéma global de la commande vectorielle de la MSAP

Après réalisation du découplage et synthèse des régulateurs, on effectue la simulation de la commande en vitesse par régulateur PI de la MSAP. Le système est simulé sous Matlab-Simulink.

Les paramètres de la machine utilisée dans les simulations, sont récapitulés dans une l'annexe. Les caractéristiques de la commande sont imposées par les conditions de fonctionnement de la machine.

II. 7. 1 Essai à vide et en charge

On applique à l'entrée de commande un échelon de consigne de 100(rad/s). La figure (III.13.a), et (III.13.b) représentent les résultats de simulation de l'essai à vide et en charge. On constate que dans le fonctionnement à vide, l'allure de la vitesse suit parfaitement sa référence qui est atteinte très rapidement avec un temps de réponse acceptable. Après l'application de la charge à l'instant $t=0.5s$ ($C_r=5$ N.m), on remarque que la vitesse présente une petite chute qui est rejetée rapidement, puis rejoint sa valeur de référence.

Le couple subit un pic au premier moment de démarrage, puis atteint la valeur du couple résistant avant et après l'application de la charge.

La réponse des deux composantes du courant montre bien le découplage introduit par la commande vectorielle de la machine, ($i_d=0$) avec le couple électromagnétique qui dépend seulement de la composante " i_q " ; le flux d'entrefer est égal au flux rotorique ce qui donne un courant "id" nul ($\varphi_d=\varphi_m$).

Et afin de tester les performances de la commande vectorielle, différents tests ont été effectués, changement de la référence de vitesse, variation de la charge, l'inversion du sens de rotation, variation du couple de charge, et décrochage du la MSAP.

II. 7. 2 Changement de la référence de vitesse

Les résultats obtenus pour le changement de la référence de vitesse de la machine qui entraîne à vide $C_r = 0$ $\Omega_{ref}=100$ (rad/s) à 150 (rad/s) à l'instant $t=0.4s$. La figure (III.14) montre que la variation de la vitesse entraîne une variation de la fréquence statorique ce qui influe sur les courants, les flux et le couple électromagnétique.

On constat que e système répond positivement à ce test, la vitesse suit sa nouvelle référence sans erreur statique, le couple subit un pic lors du passage d'une référence à l'autre,

puis rejoint sa valeur de référence, le courant i_q est toujours l'image du couple ce qui justifie le découplage entre le flux et le couple.

II. 7. 3 Essai de la variation de la charge

La figure (II.15) représente la réponse de la MSAP pour la variation de la charge.

On introduit à l'instant $t=0.2s$ un couple de 5 N.m après un démarrage à vide, puis on applique un autre couple de 10 N.m à l'instant $t=0.5s$, qu'on annule à l'instant $t=0.8s$. Cette figure montre que les grandeurs telles que la vitesse, le couple, le flux et les courants sont influencées par cette variation. On constate également que le couple suit sa consigne. Le courant de phase suit la variation de la charge, donc on peut dire que la commande est performante de point de vue variation de la charge.

II. 7. 4 Essai de variation du couple de charge et inversion du sens de rotation

La figure (II.16) représente la réponse de la MSAP pour la variation de la charge et inversion du sens de rotation.

On inverse le sens de la vitesse de $\Omega_{ref} = 100$ (rad/s) à $\Omega_{ref} = -100$ (rad/s) à $t = 0.5s$. Cependant, on introduit à l'instant $t=0.2s$ un couple de 5N.m après un démarrage à vide. On constate également que le couple suit sa consigne. Le courant de phase suit la variation de la charge et l'inversion de sens de rotation, donc on peut dire que la robustesse de cette commande est garantie vis-à-vis de ce fonctionnement.

Essai en charge :

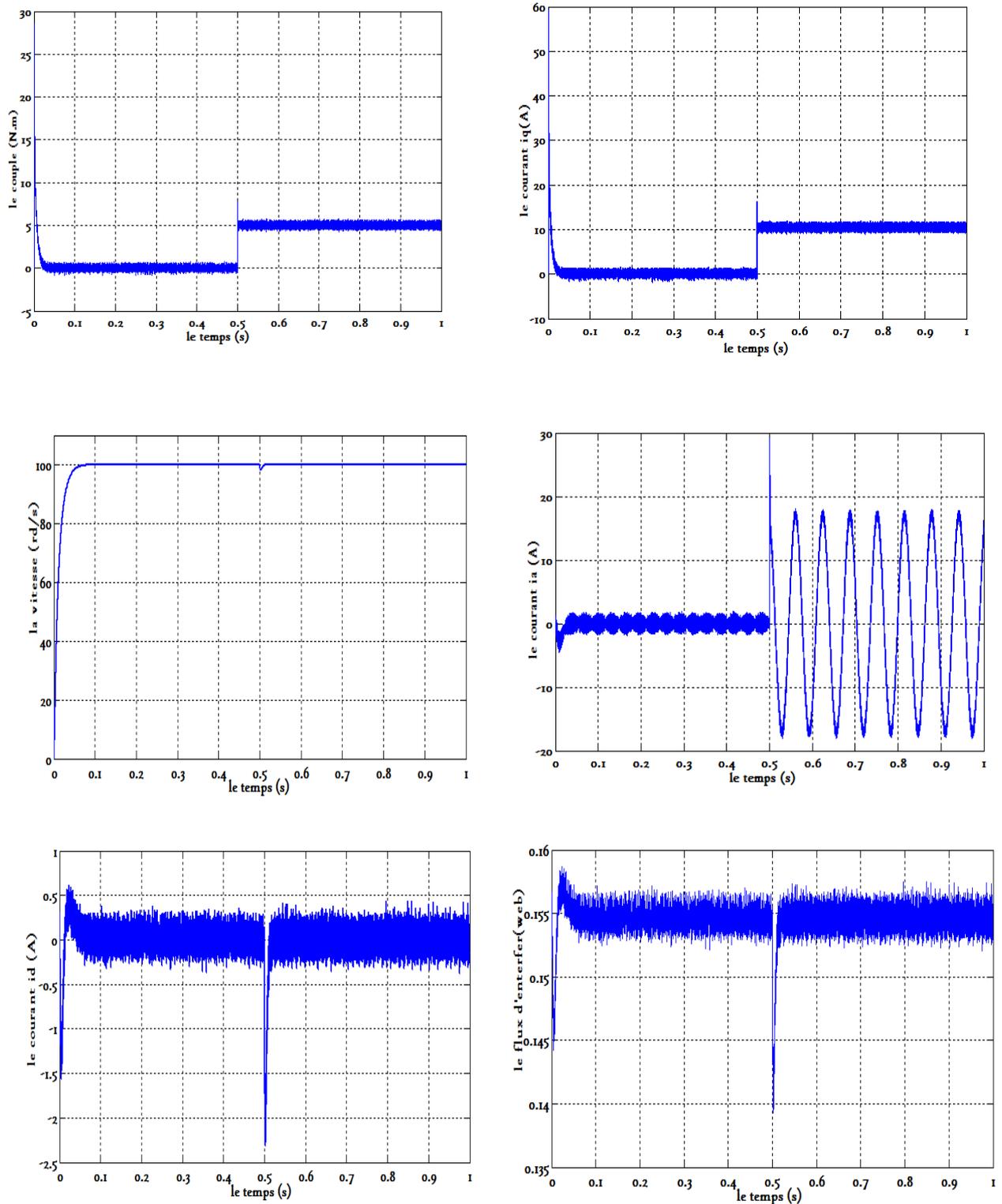


Fig. III. 13.a : Résultats de simulation pour un démarrage à vide puis en charge.

Essai à vide :

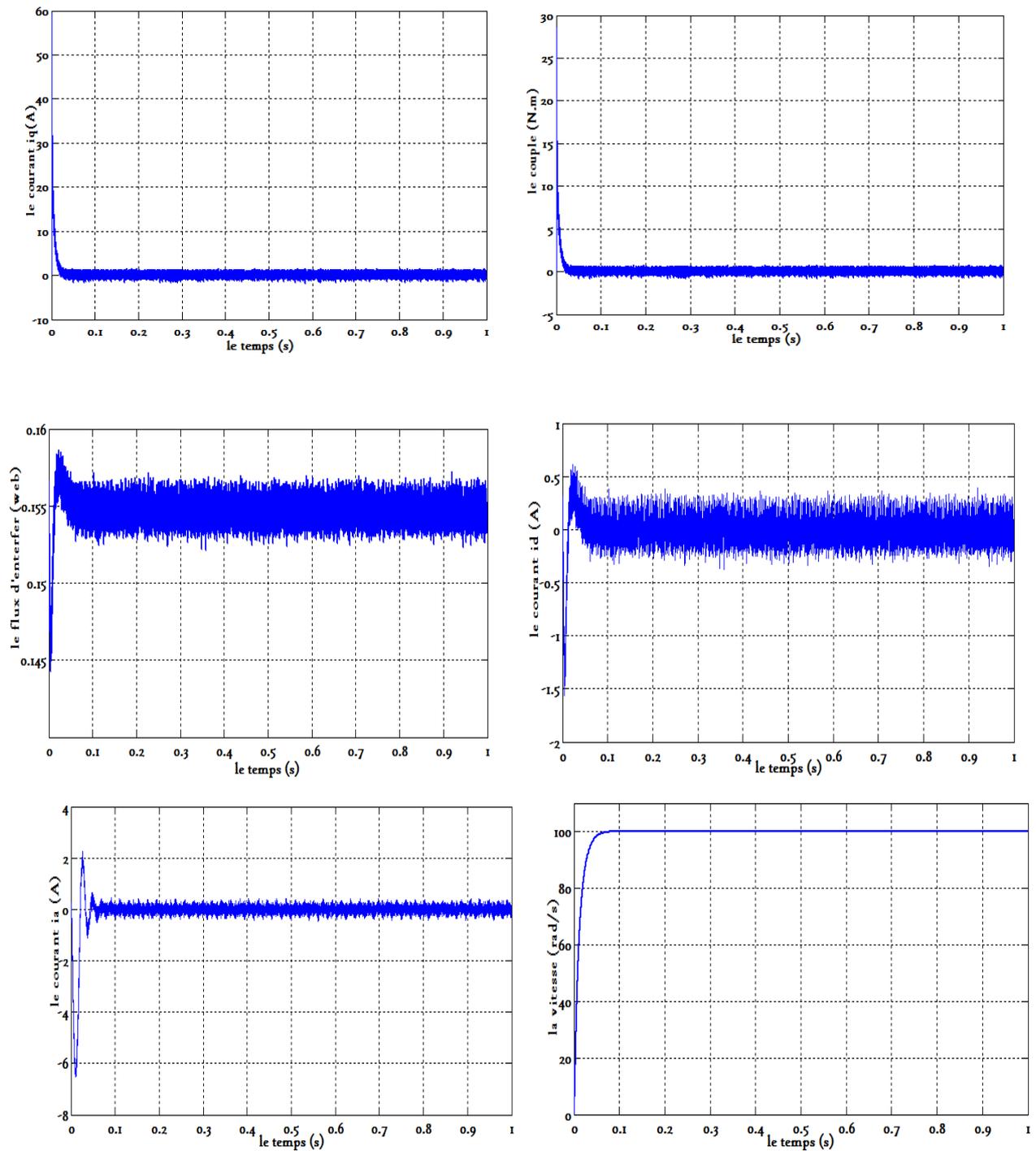


Fig. III. 13.b : Résultats de simulation pour un démarrage à vide

Essai du changement de vitesse de référence :

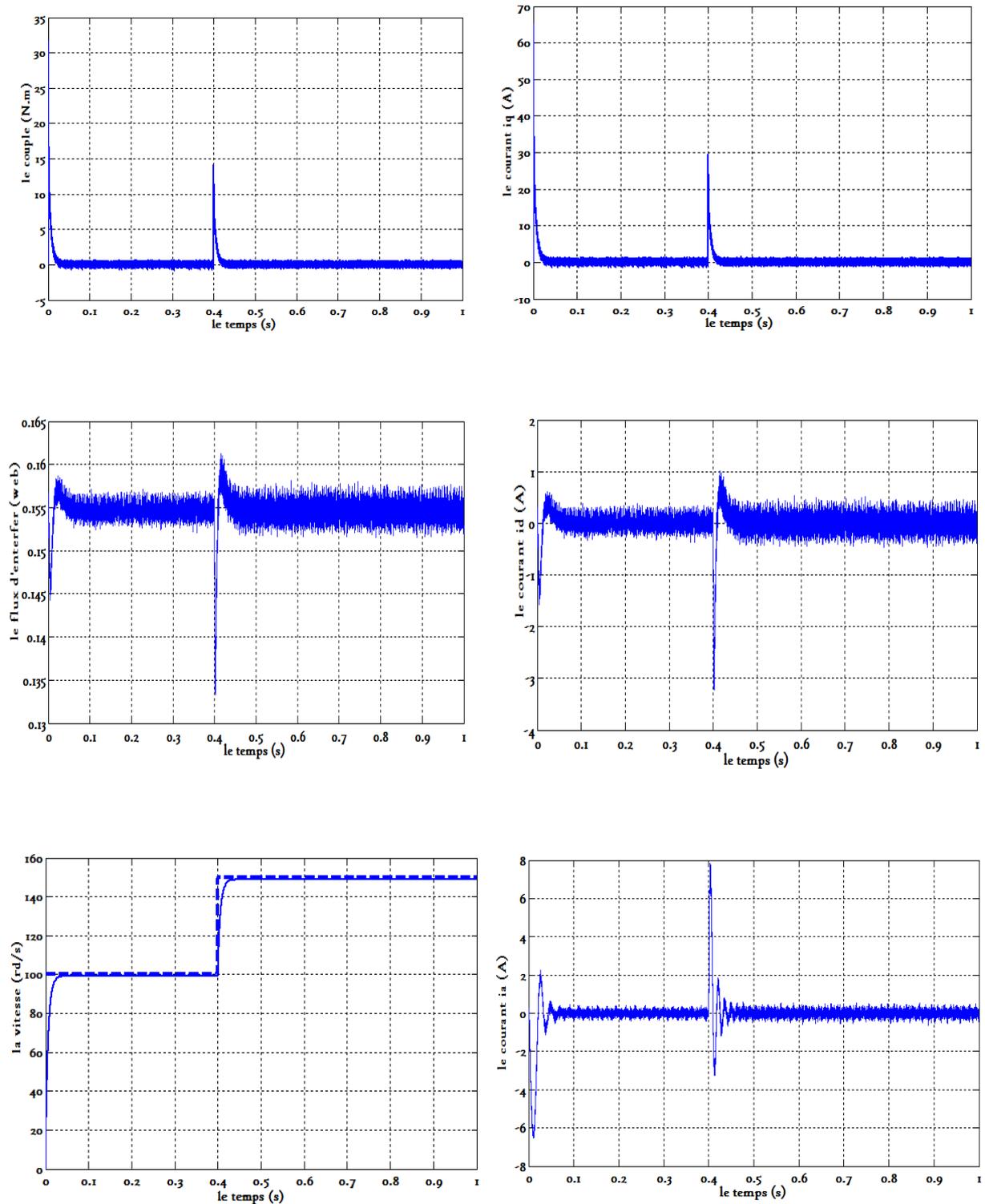


Fig. III. 14 : Résultats de simulation pour un changement de vitesse de référence

Essai de la variation de la charge :

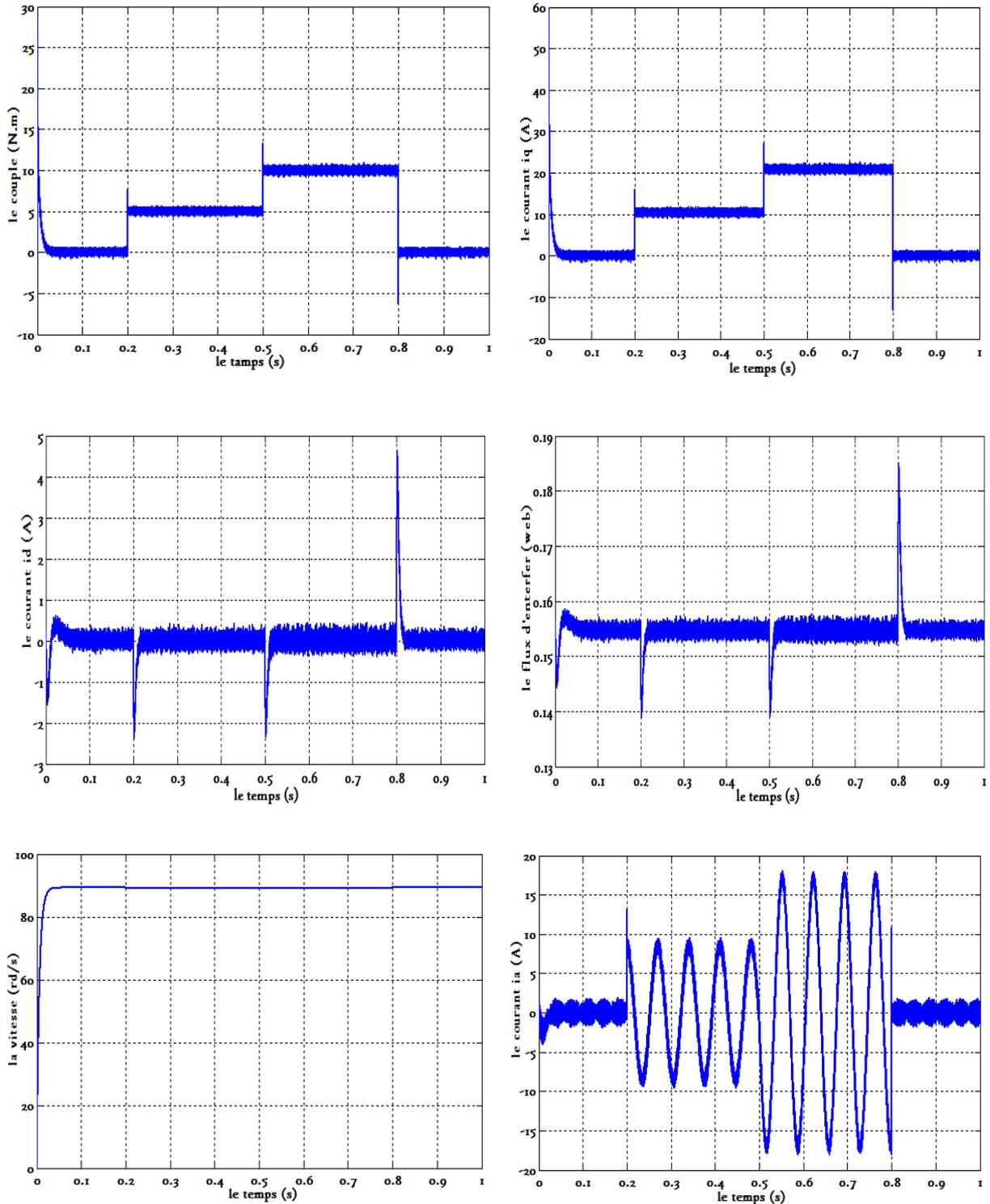


Fig. III. 15 : Résultats de simulation pour la variation de la charge

Essai d'inversion de sens de rotation :

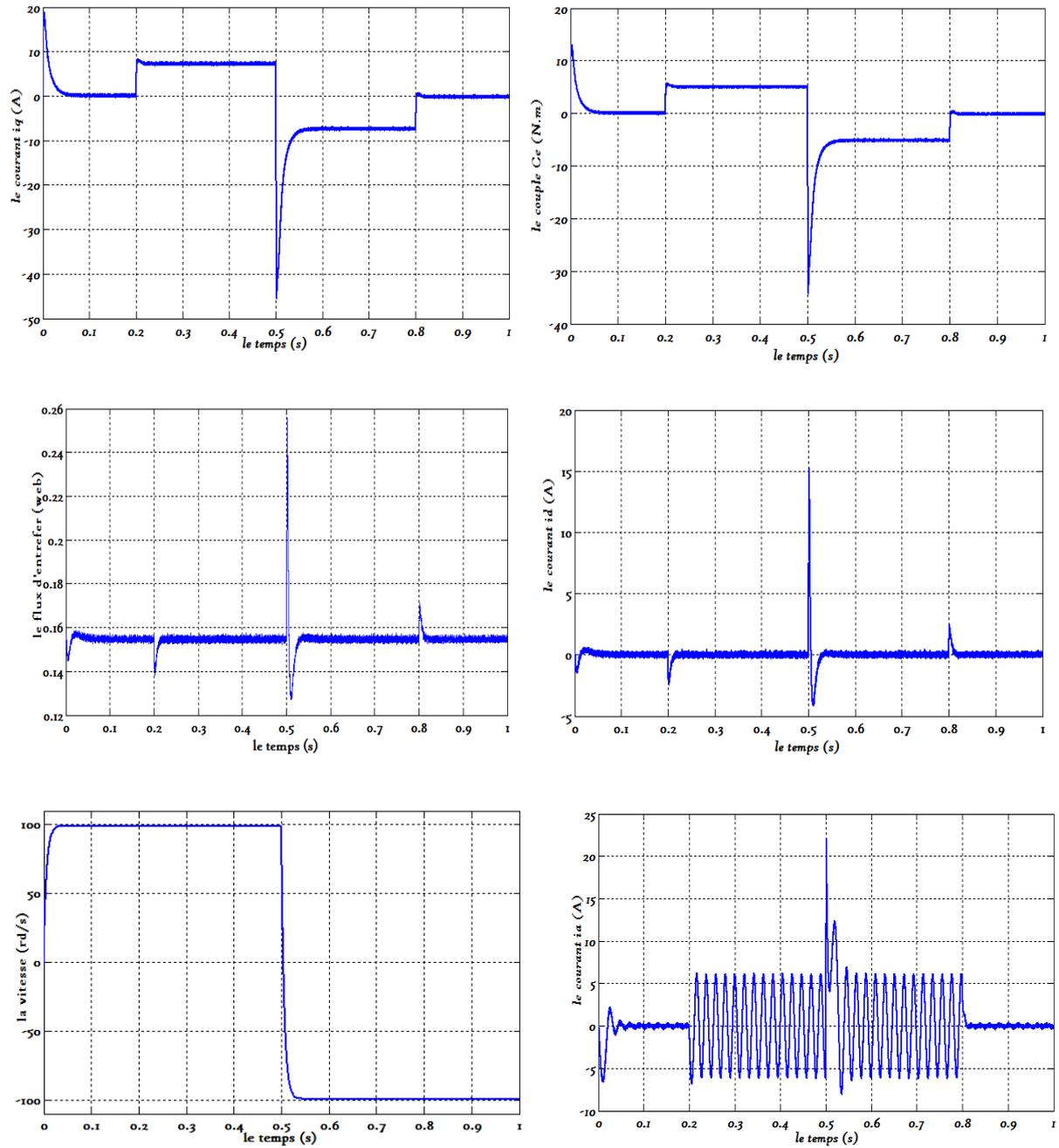


Fig. III. 15 : Résultats de simulation pour inversion de sens de rotation

CONCLUSION

Dans ce chapitre on a établi la technique de la commande vectorielle appliquée à la MSAP. Cette stratégie permet le découplage entre le couple électromagnétique et le flux de la machine afin d'assurer une commande souple de sa vitesse. Avec cette commande, on a obtenu un modèle découplé de la machine et permettant un réglage conventionnel à base du régulateur proportionnel intégrateur PI.

Les résultats de simulation obtenus montrent clairement la réalisation du découplage et la robustesse de la commande pour différents modes de fonctionnement. Les régulateurs PI dépendent fortement des paramètres de la machine et de la charge, ceci nécessite une identification paramétrique correcte en vue d'une régulation performante.

CONTROLE A MAXIMUM DUCOUPLE PAR COURANT DU MOTEUR SYNCHRONE A AIMANTS PERMANENTS

IV.1 Introduction

Les machines synchrones à aimants permanents sont largement utilisées dans de nombreuses applications telles que la traction, les entraînements de broche de machine-outil, la climatisation, les compresseurs, et les véhicules électriques.

La raison pour laquelle un moteur synchrone à aimants permanents (MSAP) a devenu très populaire est principalement due à ses nombreuses caractéristiques telles qu'un rendement élevé, une densité de puissance élevée, rapport couple/inertie élevé, large plage de fonctionnement à vitesse.

La stratégie de contrôle à maximum du couple par courant (MTPA, maximum torque per ampers en anglais) représente un état souhaitable pour les systèmes d'entraînement de haute performance. L'application de cette technique vise à obtenir un fonctionnement optimal pour une large gamme de vitesse et charge. C'est à noter que le couple électromagnétique dépend des composantes du courant suivant les axes 'd' et 'q'. Par conséquent, une valeur particulière du couple peut être obtenue par une variété de combinaisons des courants directs et en quadrature. Toutefois, si le courant direct I_d est élevé, les pertes dans le noyau sont élevées, et si ce courant est réduit à un niveau bas, les pertes cuivre seront augmentées, en raison de l'augmentation du courant en quadrature nécessaire pour maintenir la valeur du couple de sortie.

Dans ce chapitre, la stratégie de contrôle du couple maximal par courant est analysée. Une étude comparative entre les performances de la commande vectorielle conventionnelle ($I_d=0$) et la commande vectorielle avec maximisation du couple par courant sera discutée.

IV. 2. CONTROLE A MAXIMUM DU COUPLE PAR COURANT

IV. 2.1. But

La stratégie du contrôle à maximum du couple par courant assure que pour un niveau de couple donné, une amplitude du courant statorique plus minimale possible est appliquée. En faisant cela, les pertes de cuivre sont réduites au minimum d'où le rendement global du système d'entraînement peut être augmenté.

IV. 2. 2. Principe

Dans la commande vectorielle conventionnelle du MSAP, si le courant de référence d'axe d est considérée comme nul alors le couple électromagnétique résultant sera proportionnel au courant suivant l'axe q dans le régime permanent. Cependant, le couple de réluctance de cette machine n'est pas entièrement exploité. Dans cette section, la stratégie du contrôle à maximum du couple par courant est décrite pour exploiter efficacement la totalité de l'expression du couple.

Les équations de tension sur l'axe "d" et "q" sont :

$$\begin{aligned} V_d &= R_s i_d - \omega_e L_q i_q \\ V_q &= R_s i_q + \omega_e (L_d i_d + \varphi_m) \end{aligned} \quad (IV.1)$$

Le couple électromagnétique correspondant généré est donné par :

$$C_e = \frac{3}{2} p \left[(L_d - L_q) i_d i_q + \varphi_m i_q \right] \quad (IV.2)$$

Il existe une limite de tension de sortie de l'onduleur et une limite de courant de sortie, donc, ces inégalités doivent être considérées :

$$\begin{aligned} i_q^2 + i_d^2 &\leq I_{\max}^2 \\ v_q^2 + v_d^2 &\leq V_{\max}^2 \end{aligned} \quad (IV.3)$$

" I_{\max} " est l'amplitude maximale du courant qui est supportée par l'onduleur.

Si I_q est représenté dans (IV.3) et remplacé dans (IV. 2), on obtient l'expression suivante:

$$C_e = \frac{3}{2} p \left[(L_d - L_q) i_d \sqrt{i_{\max}^2 - i_d^2} + \varphi_m \sqrt{i_{\max}^2 - i_d^2} \right] \quad (IV.4)$$

Afin de trouver " I_d " minimum qui satisfait l'équation de couple, le couple C_e doit être dérivé par rapport à I_d . L'expression de la variation du couple par rapport à l'axe "d" du courant du stator est :

$$\frac{dC_e}{dI_d} = \frac{3}{2} p \cdot \frac{-i_d \varphi_m + (L_d - L_q)(I_{\max} - 2i_d^2)}{\sqrt{i_{\max}^2 - i_d^2}} \quad (IV.5)$$

Et ensuite : $2i_d^2 + \frac{\varphi_m}{(L_d - L_q)} \cdot i_d - I_{\max}^2 = 0 \quad (IV.6)$

A partir de cette équation, le courant I_d minimum qui satisfait l'équation de couple est donné par :

$$i_d = \frac{-\varphi_m + \sqrt{\varphi_m^2 + 8(L_d - L_q)^2 I_{\max}^2}}{4(L_d - L_q)} \quad (IV.6)$$

IV. 3. Résultats de simulation

Le schéma synoptique de la commande du système d'entraînement est montré dans la figure ci-dessous :

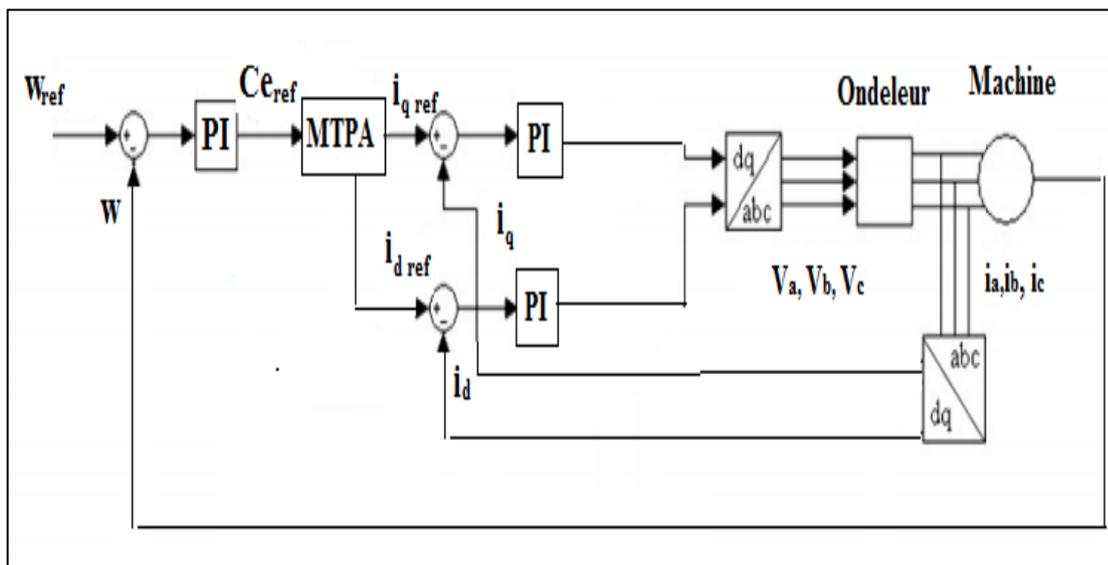


Figure. IV.1: schéma de principe du contrôle à maximum du couple par courant

- Fonctionnement avec la vitesse nominale $N = 1000 \text{ tr/min}$

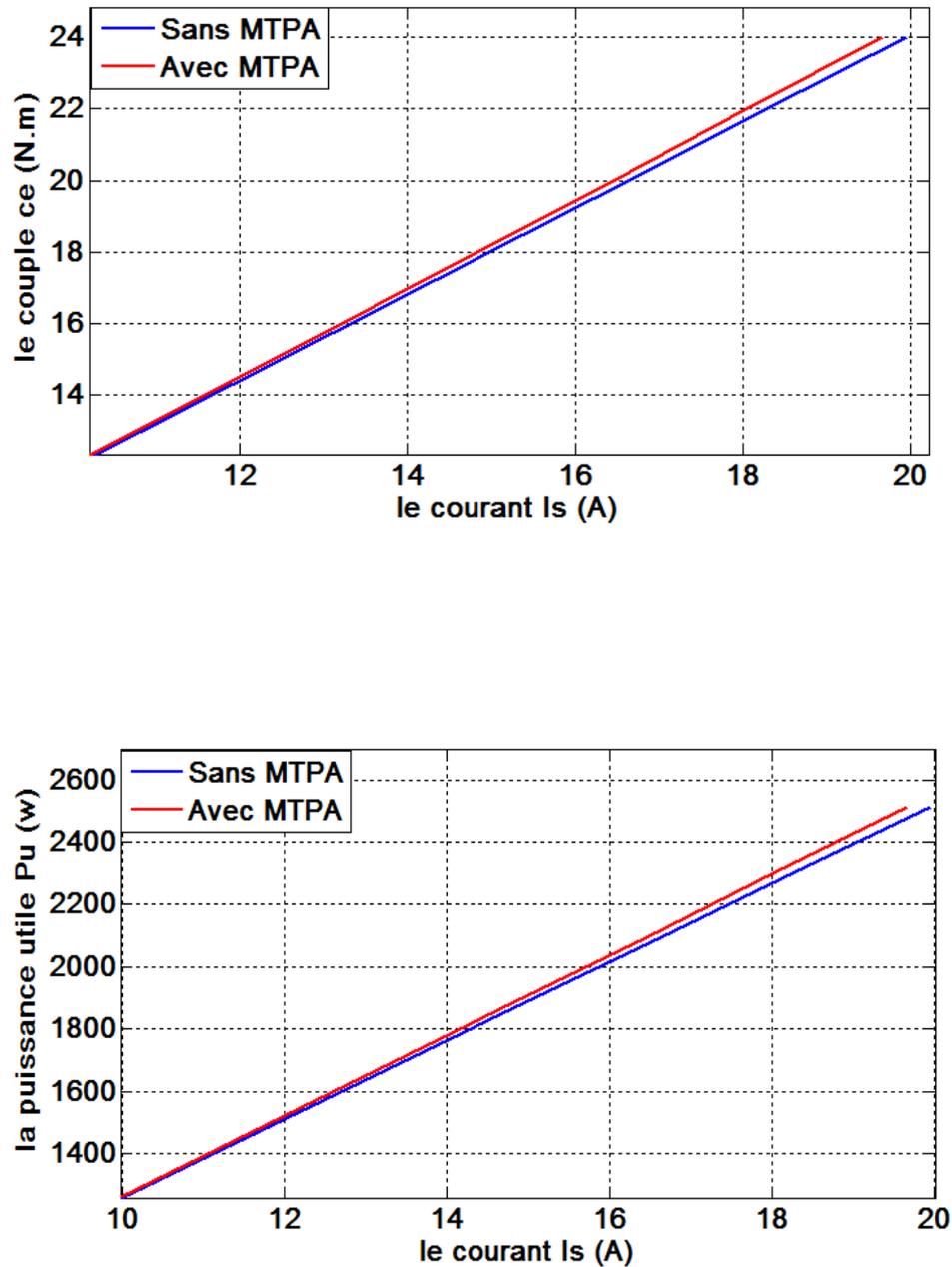


Figure. IV.2 : Résultat de simulation de la commande vectorielle du MSAP pour les cas sans et avec MTPA à vitesse nominale

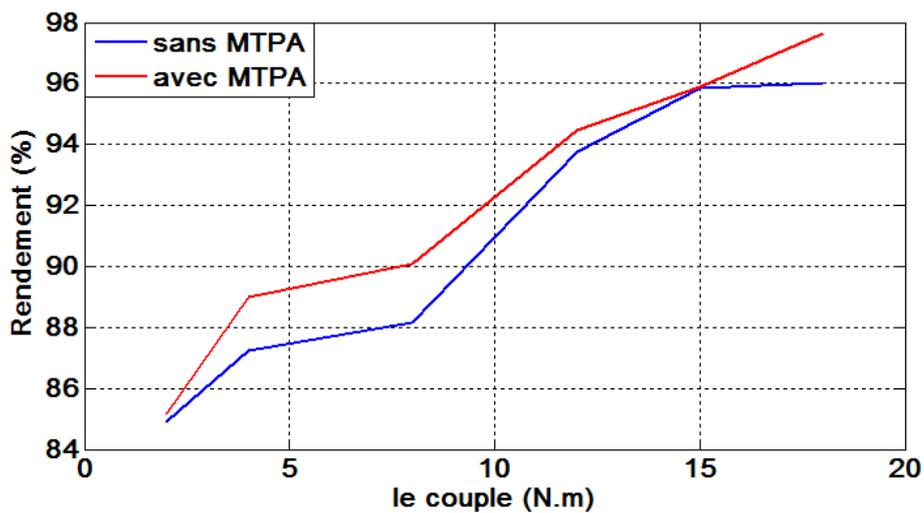
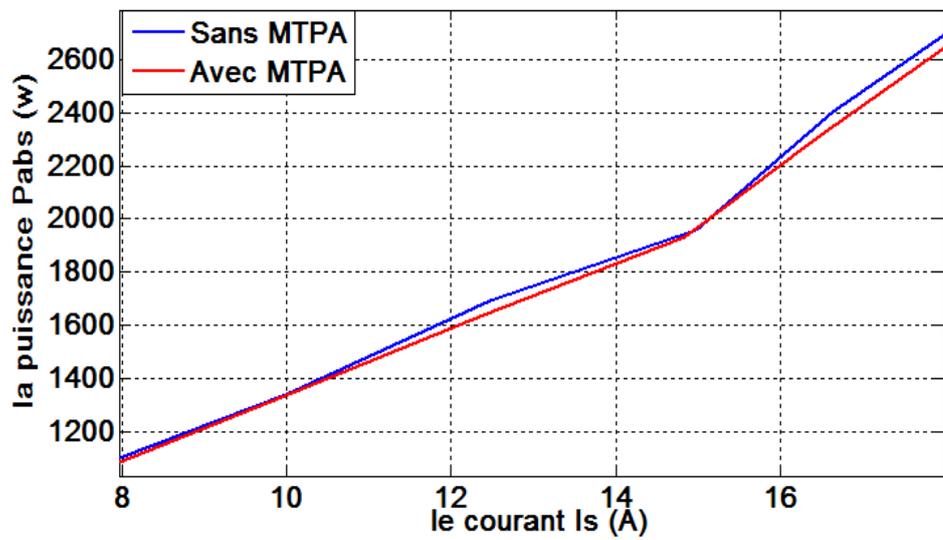


Figure. IV.2 : Résultat de simulation de la commande vectorielle du MSAP pour les cas sans et avec MTPA à vitesse nominale (suite)

- Fonctionnement avec une vitesse $N = 600$ tr/min

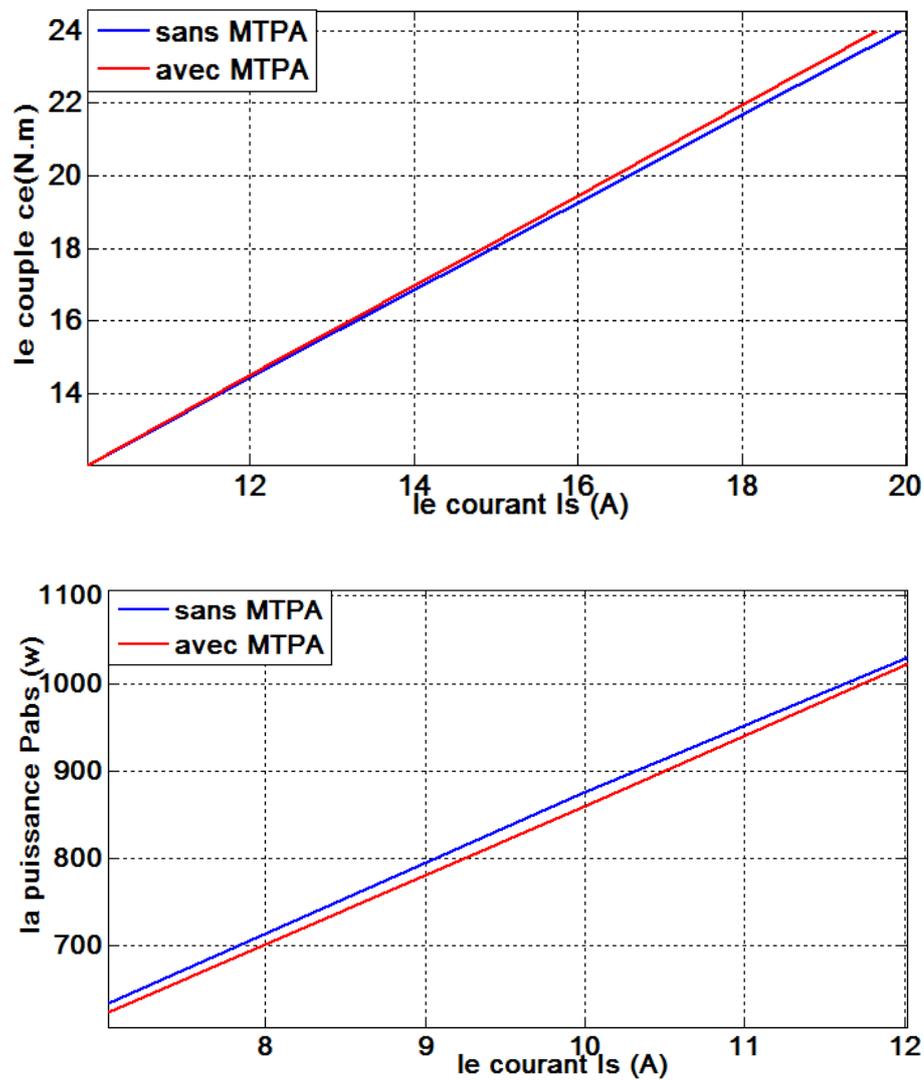


Figure. IV. 3 : Résultats de simulation de la commande vectorielle du MSAP pour les cas sans et avec MTPA avec une vitesse $N=600$ tr/mn

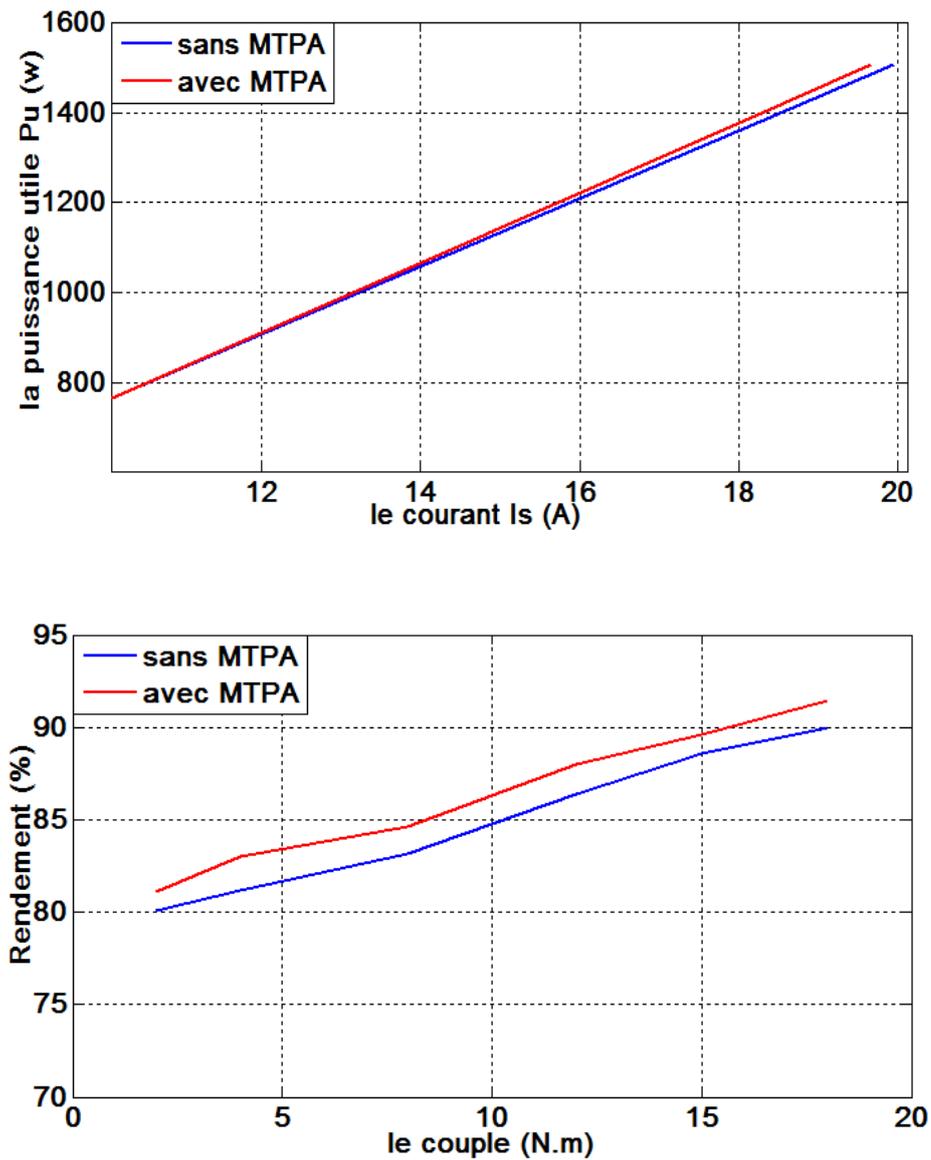


Figure. IV. 3: Résultats de simulation de la commande vectorielle du MSAP pour les cas sans et avec MTPA avec une vitesse $N=600$ tr/mn (suite)

Les caractéristiques $I_s=f(N)$ et $P_{abs}=f(N)$

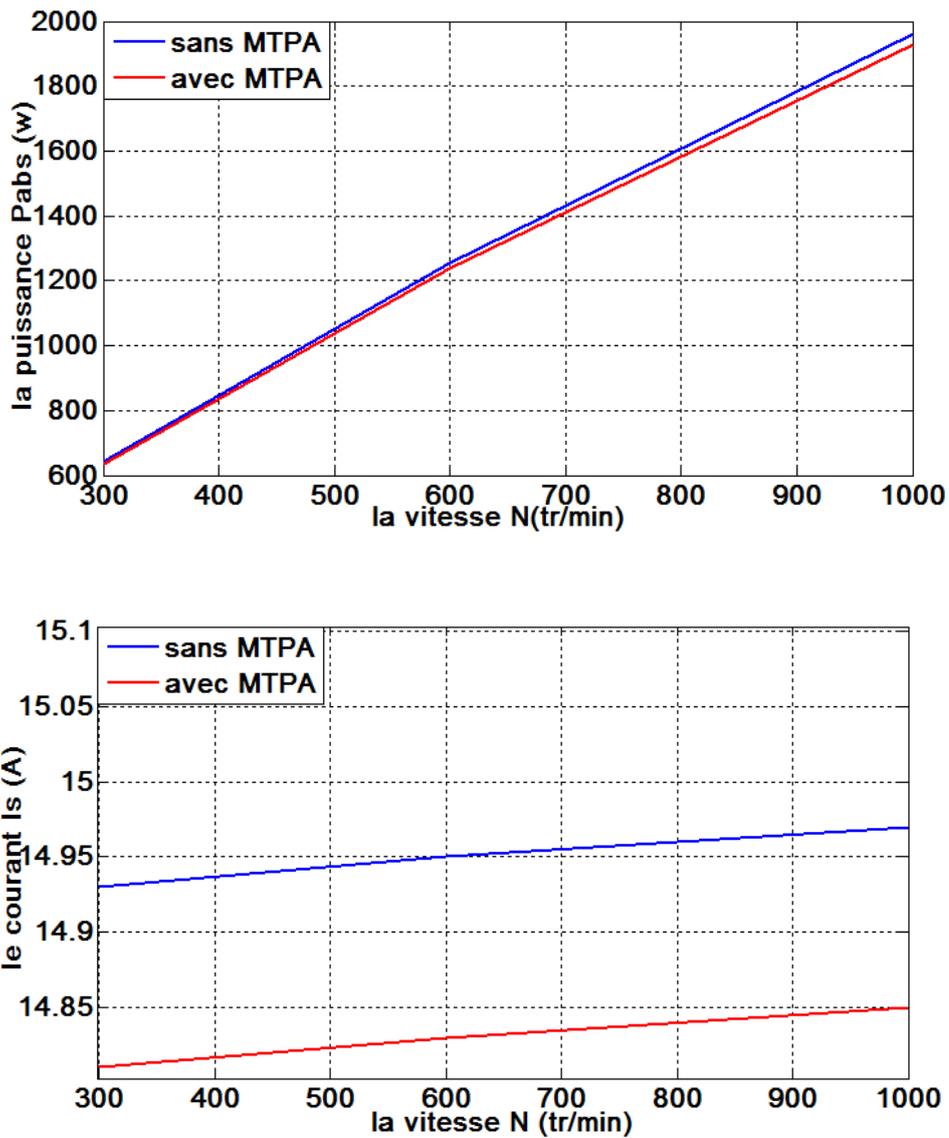


Figure. IV.4 : Comparaison entre les cas sans et avec MTPA

D'après les résultats de simulation précédents, on peut conclure que pour les deux vitesses de rotation:

- ↳ D'après les caractéristiques du couple en fonction du courant, on constate l'augmentation du courant par l'augmentation du couple. On remarque aussi que pour la même valeur du couple résistant appliqué, la valeur du courant appelé pour le cas de la commande vectorielle conventionnelle (avec $I_d=0$) est peu supérieure à sa valeur

pour le cas de la commande vectorielle avec maximisation du couple par courant "MTPA".

- ↪ D'après les caractéristiques de la puissance utile en fonction du courant, on constate une amélioration remarquable au niveau de la puissance utile due à la diminution des pertes joule pour le cas de la commande vectorielle avec maximisation du couple par courant "MTPA".
- ↪ D'après les caractéristiques de la puissance absorbée en fonction du courant, on constate une diminution la puissance absorbée pour la technique "MTPA" par rapport à la commande vectorielle conventionnelle.
- ↪ D'après les caractéristiques du rendement en fonction du couple, on remarque l'amélioration du rendement du cas de la "MTPA" par rapport au cas de la commande vectorielle conventionnelle.
- ↪ D'après les caractéristiques de la puissance absorbée en fonction de la vitesse, on constate que l'augmentation du courant avec l'augmentation de la vitesse.

Conclusion

Dans ce chapitre, on a établi la technique du contrôle de maximisation du ratio couple/courant de la MSAP. D'après les résultats de simulation obtenus on remarque des améliorations notables au niveau des courant appelé, puissance utile, puissance absorbée et rendement pour le cas de la commande vectorielle avec maximisation du couple par courant "MTPA" comparé au cas de la commande vectorielle conventionnelle (avec $I_d=0$).

CONCLUSION GÉNÉRALE

A l'issue du présent travail concernant une étude par simulation d'un contrôle à maximum du couple par courant d'un moteur synchrone à aimants permanents, on peut tirer ce qui suit:

Dans le premier chapitre on a représenté des généralités sur la machine synchrone à aimants permanents, ses avantages et inconvénients, ses domaines d'application ainsi que ses différents types.

Dans le deuxième chapitre on a abordé la modélisation des machines synchrones à aimants permanents en se basant sur les équations électriques et mécaniques qui régissent le leur comportement dynamique. On a pu aussi élaborer un modèle d'état non linéaire en courant, commandée en tension dans le repère de Park liée au rotor. On a étudié aussi l'alimentation de la machine à partir d'un convertisseur de fréquence. Il s'agit d'un onduleur de tension avec l'application de la modulation de largeur d'impulsions (MLI) sinus-triangle. Les avantages de cette technique sont: la minimisation des oscillations des grandeurs contrôlées tel que le couple et le courant.

Dans la troisième chapitre, on a présenté la stratégie de la commande vectorielle. L'objectif principal de la commande vectorielle des MSAP est de contrôler le couple de manière optimale selon un critère choisi.

Dans le quatrième chapitre on a présenté l'application de la stratégie du contrôle à maximum du couple par courant du moteur synchrone à aimants permanents. L'objectif de cette technique est d'augmenter les performances statique et dynamique du moteur. Les résultats de simulation obtenus confirment la robustesse de cette technique traduit par la maximisation du ratio couple/courant comparée à la commande vectorielle conventionnelle.

En fin, on propose quelques perspectives pour l'avenir:

- Validation expérimentale de la technique étudiée.
- Utilisation de cette technique pour d'autres types des moteurs électriques.

Bibliographie

- [1] **R. IBTIOUEN**, " Modélisation des machines électriques", Cours de 1ère année PG, ENP (Cours non édité), 2001-2002.
- [2] **M. BOUSSAK**, " Contribution à la modélisation entrée-sortie et à l'identification paramétrique des machines à induction", Thèse de doctorat à l'université Paris 06, 1989.
- [3] **G. LACROUX**, " Les aimants permanents", Editions technique et documentations, 1989.
- [4] **F. LEPRINCE-RINGUET**, " Aimants permanents, matériaux et applications".
- [5] **A. YOUMSSI**, " Contribution aux calculs des machines synchrones à aimants permanents". Thèse de Doctorat d'Etat de l'INPL, 1992.
- [6] **P. BRISSONNEAU**, " Les aimants à base de terres rares : très performants mais coûteux", RGE N°3, pp 21-27, Mars 1987.
- [7] **R. LATEB**, "Modelisation des machines asynchrones et synchrones a aimants avec prise en compte des harmoniques d'espace et de temps : application a la propulsion marine par POD", Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de Lorraine, 2006.
- [8] **G. LACOMBE**, " Définition et réalisation d'une nouvelle generation de logiciels pour la conception des moteurs futurs", Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, 2007.
- [9] **J.PURANEN**, " Induction motor versus permanent magnet synchronous motor in motion control applications: a comparative study", Thèse de Doctor de Science, Lappeenranta University of Technology, Finland , 2006.
- [10] **Ph. LAMELOT , J. GUEZEL**, " Les aimants permanents rendent les moteurs économiques ", Technologie et Innovation ,2007.
- [11] **Kirk Donald**, " Optimal control theory ", Prentice Hall- Inc. Englewood Cliffs, 1970.
- [12] **M.ZELMAT**, "Commande adaptative ", OP, 2001, Edition : 20.47.4440, I.S.B.N :9961.0.0510.4.
- [13] **R. ISERMANN, K.-H. LACHMANN, and D. MATKO**, " Adaptive control systems", Prentice Hall (1992).

- [14] **DOUAOUDI MOUNABI, HADJI AYACHE**, " Commande par DTC d'une MSAP", Thèse d'ingénieur en électrotechnique, Université de Batna, 2008.
- [15] **HARIZ Abdelkader omar, BRIBECHE Abdelatif**, " Application de commande DTC sur la MSAP ", Thèse d'ingénieur en électronique, Université de Batna, 2009.
- [16] **G. STURTZER**, " Modélisation et commande des moteurs triphasés", Edition Ellipses, Markty. S. A2000.
- [17] **Y. AMARA**, " Contribution à la conception et à la commande des machines synchrones à double excitation application au véhicule hybride", Thèse de Doctorat de l'Université Paris XI, France, Décembre 2001.
- [18] **D. LAHOUEL**, " Commande non linéaire adaptative d'une machine synchrone à aimants permanents", Thèse de magistère, Université de Batna, 2009.
- [19] **G. SEGUIER, R. BAUSIERE**, " Les convertisseurs de l'électronique de puissance", la conversion continu-alternatif Tome 4, deuxième édition, Lavoisier TEC II DOC.
- [20] **F. LABRIQUE, G. SEGUIER**, " La conversion continu-alternatif ", Technique et Documentation, Paris, 1995.
- [21] **Babak Nahid Mobarakeh**, " Commande vectorielle sans capteur mécanique des machine synchrones à aimants permanents : méthodes, convergence, robustesse, identification en ligne des paramètres ", Thèse de Doctorat de l'Institut National Polytechnique de Lorraine décembre 2001.
- [22] : **P. LOPEZ, A. S. NOURI**, " Théorie élémentaire et pratique de la commande par les régimes glissants, Mathématiques et Applications ", springer Link, 2006.
- [23] : **N. M. BABAK**, " Commande vectorielle sans capteur mécanique des machines synchrones a aimants : Méthodes, convergence, robustesse, identification "en ligne" des paramètres", Thèse de doctorat, 2001.
- [24] : **A. GOLEA**, " Contribution au développement d'une méthodologie de conception des associations Convertisseurs -Machines ", Thèse de doctorat de l'INP de Grenoble, 1994.
- [25] : **M. S. MERZOUG**, " Étude comparative des performances d'un DTC et d'un FOC d'une Machine synchrone à aimants permanents (MSAP)", Thèse de magistère, Université de Batna, 2008.

[26] : **L. BENALIA**, " Commande en tension des moteurs à induction double alimentés ",
Thèse de doctorat, Université de Batna, 2010.

[27] : **F. BENCHABANE** , " Commande en position et en vitesse par mode de glissement
d'un moteur synchrone triphasé à aimants permanents avec minimisation du chattering ",
Thèse de magistère, Université de Biskra, 2005.

[28] : **G. Grellet, G. Clerc**, " actionneur Electriques, Principes, Modèles, commande ",
Collection Electrotechnique, Edition Eyrolles, 1997

Paramètres de la machine synchrone à aimants permanents

Les paramètres de la MSAP utilisée est donnée par le tableau suivant :

Paramètres	Valeurs
Fréquence [Hz]	50
Tension d'alimentation [V]	220/380
Nombre de paires de pôles	4
Résistance statorique [Ω]	1.4
Inductance longitudinale L_d [H]	0.0066
Inductance transversale L_q [H]	0.0058
Flux d'aimant [Wb]	0.1546
Moment d'inertie [Kg.m^2]	0.00176
Vitesse de rotation nominale [rad/s]	104.71
Coefficient de frottement [Ns /rd]	0.0014

1^{er} chapitre

Généralités sur la MSAP

Sommaire

I-Introduction

II-Machines synchrones à aimants permanents (MSAP)

III-Avantages et inconvénients de (MSAP)

IV- Les domaines d'application de (MSAP)

V- Les aimants permanents

VI- Différents types de MSAP

conclusion

2^{ème} chapitre

Modélisation de la MSAP

Sommaire

Introduction

I- Description de la MSAP

II- Mise en équation de la machine

III- Représentation de la MSAP dans le système d'axe d, q

IV- Mise sous forme d'équation d'état

V- Modélisation de l'association MSAP-Onduleur de tension

VI- Schéma de simulation de la MSAP

Conclusion

3^{ème} chapitre

Commande vectorielle de la MSAP

Sommaire

Introduction

I- Principe de la commande vectorielle

II- Structure globale de la commande

III- Avantages et inconvénients de la commande
vectorielle

IV- La régulation

V- Résultat des simulations

conclusion

4^{ème} chapitre

contrôle à maximum du couple par courant de la MSAP

Sommaire

Introduction

I- But de stratégie de contrôle MTPA

II- Le principe de stratégie de contrôle MTPA

III-

V- Résultat des simulations

conclusion

Introduction générale

Annexe

Conclusion générale

Bibliographie

Sommaire
