

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne Démocratique et Populaire
وزارة التعليم العالي والبحث 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

*Contrôle à maximum du couple par courant
d'un moteur synchrone à aimants
permanents*

Présenté par :

KHICHA Aboubakeur

Soutenu le : 11 Juin 2015

Devant le jury composé de :

Mr. SAHRAOUI Mohamed	MCA	Président
Mr. YAHIA Khaled	MCA	Encadreur
Mme. BENYAHIA Naima	MAA	Examineur

Année universitaire : 2014 / 2015

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne Démocratique et Populaire
وزارة التعليم العالي والبحث 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

*Contrôle à maximum du couple par courant
d'un moteur synchrone à aimants permanents*

Présenté par :

KHICHA Aboubakeur

signature

Avis favorable de l'encadreur :

Dr. YAHIA Khaled

Avis favorable du Président du Jury

Dr. SAHRAOUI Mohamed

signature

Cachet et signature

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية
République Algérienne Démocratique et Populaire
وزارة التعليم العالي والبحث 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 :

Contrôle à maximum du couple par courant d'un moteur synchrone à aimants permanents

Proposé par : KHICHA Aboubakeur

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.

Le but de ce travail est de présenter le principe et la mise en œuvre d'une nouvelle technique de commande à maximum du couple par ampère (MTPA), appliquée à la machine synchrone à aimants permanents alimentée par un onduleur de tension commandé par la technique de modulation de largeur d'impulsions MLI.

Dans la première partie de cette étude, on commence par une étude générale des machines synchrones à aimants permanents, les caractéristiques d'aimants et les différents types d'aimants

permanents ainsi que la modélisation de cette machine et la commande vectorielle avec maximisation du couple par courant.

Mots clés : MSAP, MTPA, MLI et commande vectorielle

في السنوات الأخيرة تم استخدام الآلات المتزامنة ذات المغناطيس الدائم على نطاق واسع وذلك من خلال تحسين جودة في مغناطيس دائم (على وجه التحديد باستخدام الأتربة النادرة)، وبتطور إلكترونيك القوة وتقنيات التحكم الغير الخطية.

والغرض من هذا العمل هو تقديم مفهوم وتنفيذ تقنية جديدة لأقصى قدر من السيطرة عزم الدوران بنسبة التيار، وتطبيقها على المحرك المتزامن ذو المغناطيس الدائم مدعوم من عاكس التيار الكهربائي. في الجزء الأول من هذه الدراسة، فإننا نبدأ مع دراسة عامة للآلات المتزامنة ذات المغناطيس الدائم، وخصائصه وأنواعه المختلفة، وكذا نمذجة للمحرك المتزامن ذو المغناطيس الدائم والتحكم الشعاعي مع زيادة في العزم بواسطة شدة التيار.



Dédicace

Je tiens à dédier ce travail à mes chers parents pour tous ses énormes sacrifices et m'avoir guidé dans le bon 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.

KHICHA Aboubaker

Remerciements

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

J'exprime profondes gratitude 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 dutemps 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'ilsont 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...

Listes des figures

Figure	Définition
Figure I-1	stator et rotor de la machine synchrone à aimants permanents.
Figure I-2	Schéma d'une machine synchrone à aimant permanent.
Figure I-3	Aimants en surface .
Figure I-4	Aimants en insérés .
Figure I-5	Aimants en enterrés .
Figure I-6	Aimants à concentration de flux.
Figure I-7	Principales applications des machines synchrones à aimants permanents .
Figure I-8	Cycle d'hystérésis.
Figure I-8.a	Matériaux magnétiques durs .
Figure I-8.b	Matériaux magnétiques doux .
Figure I-9	Courbe de désaimantation des aimants.
Figure I-9	Courbes de désaimantation des principaux types d'aimants
Figure II-1	Représentation schématique de la MSAP dans l'espace électrique.
Figure II-2	Schéma fonctionnel de model de Park.
Figure II-3	Représentation de la MSAP dans le système d'axe biphasé d-q.
Figure II-4	Schémas équivalents de la MSAP selon les deux axes d et q.
Figure II-5	Bloc simulation de la MSAP dans le référentiel d-q.
Figure II-6	Schéma de simulation d'une MSAP dans le repère d-q .
Figure II-7	Schéma de simulation d'une MSAP dans le repère d-q.
Figure II-8	Schéma global d'un MSAP à vitesse variable et de son alimentation.
Figure II-9	Redresseur triphasé double alternance à diodes.
Figure II-10	Représentation d'un filtre passe bas.
Figure II-11	Schéma d'un onduleur de tension triphasé à deux niveaux.
Figure II-12	Schéma de simulation d'une MSAP alimente par onduleur de tension commandé par la technique MLI triangle-sinusoidale.
Figure II-13	Résultats de simulation d'une MSAP alimentée par onduleur en tension.
Figure II-14	Diagramme de phase de la MSAP dans le référentiel (d, q) lié au champ tournant. .

Figure III-2	Modèle de la MSAP quand I_d est nul.
Figure III-3	Schéma bloc d'une régulation de vitesse de la MSAP alimentée en tension et Commandée par 'orientation du flux'
Figure III-4	Bloc de défluxage.
Figure III-5	Description des couplages.
Figure III-6	Découplage par compensation.
Figure III-7	Commande découplée.
Figure III-8	Représentation de la commande par <i>PI</i> .
Figure III-9	Régulateur <i>PI</i> .
Figure III-10	Boucle de régulation du courant
Figure III-11	Boucle de régulation de vitesse.
Figure III-12	diagramme de vecteur de courant du stator.
Figure III-13	schéma de principe du contrôle à maximum du couple par courant.
Figure III-14.a	Résultats de simulation pour un démarrage à vide.
Figure III-14.b	Résultats de simulation pour un démarrage à vide puis en charge.
Figure III-15	Résultats de simulation pour un changement de vitesse de référence.
Figure III-16	Résultats de simulation pour la variation de la charge.
Figure III-17	Résultats de simulation pour une inversion du sens de rotation avec introduction de la charge.
Figure III-18	Résultat de simulation de la commande vectorielle du MSAP pour les cas sans et avec MTPA à vitesse nominale
Figure III-19	Résultats de simulation de la commande vectorielle du MSAP pour les cas sans et avec MTPA avec une vitesse $N=600$ tr/mn.
Figure III-20	Comparaison entre les cas de commande vectorielle sans et avec MTPA.



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.
$\Omega_{\text{réf}}$	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.
$\varphi_{\text{mréf}}$	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 I

Généralité sur la machine synchrone à aimant permanent

I. 1 Introduction.....	3
I. 2 Présentation de la machine synchrone à aimants permanents.....	3
I. 2. 1 Constitution de la MSAP	3
1 - Sator.....	3
2 - Rotor.....	4
I. 2. 2 Configurations rotoriques de la machine à aimants permanents.....	5
I. 2. 2. 1 Aimants en surface.....	5
I. 2. 2. 2 Aimants insérés.....	6
I. 2. 2. 3 Aimants enterrés.....	6
I. 2. 2. 4 Aimants à concentration de flux	7
I. 2. 3 Principe de fonctionnement de la MSAP.....	8
I. 2. 4 Démarrage d'un moteur synchrone à aimants permanents.....	8
I. 2. 5 Avantages des MSAP par rapport aux autres types de machines.....	9
I. 2. 5. 1 Moteurs synchrones à aimants - Moteurs à courant continu.....	9
I. 2. 5. 2 Moteurs synchrones à aimants - Moteurs synchrone classique.....	9
I. 2. 5. 3 Moteurs synchrones à aimants - Moteurs asynchrones.....	9
I. 2. 6 Inconvénients de la MSAP.....	10
I. 2. 7 Les domaines d'application de MSAP.....	10
I. 3 Les aimants permanents.....	12
I. 3. 1 Définition.....	12
I. 3. 2 Caractéristiques générales des aimants permanents.....	12
I. 3. 2. 1 Propriétés des aimants.....	13
I. 3. 2. 2 Causes de la désaimantation.....	14
1- variation de la température.....	14
2 - Autres causes de la désaimantation.....	15

I. 3. 3 Les différents types d'aimants permanents.....	15
1 - Les Alnico.....	15
2 - Les Ferrites.....	15
3 - Les alliages métaux terres rares.....	15
I. 4 Conclusion.....	18

Chapitre II

Modélisation de la machine synchrone à aimant permanent

II. 1 Introduction.....	19
II. 2 Hypothèses simplificatrices.....	19
II. 3 Mise en équations du modèle de MSAP.....	19
II. 3. 1 Équations électriques.....	20
II. 3. 2 Equation magnétique.....	21
II. 3. 3 Équation mécanique.....	22
II. 4 Modèle de la machine synchrone à aimants permanents dans le repère de Park.....	23
II. 5 Mise en équations dans le système d'axes d-q.....	25
II. 5. 1 Équations électriques.....	25
II. 5. 2 Équations des flux.....	26
II. 6 Modélisation sous la forme d'états de la MSAP.....	29
II. 6. 1 Représentation d'état du modèle de la MSAP dans le repère d-q.....	29
II. 6. 2 Schéma fonctionnelle de la MSAP.....	30
II. 6. 3 Bloc de simulation d'une MSAP alimentée en tension.....	31
II. 6. 4 Résultats de simulation.....	32
II. 7 Modélisation de l'alimentation de la machine.....	34
II. 7. 1 Système d'alimentation de la MSAP.....	34
II. 7. 1. 1 Modélisations du redresseur triphasé double alternance à diodes.....	34
II. 7. 1.2 Modélisation du filtre.....	35
II. 7. 1. 3 Onduleur de tension triphasé.....	36
II. 7. 1.3.1 Principe de fonctionnement et modélisation de l'onduleur de tension.....	36
II. 7. 2 Résultat de simulation de la MSAP alimentée par onduleur de tension MLI triangle Sinusoïdale.....	39

II. 8 Conclusion.....	41
-----------------------	----

Chapitre III

Commande Vectorielle de la MSAP avec maximisation du rapport couple par courant

III. 1 Introduction	42
III. 2 Avantages de la commande vectorielle	43
III. 3 Inconvénients de la commande vectorielle	43
III. 4 Principe de la commande vectorielle.....	43
III. 5 Commande vectorielle de la MSAP	45
III. 5. 1 Commande vectorielle de la MSAP alimentée en tension.....	45
III. 5. 1. 1 Bloc de défluxage.....	47
III. 5. 1. 2 Découplage par compensation.....	48
III. 5. 1. 3 La régulation.....	51
III. 5. 1. 3. 1 Conception des Régulateurs.....	51
III. 5. 1. 3. 2 Calcul des Régulateurs.....	52
1- Régulateur des Courants.....	52
2 - Régulateur de Vitesse.....	54
III. 6 Application de la technique MTPA.....	56
III. 6. 1 Introduction.....	56
III. 6. 2 But de la technique.....	56
III. 6. 3 Explication de la technique.....	56
III. 6. 4 Résultats de simulation et discussion.....	59
III. 6. 4. 1 Essai à vide et en charge.....	65
III. 6. 4. 2 Changement de la référence de vitesse.....	65
III. 6. 4. 3 Essai de la variation de la charge.....	66
III. 6. 4. 4 Essai de variation du couple de charge et inversion du sens de rotation.....	66
III. 6. 5 Résultat de simulation en régime statique.....	67
III. 7 Conclusion.....	72
Conclusion générale.....	73
Bibliographie.....	75
Annexe	



Introduction générale



Introduction générale

Durant ces dernières années, les composants de l'électronique de puissance ont subi une grande évolution avec l'alimentation de composants interrupteurs rapides, ainsi que le développement des techniques de commande. Cette apparition a permis de concevoir des convertisseurs statiques capables d'alimenter en amplitude et en fréquence variable les moteurs à courant alternatifs. Le collecteur mécanique de la machine à courant continu a été remplacé par des inducteurs de type aimants permanents dans le cas où les machines sont à courant alternatifs qui permet de supprimer les contacts glissants [1].

Le développement en parallèle de l'électronique de puissance et des aimants permanents conduit à la conception d'un nouveau type de machine synchrone excitée par des aimants permanents d'où le nom : Machine Synchrone à Aimants Permanents (MSAP).

Aujourd'hui, les moteurs synchrones à aimants permanents sont recommandés dans le monde industriel. Ceci est dû au fait qu'ils sont fiables, leur vitesse de rotation est proportionnelle à la fréquence d'alimentation et moins encombrants que les moteurs à courant continu grâce à l'élimination de la source d'excitation. Ainsi, leur construction est plus simple puisque il n'appartient pas un collecteur mécanique qui entraîne des inconvénients majeurs tels que la limitation de puissance, l'usure des balais et les pertes rotorique. Par conséquent, ceci augmente leur durée de vie et évite un entretien permanent.

La machine synchrone à aimants permanents est connue par sa robustesse qui permet de créer des commandes de vitesse et de couple avec précision et des performances dynamiques très intéressantes (actionneurs de robotiques, servomoteurs, entraînement à vitesse variable etc.). Mais sa commande est plus compliquée que celle d'une machine à courant continu ; car le système est non linéaire et il est très difficile d'obtenir le découplage entre le courant induit et le courant inducteur. Afin de faciliter notre étude on doit modéliser notre machine suivant les axes d-q donc, on abordera le passage du repère triphasé au repère biphasé par le biais de transformation de *Park* et on établira les équations électriques et mécaniques de la machine synchrone à aimants permanents.

La commande vectorielle permet à la machine synchrone à aimants permanents d'avoir une dynamique proche de celle de la machine à courant continu qui concerne la linéarité et le découplage. Cependant, cette structure de commande nécessite que les paramètres de la machine soient précis, ceci exige une bonne identification des paramètres. En conséquence, le

recours à des algorithmes de commande robuste, pour maintenir un niveau de découplage et de performance acceptable est nécessaire [2].

Ce travail traite de la commande vectorielle à maximum du rapport couple par courant des machines synchrones à aimants permanents triphasé à pôles saillance alimentées par un onduleur commandé par la technique modulation de largeur d'impulsions.

Ce mémoire est structuré comme suit :

On présentera dans le premier chapitre une étude générale des machines synchrones à aimants permanents, ses avantages et ses domaines d'application, ainsi que les caractéristiques d'aimants et les différents types d'aimants permanents,

Le deuxième chapitre présentera le modèle mathématique du moteur synchrone à aimants permanents (MSAP) permettant l'étude de son comportement dynamique. Le modèle adopté est basé sur la transformation de Park. Nous présentons ensuite la modélisation des différentes parties du convertisseur statique. La MSAP est alimentée par une source de tension parfaite, puis par un onduleur de tension à modulation de largeur d'impulsion (MLI).

Le troisième chapitre fera l'objet de l'application de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique à la machine synchrone à aimants permanents. La vitesse et les courants est réglée par un régulateur classique de type *PI*. Puis on consacre à l'application de la technique de maximisation du rapport couple par courant (en anglais MTPA : Maximum Torque Per Ampers) sur la MSAP. Des tests de simulation sont présentés pour examiner la robustesse de la technique ainsi que le système d'entraînement complet dans différents modes de fonctionnement.

Finalement, une conclusion générale résumera la synthèse du travail réalisé en indiquant les perspectives que peuvent être envisagées.

Chapitre I :

**Généralité sur la machine synchrone à
aimant permanent**

I. 1 Introduction

Avec l'avènement des matériaux à aimants permanent de haute énergie et les Progrès réalisés dans le domaine de l'électronique de puissance ,les moteurs à aimants permanents ont connu ces dernières années un grand essor , et deviennent plus en plus remplacer le moteur à courant continu dans les application ou l'on cherche de performances dynamiques et statiques très élevés avec de puissance importantes [1].

Ces types de moteur s'impose sur le marché en raison de sa puissance massique élevée vu que,les aimants modernes ont la capacité de produire une forte induction dans l'entrefer sous un faible volume , ce qui est impossible avec un inducteur bobiné .

I. 2 Présentation de la machine synchrone à aimants permanents

Le terme de la machine synchrone regroupe toutes les machines dont la vitesse de rotation de l'arbre de sortie est égale à la vitesse de rotation du champ tournant. Pour obtenir un tel fonctionnement, le champ magnétique rotorique est généré soit par des aimants, soit par un circuit d'excitation.

Cette famille de machine regroupe en fait plusieurs sous familles :

- ❖ les machines synchrone à rotor bobiné.
- ❖ les machines synchrone à réluctance.
- ❖ les machines synchrone à aimants permanents.

I. 2. 1 Constitution de la MSAP

Le moteur synchrone est constitué de deux parties, une partie mobile ou rotor constituant 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.

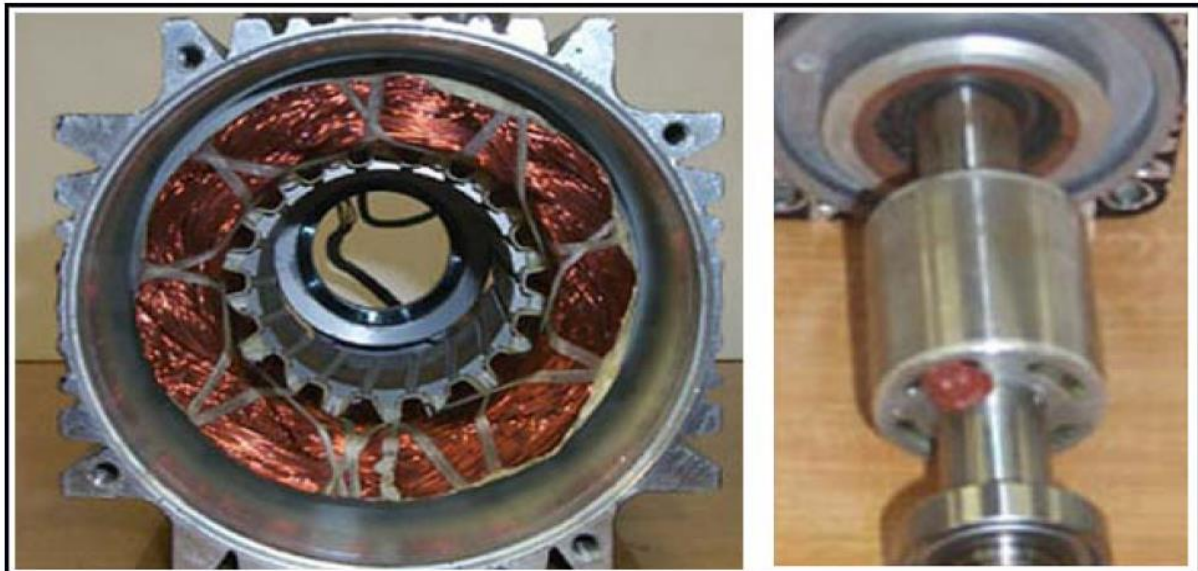
1 - Sator

Le stator d'une machine synchrone à aimants permanents , est similaire à celui de la machine asynchrone ,Il est constitué de trois enroulements identiques représenté par trois axes (a,b,c) 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 [2].

2 - Rotor

le cas du moteur synchrone à aimants permanents, l'inducteur est remplacé par des aimants, ce ci présente l'avantage d'éliminer les balais et les pertes rotoriques, la nécessité d'une source pour fournir le courant d'excitation, cependant, on ne peut pas contrôler le flux rotorique.



Stator

Rotor

Figure (I.1) : stator et rotor de la machine synchrone à aimants permanents.

Le rotor de la MSAP est généralement de deux types [3] [4]:

- rotor possédant des pièces polaires ($L_d < L_q$), servant à la concentration du flux d'induction dans le quel les aimants sont orientés soit parallèlement soit perpendiculairement à l'entrefer, soit de manière plus complexe. Dans ce type de machine, l'inducteur est à pôles saillants.
- rotor sans pièces polaires ($L_d = L_q$), donc à entrefer constant dans le quel l'aimantation des aimants est généralement perpendiculaire à l'entrefer. 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.

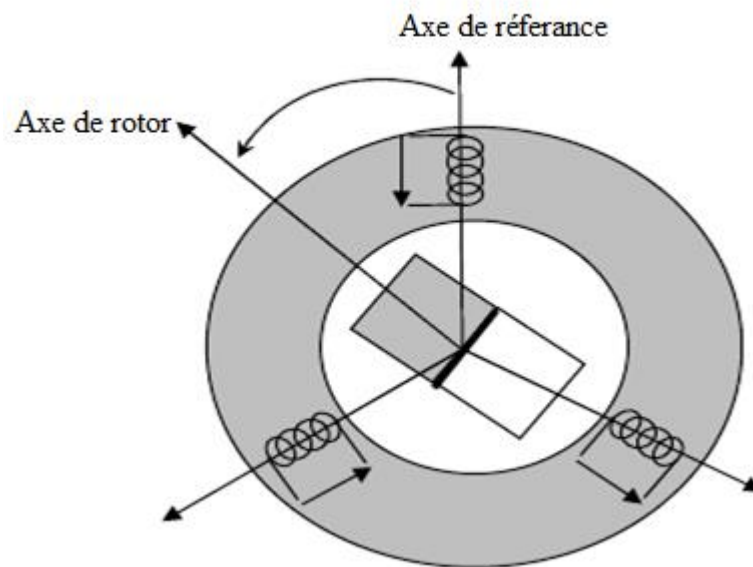


Figure (I.2) : Schéma d'une machine synchrone à aimant permanent [5].

I. 2. 2 Configurations rotoriques de la machine à aimants permanents

Les machines à aimants permanents peuvent être construites avec plusieurs de configurations rotoriques. Leur classification globale en terme du placement des aimants est le suivant:

I. 2. 2. 1 Aimants en surface

Pour ces types de machines, les aimants sont placés sur du rotor, ils sont aimantés radialement, comme montré sur la figure (I.3). Cette configuration du rotor est la plus utilisée. Le principale avantage de la machine avec des aimants en surface est sa simplicité donc faible coût de fabrication par rapport aux autres. l'inconvénient l'exposition des aimants permanent aux champs démagnétisants. De plus, les aimants sont soumis à des forces centrifuges qui peuvent causer leur détachement du rotor. Parfois, un cylindre externe non ferromagnétique de haute conductivité est utilisé. Il protège les aimants permanents de la désaimantation, de la réaction de l'induit et des forces centrifuges. Dans le cas des aimants du type terres rares la réactance synchrone dans l'axe-d et l'axe-q sont, pratiquement les mêmes.

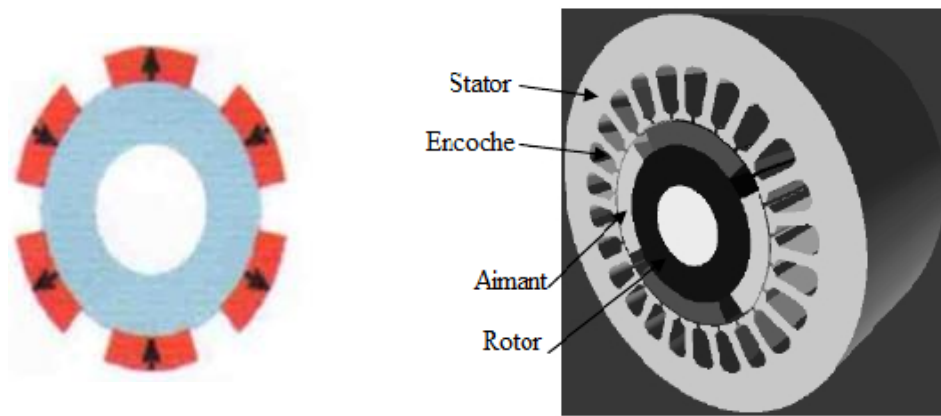


figure (I.3) : Aimants en surface .

I. 2. 2. 2 Aimants insérés

Comme des machines avec aimants en surface, les aimants du type insérés sont aussi montés sur la surface du rotor. Toutefois, les ouvertures entre les aimants permanents sont partiellement remplies avec le fer, comme montré sur la figure (I.4). Le fer entre les aimants permanents crée une saillance et donne un couple réactant en plus du couple des aimants. La réactance synchrone de l'axe-q est légèrement supérieure à celle dans l'axe-d.

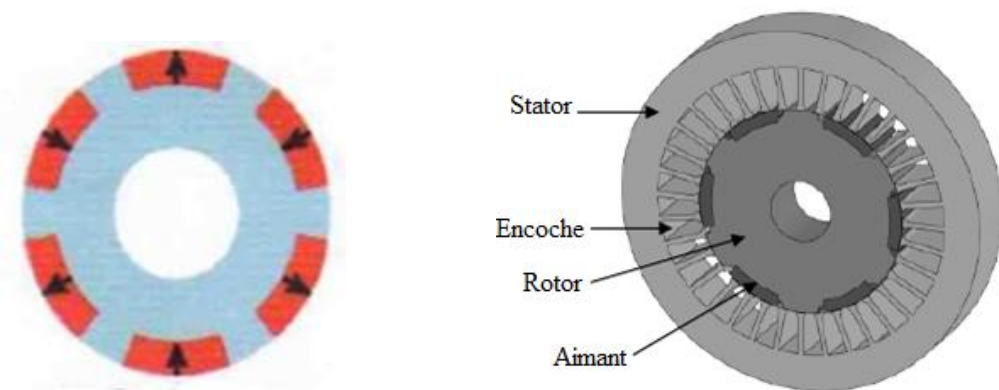


figure (I.4) : Aimants en insérés .

I. 2. 2. 3 Aimants enterrés

les machines à aimants enterrés sont des machines avec des aimants intégrés dans le rotor figure (I.5) et aimantés radialement. Du fait que la surface du pôle magnétique est plus petite que celle du rotor, l'induction dans l'entree est plus faible que l'induction dans l'aimant. La réactance synchrone dans l'axe-d est plus petite que celle de l'axe-q. Les aimants dans cette configuration sont très bien protégés contre les forces centrifuges. Cette configuration du rotor est recommandée pour les applications à grandes vitesses.

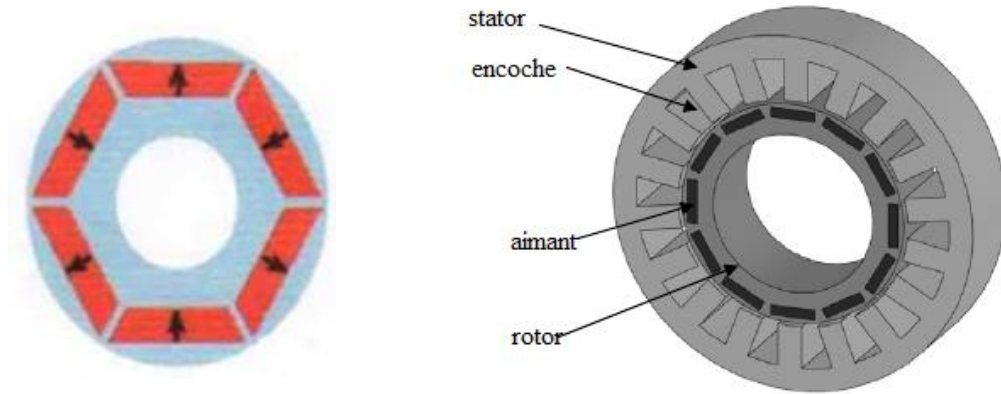


Figure (I.5) : Aimants en enterrés .

I. 2. 2. 4 Aimants à concentration de flux

Une autre façon de placer les aimants permanents dans le rotor est de les enterrer profondément à l'intérieur du rotor. Ici, les aimants sont aimantés dans le sens de la circonférence figure(I.6) les pôles magnétiques se forment alors à niveau des parties ferromagnétiques du rotor par concentration de flux provenant des aimants permanents . L'avantage de cette configuration par rapport aux autres est la possibilité de concentrer le flux généré par les aimants permanents dans le rotor et d'obtenir ainsi une induction plus forte dans l'entrefer . les aimants permanents de cette dernière sont aussi bien protégés contre la désaimantation et les contraintes mécaniques. La réactance synchrone sur l'axe $-q$ est plus grande que celle de l'axe-d .

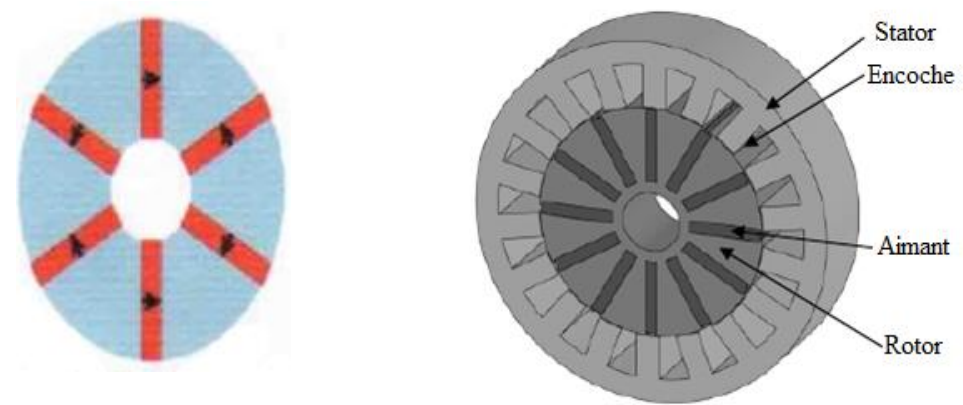


figure (I.6) : Aimants à concentration de flux.

I. 2. 3 Principe de fonctionnement de la MSAP

Le fonctionnement de la machine synchrone à aimants permanents est beaucoup plus simple que celui du moteur à courant continu:

Le stator muni d'un enroulement polyphasé, triphasé dans la plus part des cas, est alimenté par un système de tensions et courants créant dans l'entrefer un champ d'induction tournante **.Bri**.

Le champ d'induction a tendance à attirer le rotor, le quel est muni d'aimants permanents produisant le champ d'induction **.Bri**. De ce fait, les champs d'induction créés par le stator et le rotor ont tendance à s'aligner, raison pour laquelle un couple d'origine électromagnétique prend naissance. Comparativement à la machine à courant continu, on voit que c'est le rotor qui joue le rôle d'inducteur (excitation), l'induit étant alors au stator. Le rotor se met à tourner à une vitesse angulaire ω_r correspondant à la pulsation ω_s de l'alimentation triphasée, ce que justifie la désignation du moteur synchrone.

I. 2. 4 Démarrage d'un moteur synchrone à 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 $\Omega = \omega/p$.

ω : La pulsation des courants statoriques [rad/s].

p : Le nombre de paire de pôles de la machine.

Ω : La vitesse de rotation de la machine [rad/s].

➤ 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 synchrone 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. 2. 5 Avantages des MSAP par rapport aux autres types de machines

Un avantage évident de l'utilisation des aimants au niveau de la production du flux est la suppression des pertes par effet joule du système inducteur. On peut montrer dans le cas des machines classiques que l'importance relative de ces pertes par effet joule par rapport à la puissance utile est d'autant plus élevée que la machine est de taille plus réduite. Un autre avantage de l'excitation par aimants, concerne l'amélioration de la sécurité de fonctionnement certes [6] .

I. 2. 5. 1 Moteurs synchrones à aimants - Moteurs à courant continu

Les moteurs synchrones à aimants concurrencent les moteurs à courant continu. En effet les moteurs synchrones à aimants produisent un couple élevé, l'absence du système balais lames du collecteur pour les moteurs à aimants permet de réduire la maintenance et d'éviter les problèmes de limitation pour la vitesse maximale.

I. 2. 5. 2 Moteurs synchrones à aimants - Moteurs synchrone classique

Les aimants modernes et en particulier les plus performants, tel que les terres rares ont une perméabilité voisine de celle de l'air. Ceci conduit à un entrefer équivalent plus important que celui obtenu avec les machines synchrones classiques. Cet avantage offre aux moteurs synchrones à aimants une meilleure stabilité.

D'autre part, le moteur synchrone classique est limité par le volume de son rotor pour les grandes vitesses de rotation, ce qui n'est pas le cas pour un inducteur à aimants. L'auto pilotage élimine tout problème de décrochage ou de ralentissement.

I. 2. 5. 3 Moteurs synchrones à aimants - Moteurs asynchrones

Les moteurs à aimants présentent les avantages suivants par rapport aux moteurs asynchrones:

- Un faible moment d'inertie, ce qui à pour effet de donner une réponse plus rapide pour un couple donné .
- Un rendement plus élevé que celui des moteurs asynchrones classiques, en effet les pertes joules rotoriques sont négligeables pour les machines à aimants .
- Le moteur à aimants est avantage par sa rusticité, et il n'a pas besoin de requérir à une source de courant d'excitation, ce qui n'est pas le cas pour le moteur asynchrone ;
- Pour les mêmes performances, le moteur est de taille plus réduite, cet avantage permet

d'utiliser les machines à aimants là où l'encombrement est limité. Toute fois le moteur asynchrone ne produit pas de couple de détente ce qui est le cas des machines synchrone à aimants .

I. 2. 6 Inconvénients de la MSAP

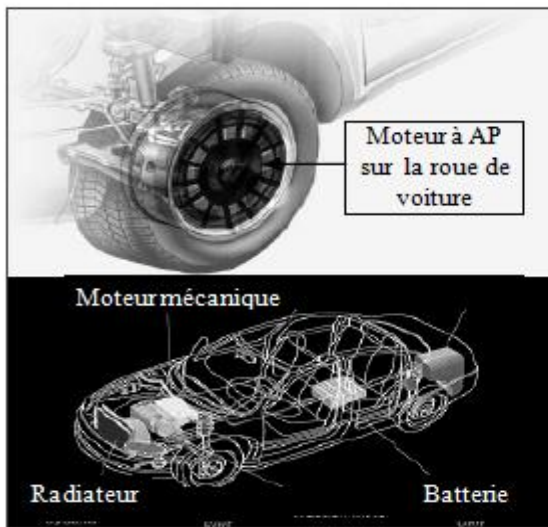
Comme inconvénients de la MSAP on cite [7] [3]:

- 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.
- Difficultés de démarrage.
- risques de décrochage.

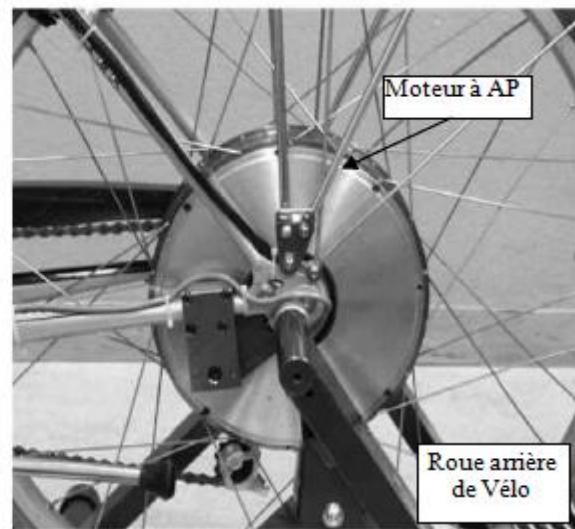
I. 2. 7 Les domaines d'application de MSAP

Le moteur synchrone à aimants permanents est utilisé dans une large gamme de puissance, allant de centaines de Watts (servomoteurs) à plusieurs méga Watts (systèmes de propulsion des navires), des applications aussi diverses que le positionnement, la synchronisation l'entraînement à vitesse variable, et la traction [8] .

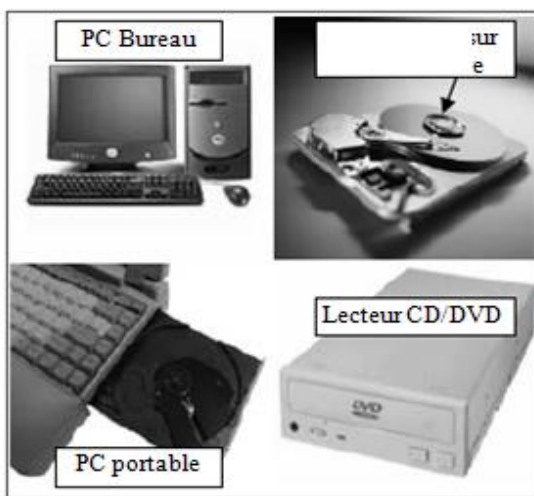
- Il fonctionne comme compensateur synchrone.
- Il est utilisé pour les entraînements qui nécessitent une vitesse de rotation constante, tels que les grands ventilateurs, les compresseurs et les pompes centrifuges.
 - les application de l'énergie de l'éolienne.
 - la production d'électricité.
- L'existence de champ magnétique en l'absence de courant est mise à profit pour la réalisation des capteurs, par exemple des capteurs de proximité.
 - Ils équipent en particulier les disques durs et les graveurs de DVD des ordinateurs. Ils sont également très utilisés en modélisme pour faire se mouvoir des modèles réduits d'avions, d'hélicoptères (aéromodélisme et voitures). Une forme simplifiée et populaire de ces technologies est utilisée dans les ventilateurs assurant le refroidissement des micro-ordinateurs .
 - la propulsion des véhicules électriques et la propulsion des sous-marins.



(a) : Voiture Hybride



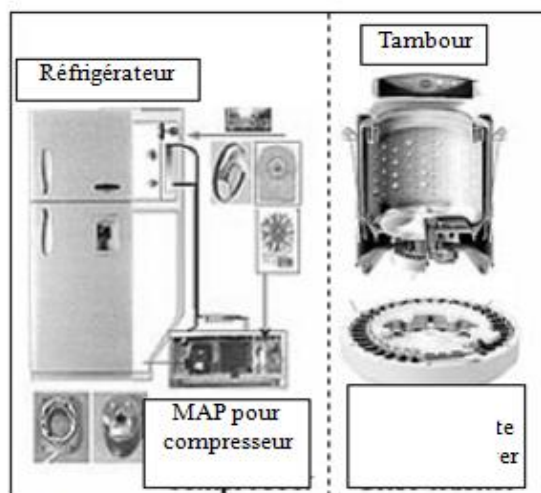
(b) : Vélo électrique



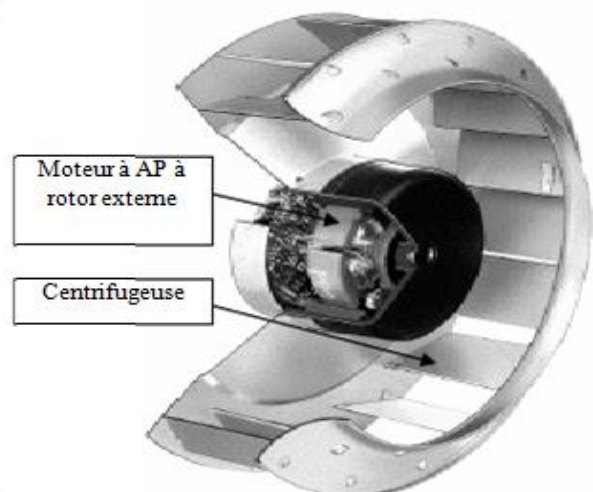
(c) : Lecteurs CD/DVD et disque dur de PC



(d) : Lecteur vidéo, VCR



(e) : Compresseur réfrigérateur et moteur machine à laver



(f) : Moteur d'un ventilateur

Figure (I.7) : Principales applications des machines synchrones à aimants permanents[3] .

I. 3 Les aimants permanents

I. 3. 1 Définition

La définition de l'aimant permanent peut se formuler de la manière suivante : «Un aimant permanent est un matériau ferromagnétique qui possède une aimantation rigide susceptible de créer un champ magnétique extérieur et de maintenir en permanence une force magnétique » [9].

I. 3. 2 Caractéristiques générales des aimants permanents

Le choix des aimants permanents est essentiel, puisqu'ils interviennent avec importance dans le couple mécanique de MSAP. Les matériaux utilisés pour leurs propriétés magnétiques se classent en fonction de la largeur de leur cycle d'hystérésis (figure I.8) et forment deux grandes familles. La première est celle des matériaux magnétiques durs (à large cycle), appelés communément " aimants permanents " car leur aimantation ne varie pas sous l'effet d'un champ magnétique extérieur. La seconde est celle des matériaux magnétiques dits « doux » qui ne manifestent de propriétés magnétiques qu'en présence d'une excitation externe.

Les matériaux durs se caractérisent par un cycle d'hystérésis relativement large et sont capables de conserver une aimantation résiduelle même lorsqu'ils sont plongés dans des milieux hostiles. C'est pourquoi on les appelle aimants permanents [9].

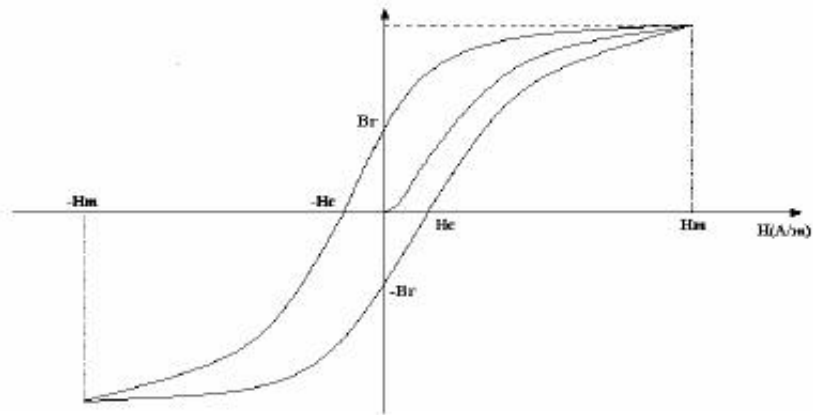


Figure (I-8): Cycle d'hystérésis.

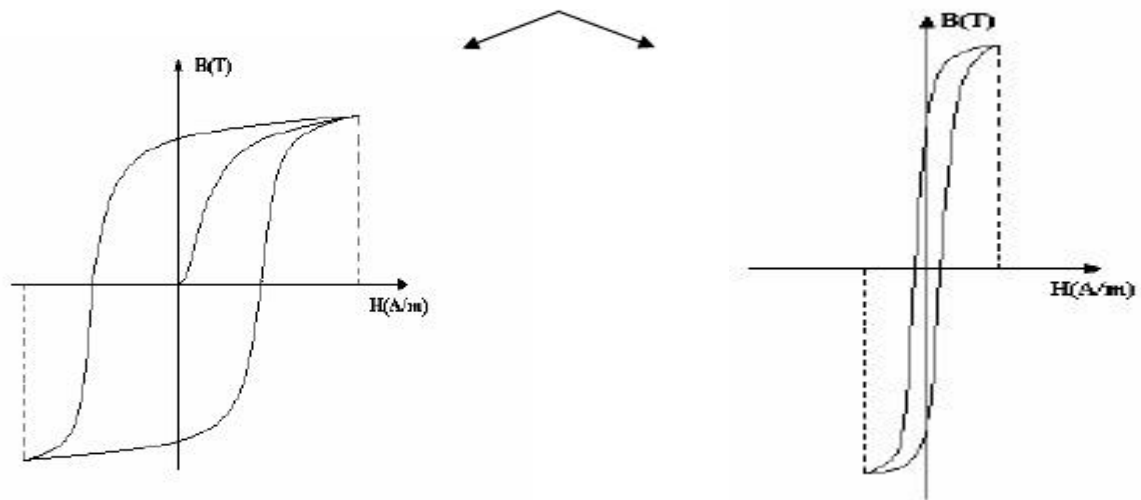


Figure (I-8.a): Matériaux magnétiques durs.

(Figure1-8.b): Matériaux magnétiques doux.

I. 3. 2. 1 Propriétés des aimants

Les aimants sont principalement caractérisés par le deuxième quadrant du cycle d'hystérésis, appelé "caractéristique de désaimantation"[10].

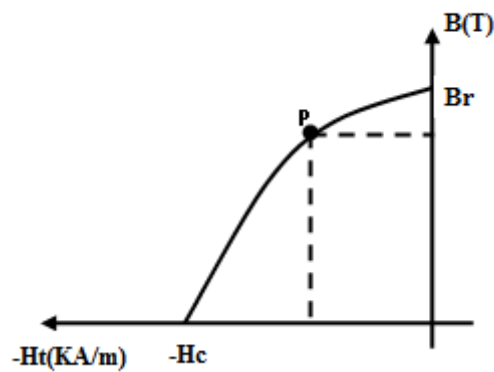


Figure (I.9) : Courbe de désaimantation des aimants [3].

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

a- L'induction rémanente **Br**: qui indique les performances potentielles des aimants (plus Br est important, plus l'aimant est performant). et indique la puissance potentielle de l'aimant et détermine la section normale nécessaire au passage de flux utile pour le maintien du flux d'enterfer.

b-Le champ coercitif **Hc**: 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 Hc 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 [6].

c- Le point de fonctionnement optimal d'un aimant est obtenu pour la valeur maximum du produit (**BH**) par unité de volume, il est indispensable de connaître les propriétés mécaniques et physico-chimiques, le prix ainsi que le point de Curie (température au-delà de laquelle l'aimant perd ses propriétés magnétiques).

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.[10]

I. 3. 2. 2 Causes de la désaimantation

Le champ magnétique, vu à travers l'aimant peut être variable, soit par la modification de la géométrie du circuit magnétique, soit par l'application d'un champ magnétique extérieur variable. Les différentes causes de désaimantation sont les suivantes :

1 - variation de la température

A des température de fonctionnement qu'on appelle critique, les grandeurs essentielles de l'aimant, (**Br** et **Hc**) subissent des variations dont les effets se matérialisent par des pertes de flux dans l'enterfer de la machine on distingue généralement deux sortes de diminution [10] [3]:

- Diminutions réversibles d'induction : elles sont annulées par le retour de l'aimant à la température initiale. Elle s'expriment par le coefficient de la rémanence.

-Diminutions irréversibles d'induction : elle sont dues à la dépendance en température du champ coercitif. En effet, à des températures élevées le champ coercitif diminue et l'aimantation des certaines zones ne peut être ramenée à l'état initial. Ces pertes ne sont pas annulées après retour à la température initiale. Elle ne pourront l'être que par une réaimantation.

2 - Autres causes de la désaimantation

Le vieillissement de l'aimant se traduit souvent par une diminution de son aimantation-rém rémanente de façon globale ou locale au sein du corps du matériau. Les désaimantations locales peuvent être dues par exemple, aux vibrations du rotor notamment suite aux harmoniques du couple.

I. 3. 3 Les différents types d'aimants permanents

Il existe une grande variété de matériaux, pour aimants permanents, dont les propriétés et les applications sont diverses. Dans le cas des machines tournantes, on distingue trois types:

1 - Les Alnico

Aimants permanents réalisés à partir d'un alliage Aluminium-Nickel-Cobalt. caractérisés par une induction rémanente élevée et un champ coercitif faible ils sont donc de caractéristique énergétiques médiocres. En effet, de part leur composition métallique ils sont le siège des pertes fer, et le procédé de fabrication induit une direction privilégiée de l'aimantation qui est celle de la plus grande longueur. Actuellement, en raison de leur basse qualité, ils sont plus utilisés.

2 - Les Ferrites

Aimants permanents, formés de matériaux de la famille des céramiques et donc électriquement non-conducteurs et quasiment ferromagnétiques. Ils sont sur tout intéressants pour leur bon rapport densité d'énergie-prix.

3 - Les alliages métaux terres rares

ils sont, actuellement, les plus performants tous les aimants permanents utilisés dans la construction des machines synchrones. La version la plus courante l'alliage :

➤ **Les Samarium Cobalt (SmCo) :** sont beaucoup plus performants et autorisent une température de fonctionnement élevée (jusqu'à 300°C), mais ils sont très coûteux en raison notamment de la présence du cobalt dans composition. Les Sm-Co sont utilisés dans les applications particulières (télécommunication, aéronautique) dont les propriétés à haute température et résistance à l'oxydation sont supérieures.

➤ **Les Néodyme-Fer-Bore (Nd-Fe-B):** ont des performance supérieures aux Samarium Cobalt et sont beaucoup moins coûteux mais leur tenue à la température est moins bonne (jusqu'à 160°C). Les aimants de type Nd-Fe-B sont principalement utilisés dans la micro-informatique et les télécommunications .

Ces aimants sont très appréciés par les constructeurs, car ils permettent une réduction, importante du poids et de l'encombrement de la machine pour une même puissance, puisque ils possèdent une puissance massique élevée. En effet, la puissance électrique d'une machine à aimants permanents est directement proportionnelle à la densité d'énergie emmagasinée dans les aimants [8].

Le choix d'aimant est effectué en fonction des caractéristiques recherchées et du prix de l'aimant qui est très variable. Quelques propriétés magnétiques des différents types des aimants sont données dans le tableau I.1 ci-dessous .

Type d'aimants	Densité d'énergie $(BH)_{max}$ (kJ / m ³)	Induction rémanente B_r (T) à 25°C	Champ coercitif $-H_c$ (kA/m)	Température T_{max} (°C)	Prix (€ / Kg)
NdFeB	200-380	1,2-1,5	900-2000	140 -220	80-150
Sm Co5	140-200	1	2000	280	220
Sm ₂ Co ₁₇	180-240	1,05	2000	350-550	300
Alnico	50-85	1,1-1,3	130	550	45
Ferrites strontium	27-35	0,3-0,4	250	250	6
Ferrites baryum	8-30	0,2-0,4	170	100-240	4,5

Tableau I.1 :Quelques propriétés magnétiques des différents types des aimants [10].

Les propriétés magnétiques de la machine synchrone à aimants permanents dépendent directement de la qualité de l'aimant utilisé (alnico, terre-rare, ferrite, ...). Ce dernier, est caractérisé par sa courbe de désaimantation qui correspond à son domaine de fonctionnement.

Cette courbe obtenue suite au phénomène d'hystérésis, est caractérisée par les points d'intersection avec l'axe des ordonnées et l'axe des abscisses qui définissent respectivement l'induction rémanente B_r (T) et le champ coercitif H_{cb} de l'aimant (figure I-10).

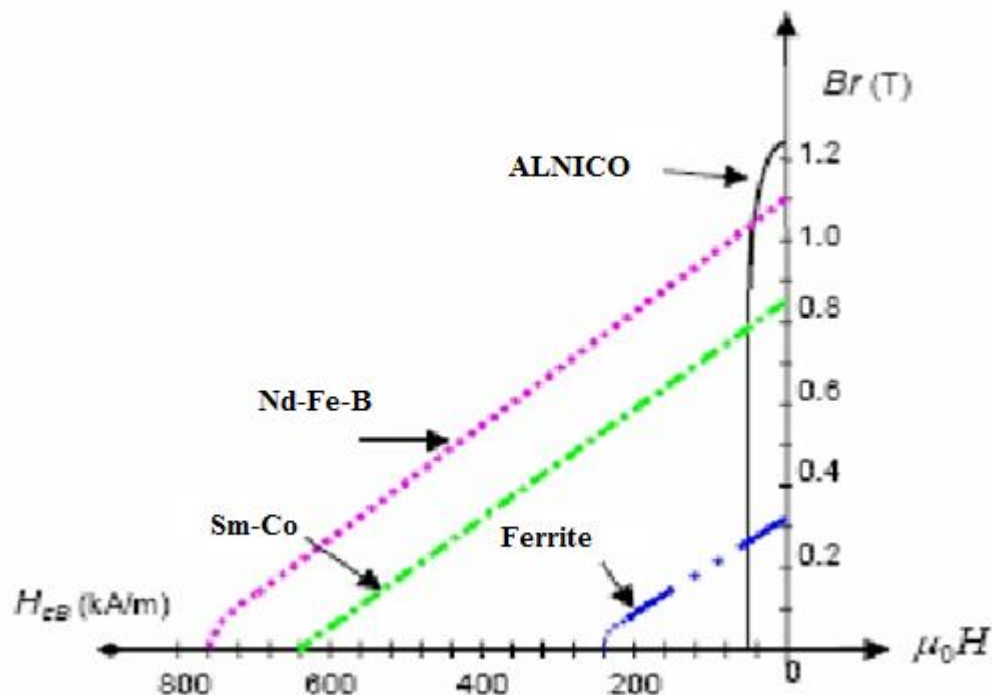


Figure (I-10) : Courbes de désaimantation des principaux types d'aimants [9] .

Il faut souligner que les aimants permanents utilisés dans les machines électrique présentent une très grande rigidité magnétique (associée à une perméabilité magnétique dynamique proche de la perméabilité de l'air : μ_0) qui garantit une grande résistance à la désaimantation nécessaire pour les fonctionnement démagnétisant au niveau des machines électriques.

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)[9].

Le critère technico-économique performance/coût est important dans le choix des aimants. Pour les structures à pôles lisses, les aimants de type terre rares sont les plus utilisés.

I. 4 Conclusion

Dans ce chapitre on a présenté des généralités sur la machine synchrone à aimants permanents, et les avantages qu'elles ont par rapport aux autres types, à savoir ; Une excitation constante, une faible inertie. Ces machines, ont fait l'objet de plusieurs travaux récents. Ainsi que les Caractéristiques générales des aimants permanents et ses propriétés, et les différents aimants permanents constituant le rotor.

La modélisation et simulation de la machine à aimants permanents et son alimentation seront L'Object du second chapitre.

Chapitre II :

**Modélisation de la machine synchrone à
aimant permanent**

II. 1 Introduction

La modélisation de la machine synchrone est préméditée aussi bien pour le concepteur que pour l'automaticien. Elle permet l'observation et l'analyse des différentes évolutions de ses grandeurs électriques d'une part et d'autre part l'élaboration des lois de commande.

Un modèle basé sur les équations de cette machine est généralement suffisant pour faire la synthèse de la commande.

Dans ce chapitre, nous étudions la modélisation de la machine synchrone à aimants Permanents, en utilisant un certain nombre d'hypothèses simplificatrices, afin d'obtenir un modèle simple pour la simulation numérique utilisant le logiciel MATLAB/SIMULINK.

II. 2 Hypothèses simplificatrices

Afin de modéliser le MSAP, on adopte les hypothèses simplificatrices usuelles données dans la majorité des références [12] :

- Distribution spatiale sinusoïdale des forces magnétomotrices dans l'entrefer.
- Le circuit magnétique est supposé non saturé, ce qui permet d'exprimer les flu comme fonctions linéaires des courants.
- Le circuit magnétique est supposé parfaitement feuilleté : les courants de Foucault sont négligeables.
- L'hystérésis, l'effet de peau ainsi que l'effet de la température sont négligeables.
- Les couplages capacitifs entre les enroulements sont négligés.

II. 3 Mise en équations du modèle de MSAP

Le comportement de toute machine électrique est entièrement déterminé par les équations électriques, magnétiques et mécaniques [13].

La représentation schématique de la machine synchrone à aimants permanents dans l'espace électrique est donnée sur la figure (II.1) :

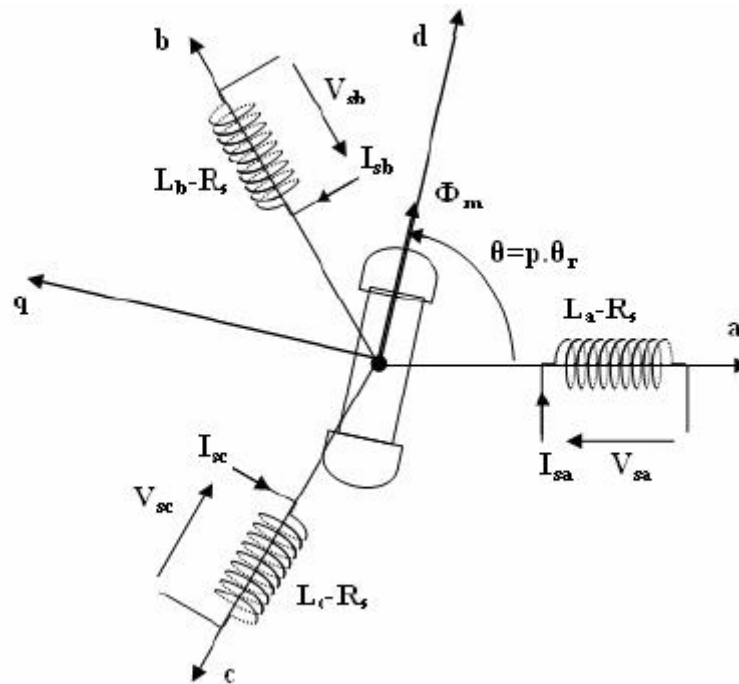


Figure (II.1) Représentation schématique de la MSAP dans l'espace électrique.

Pour le système d'axe de référence au stator abc: la phase (a) est choisie de sorte que la force magnétomotrice est maximale avec l'application d'un courant positif maximal à cette phase. Les axes de références de la phase (b) et (c) sont fixés à 120° et 240° en avance de l'axe (a). Le système d'axe de référence au rotor d-q est choisi de sorte que le flux de magnétisation est en phase avec l'axe d. L'axe q est fixé à 90° en avance de cet axe. L'angle séparant l'axe du rotor et l'axe a au stator représente la position électrique du rotor de la machine $\theta = p \cdot \theta_r$ [14].

Le système d'axe de référence au rotor d-q tourne à la vitesse $\omega_s = p \cdot (d\theta/dt)$ tandis que le système d'axe de référence au stator abc reste fixe, où ω est la fréquence électrique du système. La relation qui relie la fréquence électrique ω et la vitesse de rotation mécanique du rotor Ω présentée par l'expression suivante $\omega = p \cdot \Omega$.

avec:

p : nombre de paire de pôles de la machine [14][12].

Dans le cadre des hypothèses simplificatrices et pour une machine équilibrée les équations de la machine s'écrivent comme suit :

II. 3. 1 Équations électriques

Les équations électriques du stator d'une machine synchrone triphasée à aimants permanents en convention récepteur et en absence d'enroulements amortisseurs s'écrivent :

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

En désignant par :

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

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

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

R_s : Leurs résistance.

Les équations (II.1) peuvent s'écrire sous forme matricielle :

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

II. 3. 2 Equation magnétique

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

$$\begin{aligned} \varphi_{sa} &= L_{aa} I_{sa} + L_{ab} I_{sb} + L_{ac} I_{sc} + \varphi_{ma} \\ \varphi_{sb} &= L_{ab} I_{sa} + L_{bb} I_{sb} + L_{bc} I_{sc} + \varphi_{mb} \\ \varphi_{sc} &= L_{ac} I_{sa} + L_{bc} I_{sb} + L_{cc} I_{sc} + \varphi_{mc} \end{aligned}$$

Le flux produit dans chaque enroulement statorique est la somme de quatre termes.

Comme exemple,

Pour la phase `a`, le flux `φ_{sa` est la somme des termes :}

$L_{aa} I_{sa}$: 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 :

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

Avec :

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

Dans les équations (II.3) (II.4), 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 à mi-chemin entre les phases.

Donc :

$$\Rightarrow \begin{bmatrix} \varphi_a \\ \varphi_b \\ \varphi_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} + \phi_m \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (\text{II.5})$$

II. 3. 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 l'énergie par rapport à l'angle mécanique entre le rotor et le stator.

$$C_{em} - C_r - f\Omega_r = J \frac{d\Omega_r}{dt} \quad (\text{II.6})$$

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:

$$P(t) = V_{sa} I_{sa} + V_{sb} I_{sb} + V_{sc} I_{sc} \quad (\text{II.7})$$

On remarque que le système (II.1) engendre des équations fortement non-linéaires et couplées. Pour simplifier ce problème, ont utilisé la dite transformation de Park qui, par une transformation

appliqué aux variables réelles (tensions, courants et flux), permet d'obtenir des variables fictives appelées les composantes d-q ou les équations de Park. Du point de vue physique, cette transformation est interprétée comme étant une substitution des enroulements immobiles (a, b, c) par des enroulements (d, q) tournant avec le rotor [15].

II. 4 Modèle de la machine synchrone à aimants permanents dans le repère de Park

Pour supprimer la non linéarité des équations du modèle précédentes, nous utilisons la transformation de Park qui, repose sur l'utilisation de deux phases au lieu des trois phases d'axes fixes du stator (a, b, c). En effet, on considère l'enroulement équivalent formé de deux bobinages d'axes perpendiculaires (d, q) tournant à la vitesse ω_s par rapport au stator et à la vitesse ω_r par rapport au rotor (Figure.II.2). La représentation fonctionnelle du modèle de Park du MSAP est illustrée sur la Figure suivante [15] :

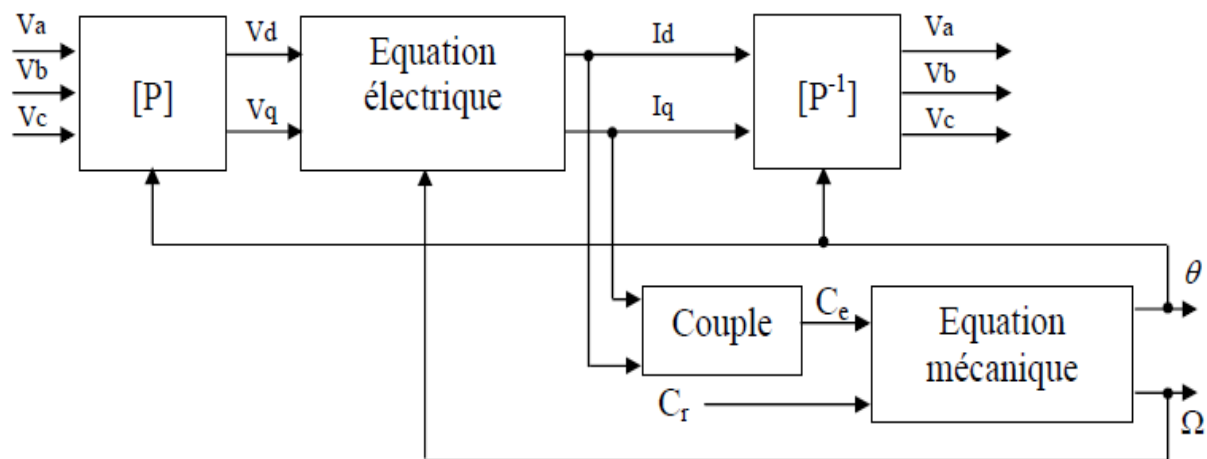


Figure (II.2) : schéma fonctionnel de modèle de Park.

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

$$[X_{dq0}] = [P(\theta)][X_{abc}] \tag{II.8}$$

Où :

X : représente les valeurs du courant, tension ou flux.

X_d, X_q : représentent les composantes longitudinale et transversale des variables statoriques.

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

$[P(\theta)]$: La matrice de Park est donnée sous la forme suivante :

$$[P(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.9})$$

Si on inverse $[P(\theta)]^{-1}$ est donnée par :

$$[P(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.10})$$

L'angle θ est défini comme suit :

$$\theta(t) = \int_0^t \omega(t) dt \quad (\text{II.11})$$

Tel que :

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

ω : Vitesse de rotation du référentiel choisi.

❖ Passage du repère d q au repère $\alpha \beta$

Le passage aux composantes de Park est donné par une matrice de rotation [12] :

$$[X_{\alpha\beta}] = [R][X_{dq}] \quad (\text{II.12})$$

$$[R] = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{II.13})$$

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 :

$$\omega_\theta = \omega_r$$

- **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.

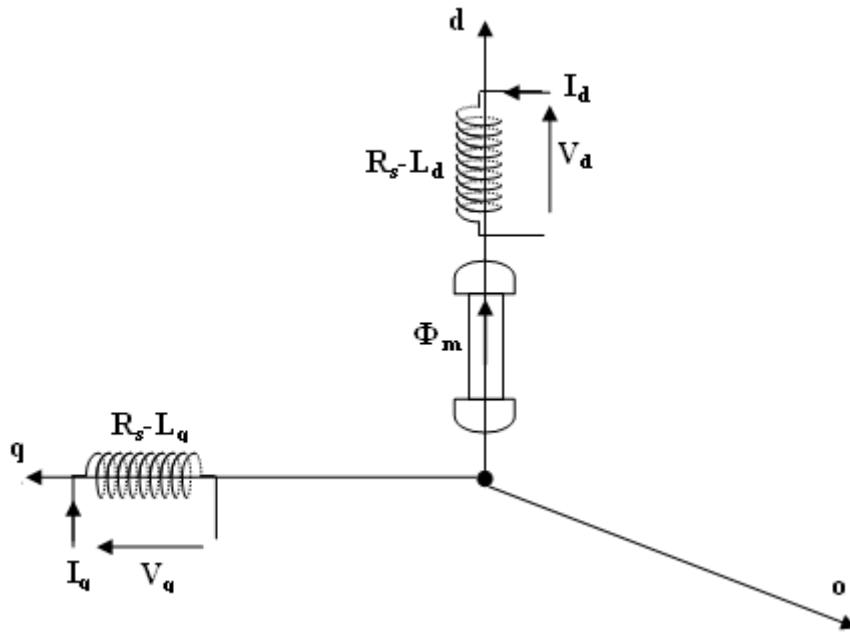


Figure (II.3) : Représentation de la MSAP dans le système d'axe biphasé d-q.

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

Dans ce paragraphe nous allons donner les équations de la MSAP dans le système biphasé.

II.5. 1 Équations électriques

En appliquant la transformation de Park à l'équation (II.1) on obtient

$$[V_{dqo}] = [P(\theta)][V_{sabc}] = [P(\theta)] \left([R_s][I_{sabc}] + \frac{d}{dt}[\varphi_{s,abc}] \right) \quad (II.14)$$

Telle que :

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

Après développement on obtient :

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ V_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_o \end{bmatrix} + p\omega_r \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_d \\ \varphi_q \\ \varphi_o \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_d \\ \varphi_q \\ \varphi_o \end{bmatrix} \quad (\text{II.15})$$

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

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\varphi_d}{dt} - p\omega_r \varphi_q \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\varphi_q}{dt} + p\omega_r \varphi_d \end{cases} \quad (\text{II.16})$$

II. 5. 2 Équations des flux

$$[\varphi_{dqo}] = [P(\theta)]^{-1} [\varphi_{s.abc}] \quad (\text{II.17})$$

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

On a :

$$\begin{bmatrix} \varphi_a \\ \varphi_b \\ \varphi_{0c} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} + \varphi_m \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (\text{II.18})$$

Alors :

$$[P^{-1}](\theta) \begin{bmatrix} \varphi_d \\ \varphi_q \\ \varphi_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} [P^{-1}](\theta) \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_0 \end{bmatrix} + \varphi_m \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (\text{II.19})$$

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

$$\begin{bmatrix} \varphi_d \\ \varphi_q \\ \varphi_0 \end{bmatrix} = [P](\theta) \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} [P^{-1}](\theta) \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_c \end{bmatrix} + \varphi_m [P](\theta) \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (\text{II.20})$$

Après développement :

$$\Rightarrow \begin{bmatrix} \varphi_d \\ \varphi_q \\ \varphi_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 & 0 \\ 0 & L_q & 0 \\ 0 & 0 & L_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ I_0 \end{bmatrix} + \varphi_m \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.21})$$

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

$$\begin{cases} \varphi_d = L_d I_{ds} + \varphi_m \\ \varphi_q = L_q I_{qs} \end{cases} \quad (\text{II.22})$$

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 (II.14) nous obtenons :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} - L_q p \omega_r I_{qs} + L_d \frac{dI_{ds}}{dt} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + L_d p \omega_r I_{ds} + L_q \frac{dI_{qs}}{dt} + p \omega_r \varphi_m \end{cases} \quad (\text{II.23})$$

Ces équations permettent de dessiner le circuit équivalent du MSAP dans le système d'axe d-q présenté ci-dessous :

Avec :

φ_m : Flux dû aux aimants.

R_s : Résistance d'une phase statorique.

L_d : Inductance suivant l'axe d.

L_q : Inductance suivant l'axe q.

ω_r : Pulsation des tensions et des courants triphasés.

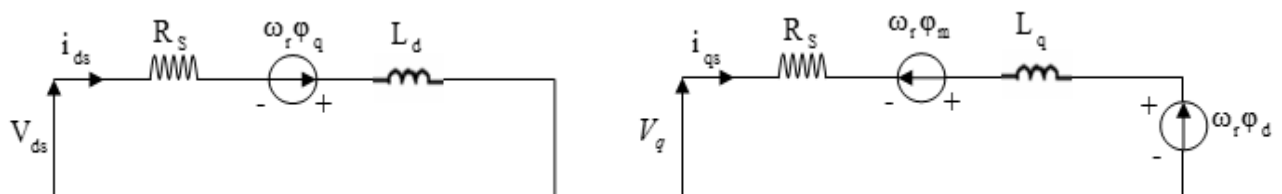


Figure (II.4) : Schémas équivalents de la MSAP selon les deux axes d et q.

➤ Équation de la puissance instantanée

Le calcul de couple mécanique de la machine synchrone se base sur la connaissance de la puissance instantanée $P(t)$, soit :

$$P(t) = V_{sa} I_{sa} + V_{sb} I_{sb} + V_{sc} I_{sc} = (V_d I_d + V_q I_q) \quad (\text{II.24})$$

En remplaçant (II.16) dans (II.24)

$$p(t) = [(R_s (I_d^2 + I_q^2))] + [I_d \frac{d\varphi_d}{dt} + I_q \frac{d\varphi_q}{dt}] + \omega [\varphi_d I_q - \varphi_q I_d] \quad (\text{II.25})$$

Avec : $\omega = p \omega_r$.

- $[(R_s (I_d^2 + I_q^2))]$: représente les pertes par effet Joules dans les enroulements statorique.
- $[I_d \frac{d\varphi_d}{dt} + I_q \frac{d\varphi_q}{dt}]$: représente les variations de l'énergie magnétique emmagasiné dans les enroulements du stator.
- $\omega [\varphi_d I_q - \varphi_q I_d]$: représente les variations de l'énergie magnétique emmagasiné dans l'intérieur de la machine ou puissance électromagnétique

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

$$P_e = \omega [\varphi_d I_q - \varphi_q I_d] = p \Omega [\varphi_d I_q - \varphi_q I_d] \quad (\text{II.26})$$

➤ Équation du couple électromagnétique

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

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

$$C_{em} - C_r - f \Omega_r = J \frac{d\Omega_r}{dt} \quad (\text{II.27})$$

Avec :

$$C_{em} = \frac{P_e}{\Omega} = p (\varphi_d I_q - \varphi_q I_d) \quad (\text{II.28})$$

On remplace (II.20) dans (II.26) on a :

$$C_{em} = p[(L_d - L_q)I_d I_q + \varphi_m I_q] \quad (II.29)$$

- Le terme : $P(L_d - L_q)I_d I_q$: Couple supplémentaire dû à la saillance des pôles.
- Le terme : $P\varphi_m I_q$: Couple que l'on obtiendrait avec une machine à pôles lisses .

II. 6 Modélisation sous la forme d'états de la MSAP

II. 6. 1 Représentation d'état du modèle de la MSAP dans le repère d-q

Plusieurs façons sont possibles pour le choix du vecteur d'état. Cela dépendra de l'objectif tracé.

- Pour la MSAP alimentée en tension on choisit le vecteur d'état comme la suite [14] :
- Variables de commande : les tensions statorique V_d , V_q et le flux permanent φ_m .
- Variables d'état : les courants I_d , I_q .
- Variables de sortie : Les courants I_d , I_q .

On écrit l'équation (II.23) sous la forme suivant :

$$\frac{d}{dt} [x] = [A][x] + [B][V] \quad (II.30)$$

Avec :

X : vecteur d'état.

V : vecteur de commande.

A : matrice fondamentale qui caractérise le système.

B : matrice d'application de la commande.

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} - L_q p\omega_r I_{qs} + L_d \frac{dI_{ds}}{dt} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + L_d p\omega_r I_{ds} + L_q \frac{dI_{qs}}{dt} + p\omega_r \varphi_m \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} \frac{dI_{ds}}{dt} = -\frac{R_s}{L_d} I_{ds} + \frac{L_q}{L_d} p\omega_r I_{qs} + \frac{1}{L_d} V_{ds} \\ \frac{dI_{qs}}{dt} = -\frac{R_s}{L_q} I_{qs} - \frac{L_d}{L_q} p\omega_r I_{ds} + \frac{1}{L_q} V_{qs} - \frac{1}{L_q} p\omega_r \varphi_m \end{cases} \quad (II.31)$$

Sous forme matricielle on peut écrire le système d'équations (I.24) comme suit :

$$\begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & \frac{L_q}{L_d} p\omega_r \\ -\frac{L_d}{L_q} p\omega_r & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} & -\frac{1}{L_q} p\omega_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ \varphi_m \end{bmatrix} \quad (II.32)$$

On pose :

$$X = \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} ; \quad V = \begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ \varphi_m \end{bmatrix} ; Y = \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} \quad (\text{II.33})$$

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & \frac{L_q}{L_d} p \varpi_r \\ -\frac{L_d}{L_q} p \varpi_r & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} ; B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} & -\frac{1}{L_q} p \varpi_r \end{bmatrix} ; C = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (\text{II.34})$$

L'équation mécanique est donné par :

$$\begin{aligned} J \frac{d\Omega_r}{dt} + F_r \Omega_r &= C_{em} - C_r \\ C_e &= p \left[(L_d - L_q) I_d I_q + \varphi_m I_q \right] \\ \Omega &= \frac{\omega}{p} \end{aligned} \quad (\text{II.35})$$

II. 6. 2 Schéma fonctionnelle de la MSAP

D'après les équations précédant (II.27) et (II. 31), on utilise la transformation de Laplace et on obtient le système d'équation suivant :

$$\left\{ \begin{aligned} \frac{I_{ds}}{V_{ds} + p \varpi_r L_q I_{qs}} &= \frac{1}{L_d s + R_s} \\ \frac{I_q}{V_{qs} - p \varpi_r L_d I_{ds} - p \varpi_r \varphi_m} &= \frac{1}{L_q s + R_s} \\ \frac{\Omega}{C_{em} - C_r} &= \frac{1}{J.s + F} \\ C_{em} &= \frac{3}{2} p \left[(L_d - L_q) I_d I_q + \varphi_m I_q \right] \end{aligned} \right. \quad (\text{II.36})$$

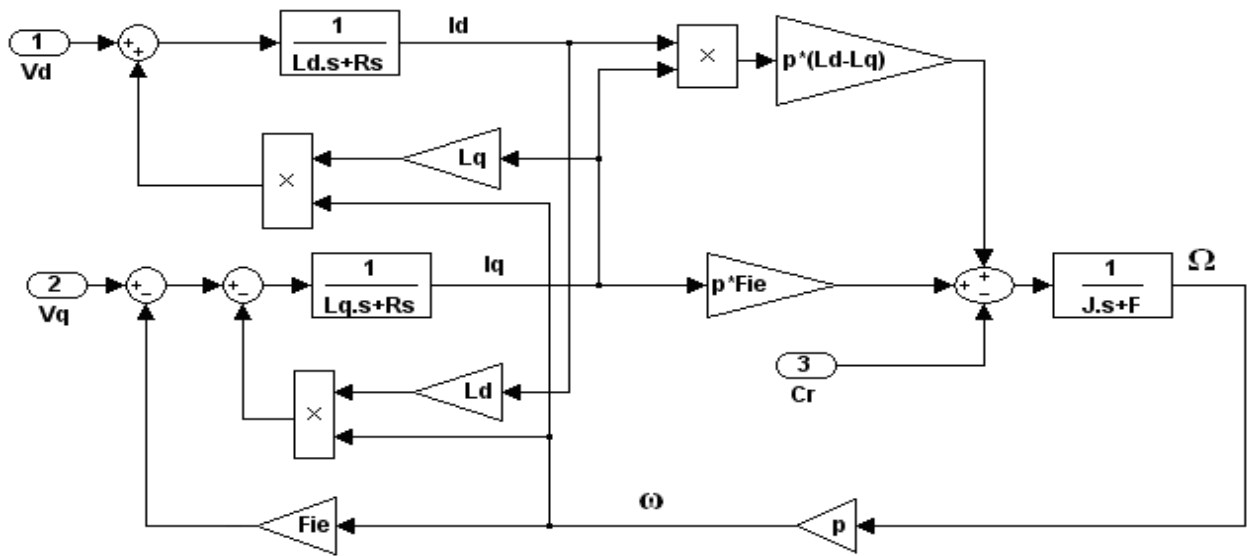


Figure (II.5) : Bloc simulation de la MSAP dans le référentiel d-q.

II. 6. 3 Bloc de simulation d'une MSAP alimentée en tension

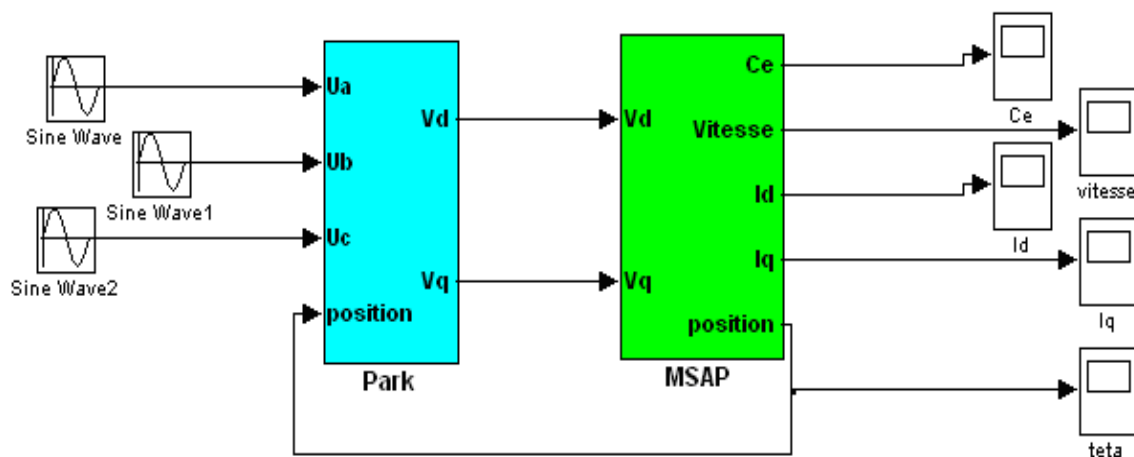


Figure (II.6) : Schéma de simulation d'une MSAP dans le repère d-q.

II. 6. 4 Résultats de simulation

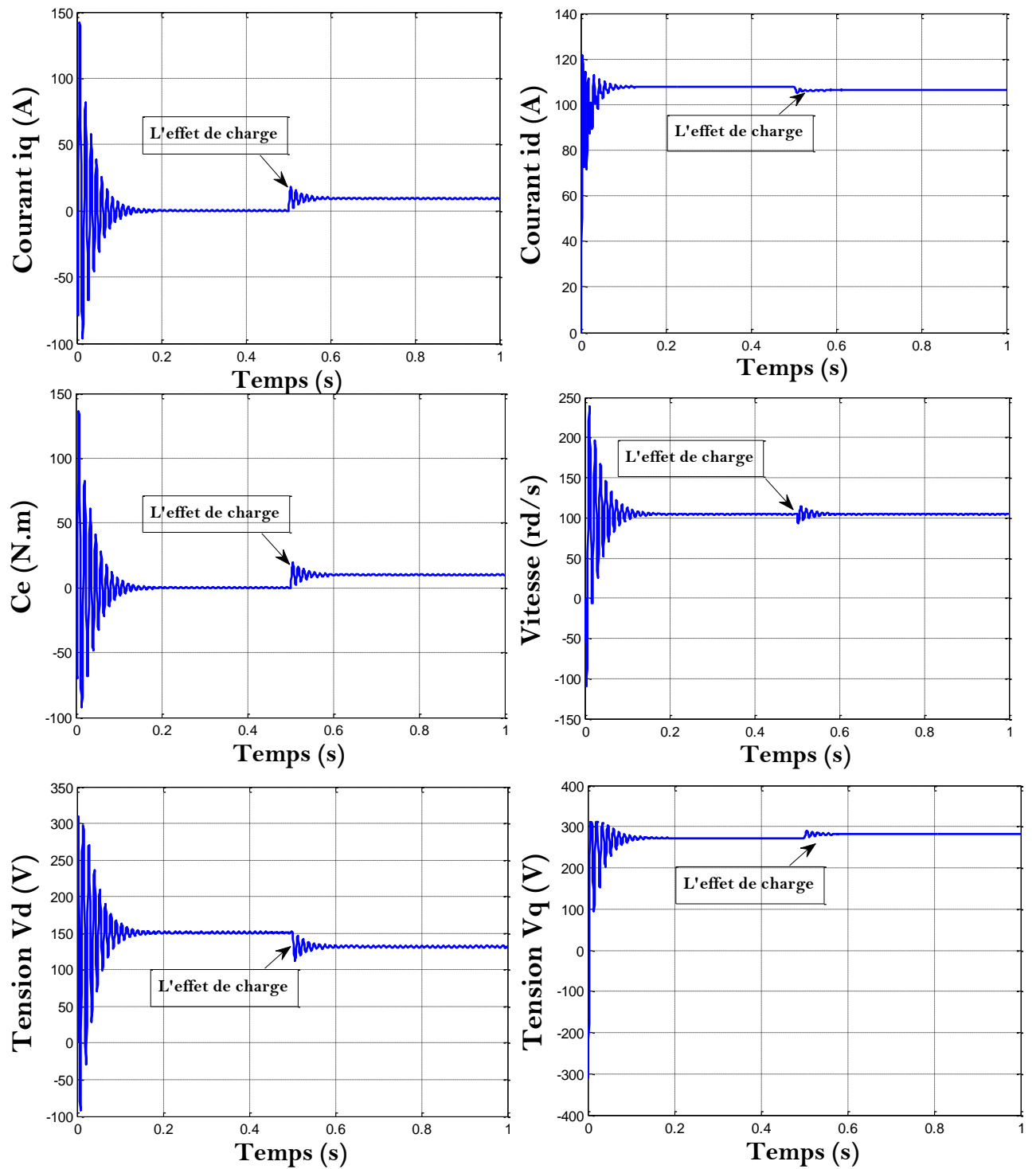


Figure (II.7) : Résultats de simulation d'une MSAP alimentée en tension.

La simulation de la *MSAP* a été effectuée sur **MATLAB/SIMULINK**. On a simulé le modèle d'une machine synchrone à aimants permanents dont les paramètres sont indiqués au niveau de l'annexe.

En première étape, on a simulé le fonctionnement de la machine synchrone alimenté directement par le réseau 220/380V, 50 Hz, et sans application du couple de charge.

En deuxième étape on applique à la MSAP un couple résistant de 10 N.m a $t=0.5s$.

$t \in [0, 0.5]$: MSAP entraîné à vide :

Pendant le régime transitoire, la vitesse est fortement pulsatoire, présentant au premier instant de démarrage des battements importants, et atteint sa valeur nominale de 100rad/sec.

L'allure de la courbe du couple présente au démarrage des battements importants dans un intervalle de temps court, puis se stabilisé à zéro puisque la machine est à vide.

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

$t \in [0.3, 1]$: MSAP entraîné en charge :

On applique un couple de charge de 10 N.m. D'après les résultats de simulation, on remarque que l'insertion du couple de charge entraîne une variation dans les différentes réponses pendant cette perturbation (diminution de la vitesse de rotation), puis se stabilise en régime permanent.

L'allure des tensions V_d, V_q simultanément à l'allure de courant I_d, I_q respectivement, à cause de couplage entre l'inducteur et l'induit.

Ces résultats montrent bien le fort couplage existant entre ces différentes variables indiquant le caractère non linéaire de la machine.

II. 7 Modélisation de l'alimentation de la machine

L'alimentation doit pouvoir fournir et récupérer en cas de freinage, l'énergie électrique du moteur. Elle est généralement composée d'un convertisseur statique alimenté par une source de tension continue constante, qui permet d'imposer aux enroulements statoriques de la machine des tensions d'amplitude et de fréquence réglables en agissant sur la commande des interrupteurs du convertisseur statique. Elle présente la solution adéquate pour le démarrage des moteurs synchrones qui ne peuvent avoir couple hors synchronisme. L'implantation de la commande nécessite la modélisation complète de tout le système (la machine synchrone associée à un convertisseur statique). On va présenter dans ce qui suit la modélisation de l'alimentation de la MSAP [16].

II. 7. 1 Système d'alimentation de la MSAP

Les machines électriques alimentées par des convertisseurs statiques dont le schéma de principe est représenté par la Figure (II.8) sont utilisées comme des actionneurs rotatifs dans beaucoup d'équipements industriels à vitesse variable [13].

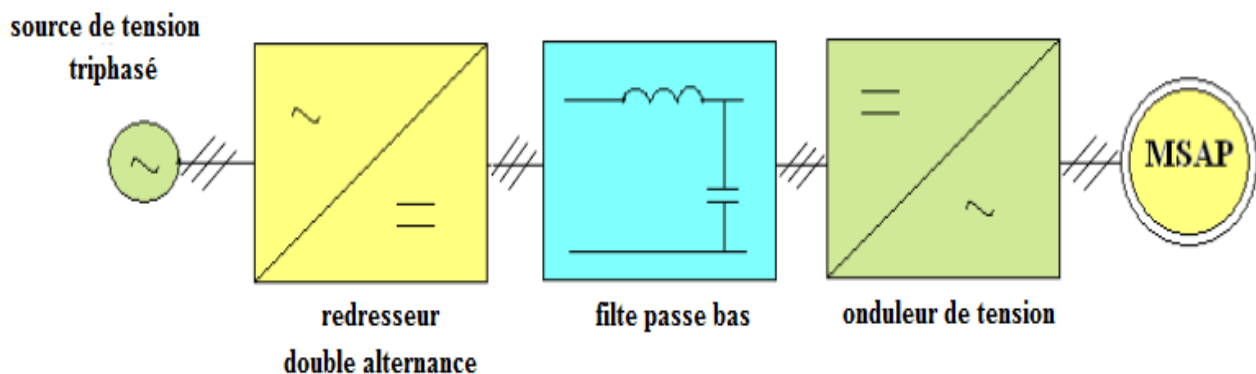


Figure (II-8) : Schéma global d'un MSAP à vitesse variable et de son alimentation.

II. 7. 1. 1 Modélisations du redresseur triphasé double alternance à diodes

Le redresseur est un convertisseur « alternatif/continu ». Une conversion d'énergie électrique permet de disposer d'une source de courant continu à partir d'une source alternative, il est représenté par la figure (II.9).

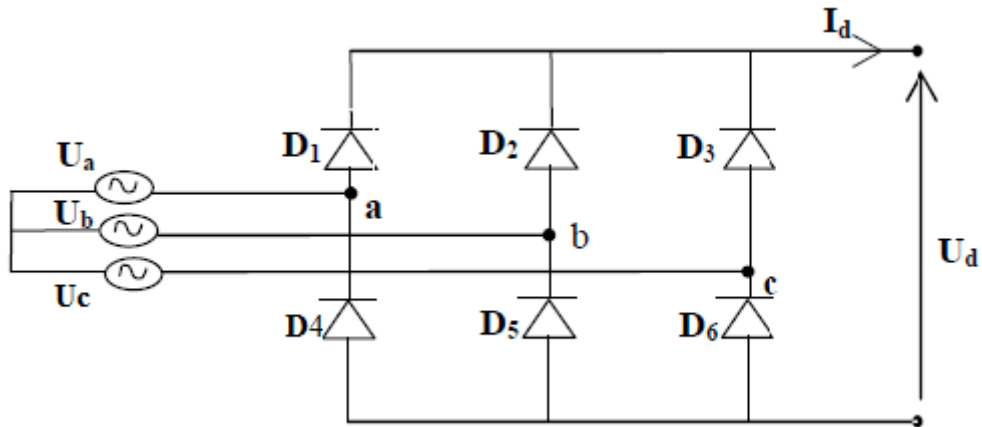


Figure (II.9) : Redresseur triphasé double alternance à diodes.

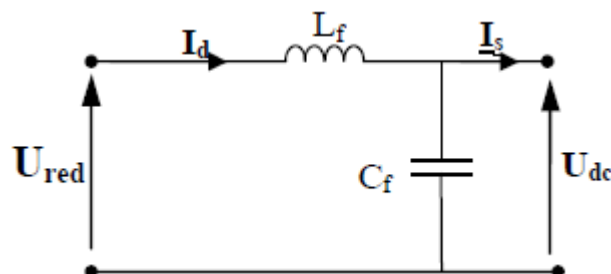
Ce redresseur comporte trois diodes (D_1, D_2, D_3), à cathode comme assurant l'aller du courant I_d et trois diodes (D_4, D_5, D_6) à anode commune assurant le retour du courant I_d . Le redresseur est alimenté par un réseau triphasé équilibré de tension : et si on néglige l'effet d'empiètement, la tension de sortie du redresseur sera définie comme suit [17] :

$$U_{red} = U_{\max} [U_a(t), U_b(t), U_c(t)] - U_{\min} [U_a(t), U_b(t), U_c(t)] \quad (\text{II.37})$$

II. 7. 1.2 Modélisation du filtre

On utilise un filtre passe-bas « LC », pour éliminer les hautes fréquences Il élimine les Phénomènes d'ondulation de la tension en sortie du redresseur. Ce filtre, associé au pont redresseur, constitue une source de tension continue servant à alimenter le bus continu à l'entrée de l'onduleur [17].

Ce filtre est schématisé par la figure (II.10) :



Figure(II.10) : Représentation d'un filtre passe bas.

Le modèle du filtre est défini par le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} U_{red} = L_f \frac{dI_d(t)}{dt} + U_{dc}(t) \\ \frac{dU_c(t)}{dt} = \frac{1}{C_f} [I_d(t) - I_s(t)] \end{cases} \quad (\text{II.38})$$

La fonction du transfert du filtre est donnée par :

$$F(s) = \frac{U_{dc}(s)}{U_{red}(s)} = \frac{1}{1 + (\sqrt{L_f C_f} s)^2} \quad (\text{II.39})$$

La fréquence de coupure égale à : [16], [47]

$$f_c = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_f C_f}} \quad (\text{II.40})$$

II. 7. 1. 3 Onduleur de tension triphasé

L'onduleur de tension est un convertisseur statique assurant la conversion de l'énergie continue vers l'alternatif (DC/AC). Cette application est très répandue dans le monde de la conversion d'énergie électrique d'aujourd'hui. L'onduleur peut être utilisé à fréquence fixe, par exemple alimenter un système alternatif à partir d'une batterie, ou à fréquence (MLI) variable pour la variation de vitesse des machines électriques. [16][14][17].

II. 7. 1. 3.1 Principe de fonctionnement et modélisation de l'onduleur de tension

Un onduleur de tension triphasé à deux niveaux est constitué de trois bras de commutation à transistors ou à thyristor GTO pour les grandes puissances. Chaque bras composé de deux cellules comportant chacune une diode et un transistor, la sortie correspondant au point milieu du bras. Tous ces éléments sont considérés comme des interrupteurs idéaux. Les commandes des interrupteurs d'un bras sont complémentaires. Donc pour chaque bras, il y a deux états indépendants. Ces deux états peuvent être considérés comme une grandeur booléenne. [16][14].

❖ Modélisation de l'onduleur de tension

Nous considérons 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 statorique est nulle. Dans ce cas la mesure de deux courants de phase suffit [13].

La figure (II.11) illustre la structure de l'onduleur triphasé à deux niveaux.

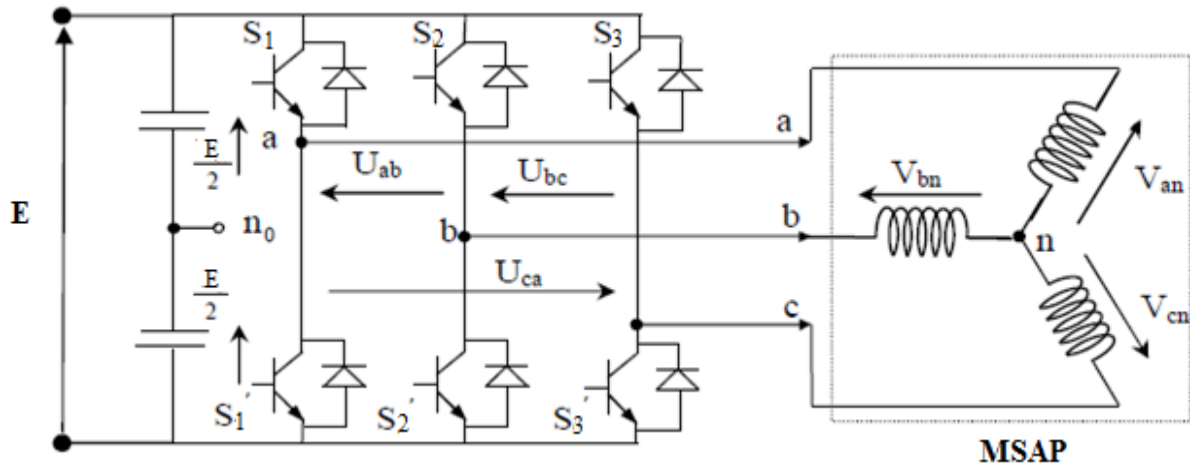


Figure (II.11) : Schéma d'un onduleur de tension triphasé à deux niveaux.

Les interrupteurs S_1 et S_1' , S_2 et S_2' , S_3 et S_3' doivent être complémentaires deux à deux, les tensions entre les bornes de sortie A, B, C et le point milieu (fictif) 'O' de la source de tension.

$$\begin{aligned} V_a - V_o &= E/2 \text{ Si } K_1 \text{ fermé ; } -E/2 \text{ Si } K_1 \text{ ouvert.} \\ V_b - V_o &= E/2 \text{ Si } K_2 \text{ fermé ; } -E/2 \text{ Si } K_2 \text{ ouvert.} \\ V_c - V_o &= E/2 \text{ Si } K_3 \text{ fermé ; } -E/2 \text{ Si } K_3 \text{ ouvert.} \end{aligned} \tag{II.41}$$

Les interrupteurs imposent donc les tensions composées à la sortie de l'onduleur ainsi pour la première de ces tensions :

$$\begin{aligned} V_a - V_b &= (V_a - V_o) - (V_b - V_o) = E \quad \text{Si } K_1 \text{ fermé et } K_2 \text{ ouvert.} \\ V_a - V_b &= (V_a - V_o) - (V_b - V_o) = 0 \quad \text{Si } K_1 \text{ et } K_2 \text{ fermés.} \\ V_a - V_b &= (V_a - V_o) - (V_b - V_o) = -E \quad \text{Si } K_1 \text{ ouvert et } K_2 \text{ fermé.} \\ V_a - V_b &= (V_a - V_o) - (V_o - V_o) = 0 \quad \text{Si } K_1 \text{ et } K_2 \text{ ouverts.} \end{aligned} \tag{II.42}$$

Les tensions composées des trois phases sont obtenues à partir des relations suivantes en tenant compte du point fictif "o" :

$$\begin{aligned} V_{ab} &= V_{ao} - V_{bo} \\ V_{bc} &= V_{ao} - V_{bo} \\ V_{ca} &= V_{ao} - V_{bo} \end{aligned} \tag{II.43}$$

Soit "n" le point neutre du coté alternatif (MSAP), alors on a :

$$\begin{aligned} V_{ao} &= V_{an} + V_{no} \\ V_{bo} &= V_{bn} + V_{no} \\ V_{co} &= V_{cn} + V_{no} \end{aligned} \tag{II.44}$$

La charge est considérée équilibrer, il l'en résulte :

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0 \quad (\text{II.45})$$

La substitution de (II.41) dans (II.42) nous donne :

$$V_{no} = 1/3 (V_{ao} + V_{bo} + V_{co}) \quad (\text{II.46})$$

En remplaçant (II.43) dans (II.41) on obtient :

$$\begin{aligned} V_{an} &= \frac{1}{3}(2V_{ao} - V_{bo} - V_{co}) \\ V_{bn} &= \frac{1}{3}(-V_{ao} + 2V_{bo} - V_{co}) \\ V_{cn} &= \frac{1}{3}(-V_{ao} - V_{bo} + 2V_{co}) \end{aligned} \quad (\text{II.47})$$

L'onduleur est modélisé en associant à chaque bras une fonction logique S_i définie par :

$$\begin{aligned} S_i &= \begin{aligned} &1 : \text{Interrupteur du demi-bras haut fermé.} \\ &0 : \text{Interrupteur du demi-bras bas ouvert.} \end{aligned} \end{aligned}$$

Les tensions imposées dans chaque bras de l'onduleur sont données par :

$$\begin{aligned} V_{ao} &= S_a \cdot E \\ V_{bo} &= S_b \cdot E \\ V_{co} &= S_c \cdot E \end{aligned} \quad (\text{II.48})$$

Les équations instantanées des tensions simples en fonction des grandeurs de commande :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{E}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.49})$$

II. 7. 2 Résultat de simulation de la MSAP alimentée par onduleur de tension MLI triangle-sinusoidale

La simulation numérique de la machine synchrone à aimant permanent alimentée par un onduleur de tension commandé par la technique MLI triangle-sinusoidale donnée par :

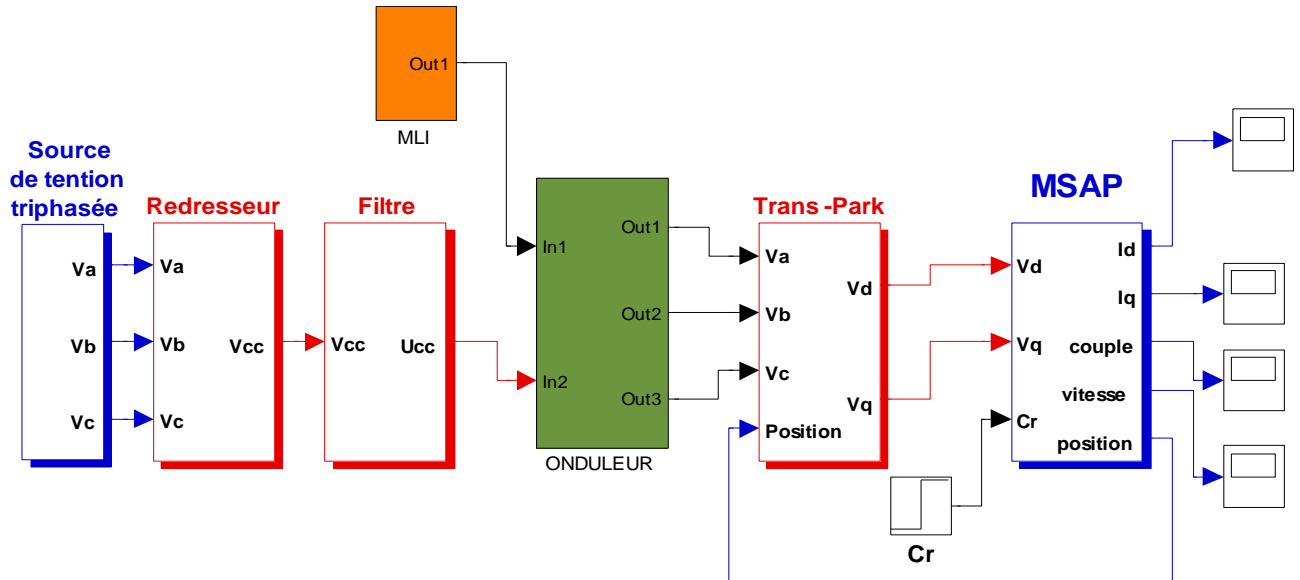


Figure. (II.12) : Schéma de simulation d'une MSAP alimenté par onduleur de tension commandé par la technique MLI triangle-sinusoidale.

On a simulé le modèle de la MSAP associé à un onduleur de tension commandé par la technique MLI comme précédemment à vide puis on a appliqué un couple de charge de (10Nm) à l'instant ($t=0.5s$). Si on compare ces résultats avec ceux obtenus avec le modèle seul, on constate qu'ils sont similaires mais ils présentent des oscillations autour d'une valeur moyenne, ces oscillations sont dues principalement à la présence des harmoniques dans les tensions délivrées par l'onduleur.

Remarque :

- La présence de l'onduleur engendre des ondulations autour des valeurs moyennes
- Pour diminuer ces ondulations il faut augmenter la fréquence de coupure.

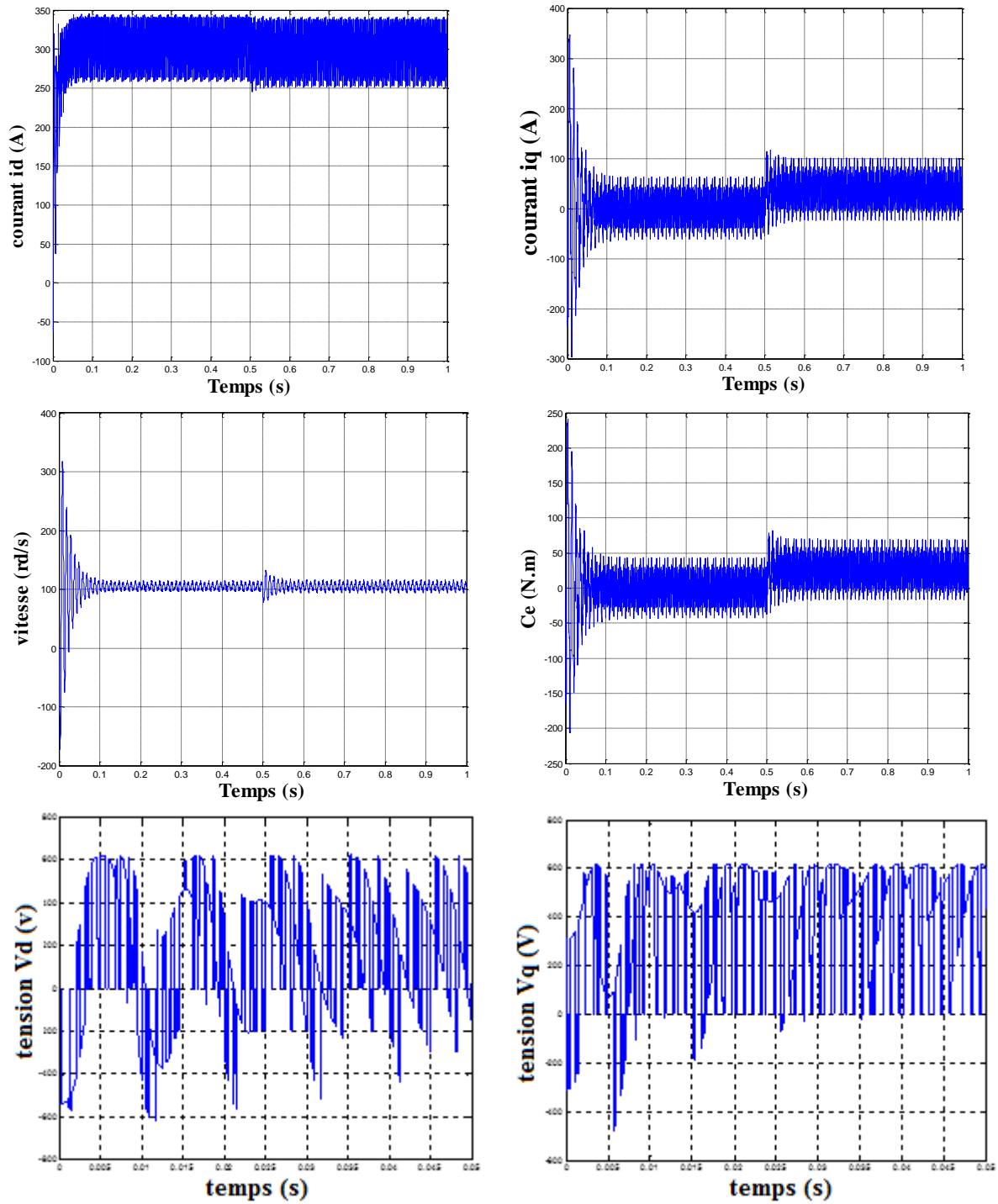


Figure (II.13) : Résultats de simulation d’une MSAP alimentée par onduleur en tension.

II. 8 Conclusion

Dans ce chapitre on a étudié le comportement dynamique de la MSAP alimentée en tension en passant par la modélisation de la partie d'alimentation (redresseur, filtre et onduleur). Malgré les hypothèses simplificatrices considérées et la transformation de Park d, q qu'on a introduit, le system reste complexe à cause de la non linéarité.

D'autre part, on a constaté que lorsque le moteur est chargé, sa vitesse de rotation chute considérablement. Pour résoudre ce problème, on fait appel à une stratégie de commande appelée la commande vectorielle, qui sera présentée au prochain chapitre.

Chapitre III :

**Commande Vectorielle de la MSAP
avec maximisation du rapport couple
par courant**

III. 1 Introduction

L'élaboration du modèle mathématique des machines est une étape nécessaire en vue de la commande et de la simulation de leurs différents régimes de fonctionnement.

Dans la machine à courant continu à excitation séparée, le couple et le flux sont naturellement découplés, ce qui explique la simplicité de la commande de cette machine. Par contre pour la commande de machine à courant alternatif (MSAP) car le modèle mathématique du système dans le repère de Park est non linéaire et il est fortement couplé du fait de l'existence, d'un couplage complexe entre les deux armatures rotorique et statorique.

Le découplage des armatures statorique et rotorique de la machine est réalisé en lui appliquant la théorie de la commande par flux orienté, théorie dite de « commande vectorielle » elle est aussi commandée par orientation de flux et notée FOC (Field Oriented Control). Cette dernière a été proposée en 1971 par Blashke. Elle consiste à séparer la commande du flux de celle du couple en orientant le flux selon l'axe direct du repère choisi [19].

Le contrôle vectoriel porte en général sur des machines alimentées en tension et régulées en courant sur les axes d et q . Cette topologie permet une meilleure dynamique dans le contrôle du couple tout en évitant les inconvénients d'une alimentation en courant, et basée sur une régulation classique Proportionnel-Intégral (PI), associe dans sa structure des termes de compensation qui permettent de découpler l'axe d (qui sera utilisé pour le réglage du flux), de l'axe q (qui sera utilisé pour le réglage du couple) [20].

Ce chapitre présente la commande vectorielle avec maximisation du couple par courant appliquée à la MSAP, et étude comparative entre les performances de la commande vectorielle conventionnelle ($I_d=0$). La boucle de courant et la boucle de vitesse est régulée à l'aide de correcteurs PI. Des résultats de simulation sont présentés pour montrer les performances de la régulation proposée.

III. 2 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 Inconvénients de la commande vectorielle

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

- Très chère (encodeur incrémental ou estimateur de vitesse, DSP.).
- Faible robustesse aux variations paramétriques et en particulier à celles de la constante de temps rotorique.
- Nécessité d'un modulateur pour la commande rapprochée de l'onduleur qui provoque des retards, surtout à basse fréquence de modulation (grande puissance). Ces retards sont responsables d'une augmentation du temps de réponse en couple, ce qui pénalise les variateurs utilisés en traction.
- Présence de transformations de coordonnées dépendant d'un angle θ_s estimé.

III. 4 Principe de la commande vectorielle

L'objectif de la commande vectorielle de la MSAP est d'aboutir à un modèle équivalent à celui d'une machine à courant continu, c.-à-d. un modèle linéaire et découplé, ce qui permet d'améliorer son comportement dynamique.

Le principe de la commande vectorielle est identique à celui de la commande d'une machine à courant continu à excitation séparée. Il faut cependant se placer dans un repère particulier où le couple électromagnétique s'exprime simplement en fonction des composantes des courants suivant les deux axes (axe d et axe q) [18].

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].

La figure (III.1) 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.

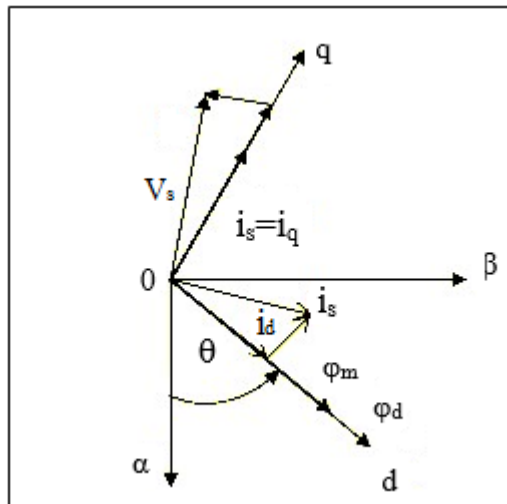


Figure (III.1) : Diagramme de phase de la MSAP dans le référentiel (d, q) lié au champ tournant.

L'application de la commande vectorielle nécessite que l'axe de la composante i_q soit en quadrature par rapport au flux rotorique. 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 [21].

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

Donc :

$$\varphi_d = \varphi_m \quad (III.2)$$

La forme du couple électromagnétique est donnée par :

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

Comme le flux est constant, le couple est directement proportionnel à i_q , d'où la représentation suivante :

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

Avec :

$$k_t = \frac{3}{2} P \varphi_m \quad (III.5)$$

Dans le cas de fonctionnement en survitesse, une stratégie de défluxage est appliquée, la consigne de courant i_d n'est plus égale à zéro et le couple est limité de manière à toujours respecter la relation suivante :

$$\sqrt{i_d^2 + i_q^2} \leq i_{\max} \quad (\text{III.6})$$

Où : i_{\max} est le courant maximal.

On remarque que cette stratégie permet d'éliminer le problème de couplage entre les axes «d» et «q». Le modèle de la MSAP alimenté en tension et l'équation mécanique peuvent être représenté par le schéma fonctionnel figure (III.2) qui ressemble à celui de la machine à courant continu.

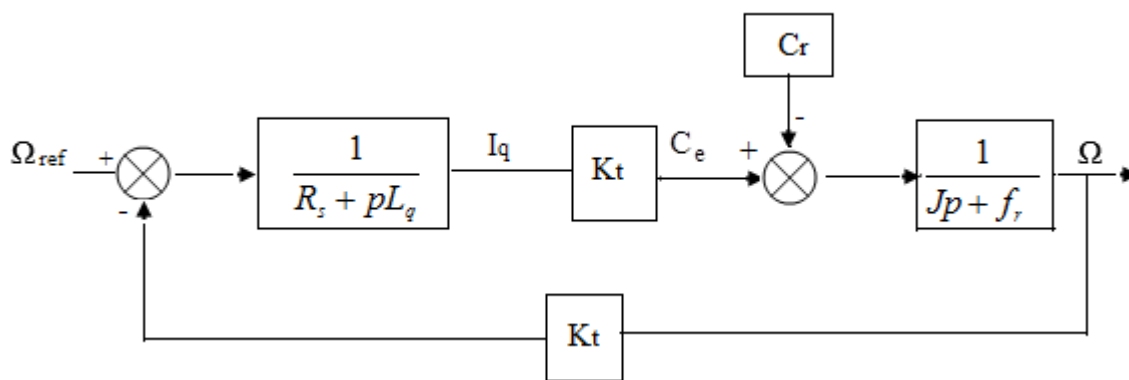


Figure (III.2) : Modèle de la MSAP quand I_d est nul.

III. 5 Commande vectorielle de la MSAP

Il existe deux méthodes distinctes pour contrôler le courant :

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

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

III. 5. 1 Commande vectorielle de la MSAP alimentée en tension

La commande vectorielle porte en général sur des machines alimentées en tension et régulées en courant sur les axes d et q. Cette topologie permet une meilleure dynamique dans la commande du couple tout en évitant les inconvénients d'une alimentation en courant.

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

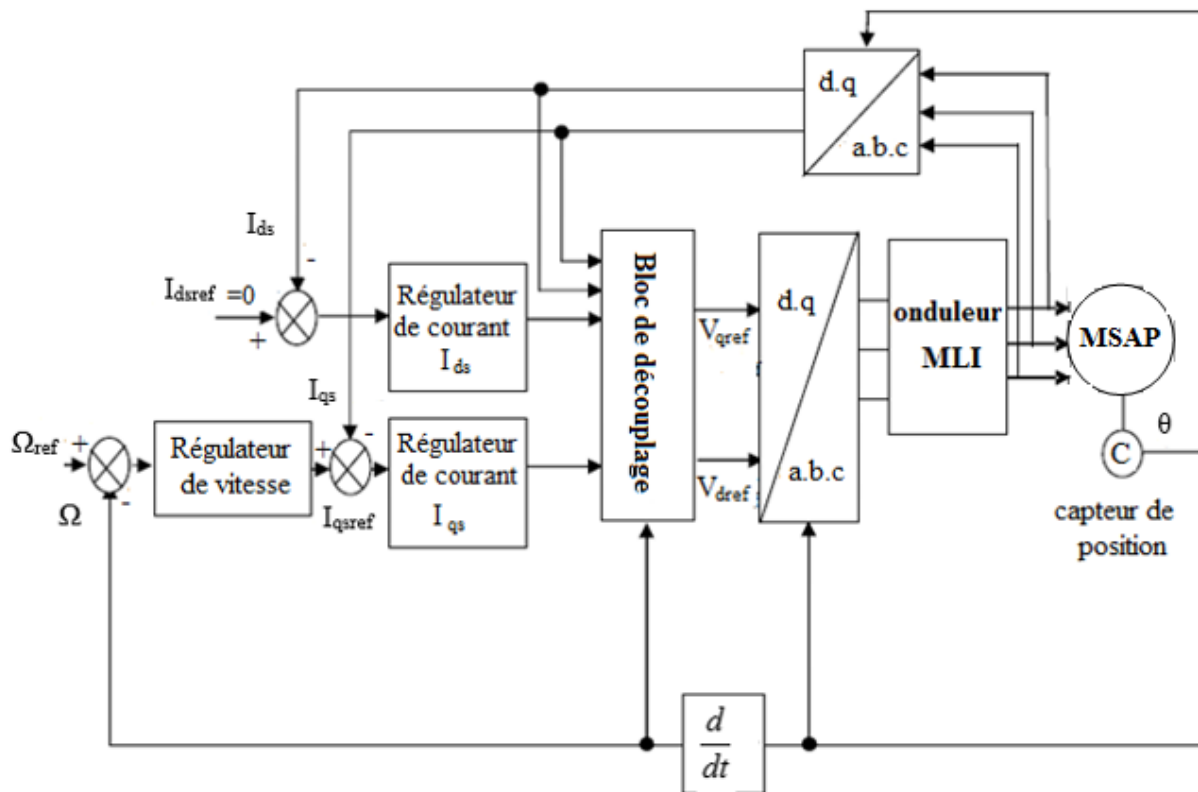


Figure (III.3) : Schéma bloc d'une régulation de vitesse de la MSAP alimentée en tension et Commandée par 'orientation du flux' [22].

- ✓ Les principaux constituants dans la commande vectorielle sont la boucle de régulation de vitesse, celle des courants I_{ds} et I_{qs} et transformation de Park.
- ✓ La vitesse est régulée à travers la boucle externe du bloc, la sortie de son régulateur est le couple électromagnétique de référence C_{ref} ou le courant de référence I_{qref} . Il est limité de manière à tenir compte des caractéristiques de l'onduleur et de la surcharge de la machine.
- ✓ Les références des courants I_{dref} et I_{qref} sont comparées séparément avec les courants réels de la machine I_d et I_q . Les erreurs sont appliquées à l'entrée des régulateurs classiques de type PI. Un bloc de découplage génère les tensions de références V_{dref} et V_{qref} .
- ✓ Le système est muni d'une boucle de régulation de vitesse ou de position, qui permet de générer la référence de courant I_{qref} . Cette référence est limitée au courant maximal. Par contre, le courant I_{dref} est imposé nul dans notre cas.

✓ La sortie des régulateurs de I_{ds} et I_{qs} donnent des tensions de référence V_{dsref} et V_{qsref} et par la transformation de Park, on obtient les références de tensions V_{asref} , V_{bsref} et V_{csref} , qui sont les tension de la commande de l'onduleur à commande MLI.

III. 5. 1. 1 Bloc de défluxage

Dans cette technique de commande on se limite à la méthode indirecte, pour le contrôle du flux, en utilisant un bloc de défluxage. Donc le flux ne peut être régulé, il est déduit de la vitesse à partir du bloc de défluxage. Cette bloc 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 [24][23]:

$$\begin{aligned} \text{sous - vitesse : } \varphi_{ref} &= \varphi_{r\ nom} & \text{pour } |\Omega| \leq \Omega_{nom} \\ \text{sur - vitesse : } \varphi_{ref} &= \frac{\varphi_{r\ nom}}{|\Omega|} \Omega_{nom} & \text{pour } |\Omega| \geq \Omega_{nom} \end{aligned} \quad (III.7)$$

Avec :

Ω_{nom} : La vitesse de rotation nominale.

φ_{rnom} : Le flux rotorique nominale.

φ_{ref} : Le flux rotorique de référence.

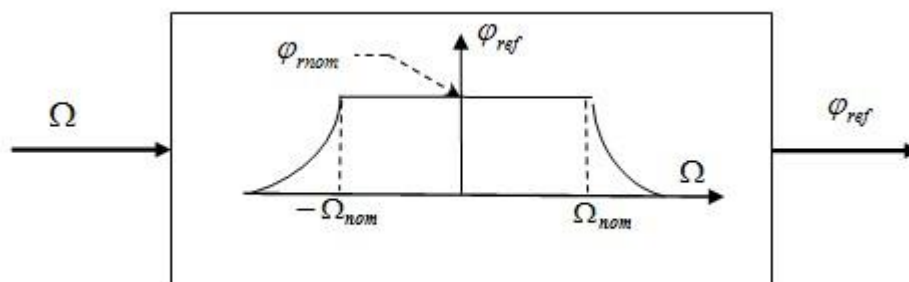


Figure (III.4) : Bloc de défluxage.

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

En faisant appel aux équations électriques et magnétiques, on obtient les équations suivantes faisant apparaître les variables de commande.

$$\begin{cases} R_s i_d + L_s \frac{di_d}{dt} = V_d + p\Omega L_s i_q \\ R_s i_q + L_s \frac{di_q}{dt} = V_q - p\Omega L_s i_d - p\Omega \varphi_m \end{cases} \quad (\text{III.8})$$

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

$$\begin{cases} V_d = (R_s + L_d p)I_d - \varpi L_q I_q \\ V_q = (R_q + L_s p)I_q + \varpi (L_d I_d + \varphi_m) \end{cases} \quad (\text{III.9})$$

Avec : $\varpi = p\Omega$

Ces équations montrent que V_d et V_q dépendent à la fois des courants sur les axes d et q . On est donc amené à implanter un découplage comme pour la machine asynchrone alimentée en tension.

III. 5. 1. 2 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 statorique, il y a des termes de couplage entre les axes ' d ' et ' q ' [25].

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.

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

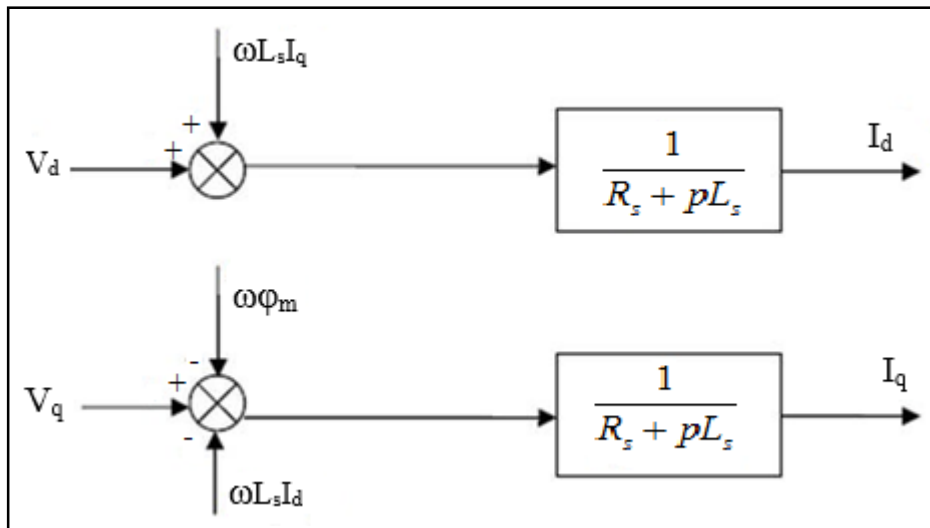


Figure (III.5) : Description des couplages.

A partir des équations (III.9), 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 (figure III.6).

Dans les équations, on sépare la tension selon l'axe en deux parties :

$$\begin{cases} V_d = V_{d1} + e_d \\ V_q = V_{q1} + e_q \end{cases} \quad (\text{III.10})$$

Tel que (e_d, e_q) représente les perturbations à compenser.

$$\begin{cases} e_d = \omega L_s I_q \\ e_q = -\omega L_s I_d - \omega \varphi_m \end{cases} \quad (\text{III.11})$$

Et :

$$\begin{cases} V_{d1} = R_s i_d + L_s \frac{di_d}{dt} \\ V_{q1} = R_s i_q + L_s \frac{di_q}{dt} \end{cases} \quad (\text{III.12})$$

Alors :

$$\frac{I_q}{V_{q1}} = \frac{1}{R_s + pL_s} \quad (\text{III.13})$$

$$\frac{I_d}{V_{d1}} = \frac{1}{R_s + pL_s} \quad (\text{III.14})$$

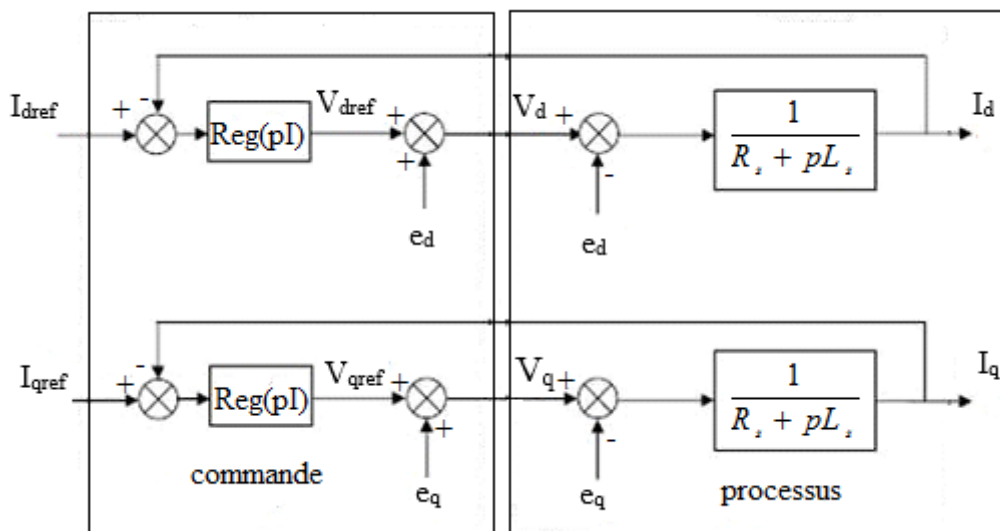


Figure (III.6) : Découplage par compensation.

Le terme e_q a été compensé du côté commande. Il est utilisé pour éliminer le découplage des deux axes d et q . De la même manière que pour le courant I_d , le terme e_d est utilisé pour éliminer le découplage [26].

Nous considérons que le découplage des courants et la compensation de la f.c.é.m. (e_q, e_d) sont parfaitement réalisés. Ainsi, les régulateurs de courant peuvent être calculés séparément.

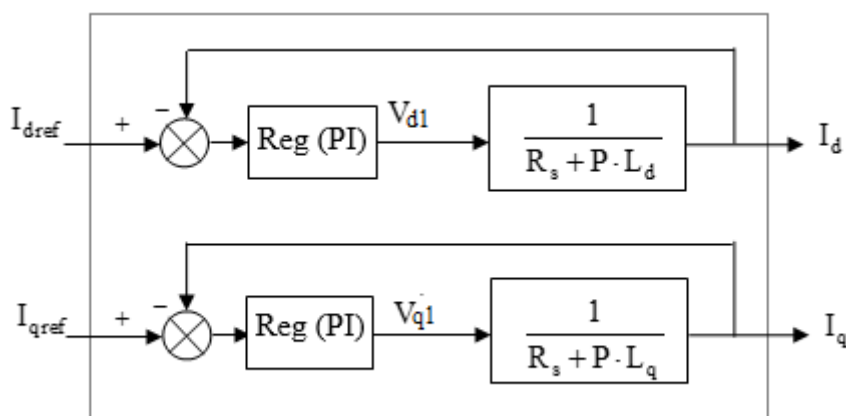


Figure (III.7) : Commande découplée.

III. 5. 1. 3 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. 5. 1. 3. 1 Conception des Régulateurs

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

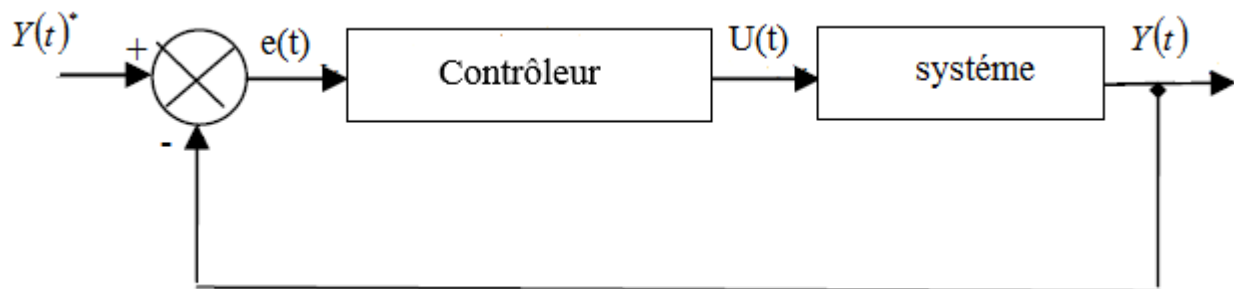


Figure (III.8) : Représentation de la commande par *PI*.

Le régulateur (PI) (action proportionnelle-intégrale) est une combinaison d'un régulateur P et d'un régulateur I.

Le régulateur (PI) est la mise en parallèle des actions proportionnelle et intégrale, comme montre la figure (III.9)

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

$$U(t) = K_p e(t) + K_i \int e(t) dt \quad (\text{III.15})$$

C'est à dire :

$$\frac{U(p)}{E(p)} = K_p + \frac{K_i}{p} \quad (\text{III.16})$$

Avec :

K_p : Gain proportionnel.

K_i : Gain intégral.

Le régulateur (PI) est donné par la figure suivante :

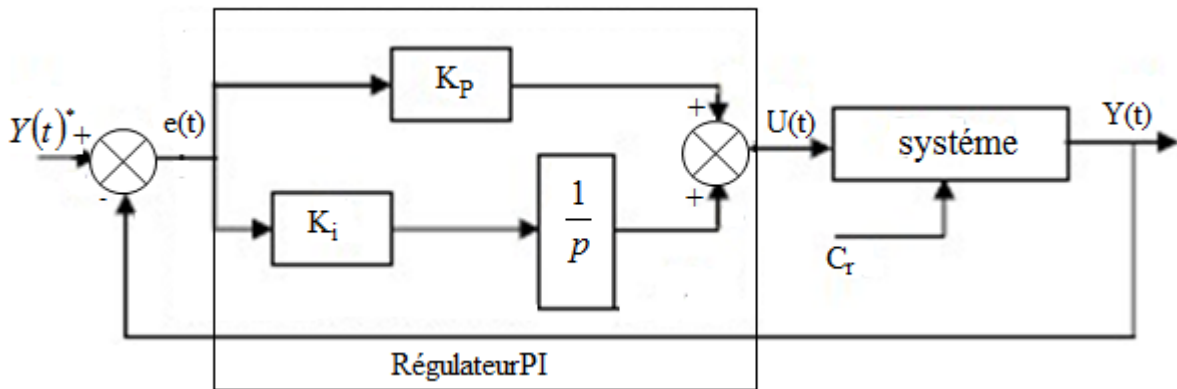


Figure (III.9) : Régulateur PI.

1/ Action Proportionnelle (K_p)

- Si K_p est grand, la correction est rapide. Le risque de dépassement et d'oscillation dans la sortie s'accroît.
- Si K_p est petit, la correction est lente, il y a moins de risque d'oscillations.

2/ Action Intégrale (K_i)

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

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

III. 5. 1. 3. 2 Calcul des Régulateurs

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

1- Régulateur des Courants

La commande de la MSAP s'effectue en contrôlant les courants I_d et I_q . Pour calculer les paramètres des régulateurs, on adopte des modèles linéaires continus. Les méthodes classiques de l'automatique sont utilisables. Ces méthodes ont l'avantage d'être simples et faciles à mettre en œuvre. Les paramètres des régulateurs sont choisis de telle manière que le zéro introduit par chacun d'eux soit compensé par la dynamique du courant (Figure III.10).

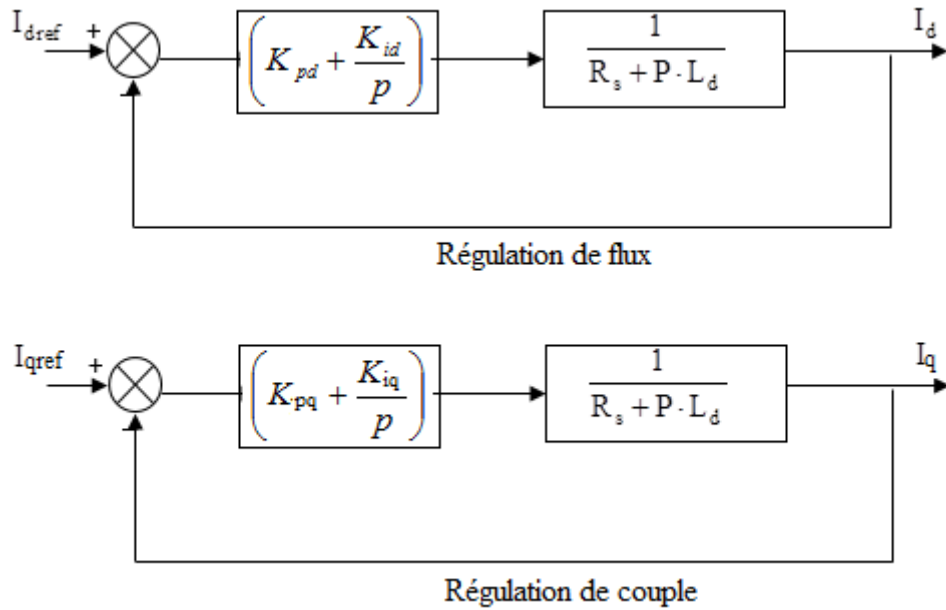


Figure (III.10) : Boucle de régulation du courant.

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

$$F_d(p) = \frac{1}{R_s + L_s} = \frac{1}{R_s} \left(\frac{1}{1 + T_d p} \right) \quad (\text{III.17})$$

Avec : $T_d = \frac{L_s}{R_s}$

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 ouvert :

$$F_{od}(p) = \left(K_{pd} + \frac{K_{id}}{p} \right) \frac{1}{R_s} \left(\frac{1}{1 + T_d p} \right) \quad (\text{III.18})$$

$$F_{od}(p) = \frac{K_{id}}{p} \left(1 + \frac{K_{pd}}{K_{id}} p \right) \frac{1}{R_s} \left(\frac{1}{1 + T_d p} \right) \quad (\text{III.19})$$

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

$$T_d = \frac{K_{pd}}{K_{id}} \quad (\text{III.20})$$

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

$$F_{fd}(p) = \frac{I_d}{I_{dref}} = \frac{F_{od}}{1 + F_{od}} \frac{1}{1 + \frac{R_s}{K_{id}} p} = \frac{1}{1 + \tau_d p} \quad (III.21)$$

En choisissant ($\tau_d = T_d$) donc :

$$K_{id} = \frac{R_s}{\tau_d} = \frac{R_s^2}{L_s} \quad (III.22)$$

D'où

$$K_{pd} = K_{id} \cdot T_d \quad (III.23)$$

Remarque : On retrouve la même boucle de régulation pour le courant I_q .

$$K_{iq} = \frac{R_s}{\tau_q} = \frac{R_s^2}{L_s} \quad (III.24)$$

D'où

$$K_{pq} = K_{iq} \cdot T_q \quad (III.25)$$

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 :

$$J \frac{d\Omega}{dt} + f_r \Omega = C_e - C_r \implies \Omega = \frac{C_e - C_r}{Jp + f_r} \quad (III.26)$$

Le schéma fonctionnel du contrôle de vitesse est donné par :

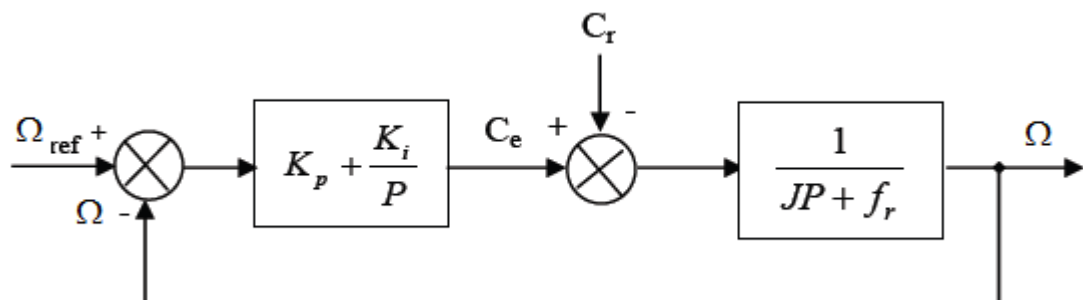


Figure (III.11) : Boucle de régulation de vitesse.

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

$$K_p + \frac{K_i}{p} = \frac{K_p}{p} \left(p + \frac{K_i}{K_p} \right) \quad (\text{III.27})$$

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

$$FTBO_{\Omega} = \frac{\Omega}{\Omega_{ref}} = \frac{K_p \left(P + \frac{K_i}{K_p} \right)}{Jp^2 + (f_r + K_p)p + K_i} \quad (\text{II.28})$$

La $FTBF\Omega$ 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 :

$$\frac{1}{\omega_0^2} p^2 + \left(\frac{2\xi}{\omega_0} \right) p + 1 = 0 \quad (\text{III.29})$$

En comparant l'équation caractéristique de la fonction de transfert (II.21) avec la forme standard du second ordre, on trouve que :

$$\frac{J}{K_i} = \frac{1}{\omega_0^2} \quad (\text{III.30})$$

$$\frac{K_p + f_r}{K_i} = \frac{2\xi}{\omega_0} \quad (\text{III.31})$$

ξ : Coefficient d'amortissement.

On choisit alors le coefficient d'amortissement ξ et ω_0 on déduit K_i et K_p :

Avec :

$$K_i = J\omega_0^2 \quad (\text{III.32})$$

$$K_p = \frac{2\xi K_i}{\omega_0} - f_r \quad (\text{III.33})$$

Si on pose : $\xi = 1$ et $f_r = 0$

On obtient :

$$\begin{cases} K_i = \frac{4J}{\tau^2} \\ K_p = K_i \tau \end{cases} \quad (\text{III.34})$$

Avec : $\tau = \frac{L_s}{R_s}$

III. 6 Application de la technique MTPA

III. 6. 1 Introduction

Au cours des dernières années, MSAP ont été intensivement étudié en raison de ses caractéristiques attrayantes ; haute efficacité, poids légères la rotation à grande vitesse. Le contrôle de vecteur est l'une des méthodes de contrôle communes pour conduire le MSAP. Cependant, le procédé de commande de vecteur nécessite un capteur de position, qui est composé d'un encodeur et un résolveur, afin de détecter la position de pôle magnétique [27].

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' [27] [28].

Dans cette partie, on présente 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.

III. 6. 2 But de la technique

Dans la plupart des régimes de contrôle de vecteur, le modèle de d-q de la MSAP est employé exclusivement pour le contrôle de couple. Le contrôle de vecteur permet l'indépendant contrôle de l'importance et de l'angle du courant de stator en ce qui concerne le rotor de sorte que le contrôle instantané du couple soit possible. L'application du vecteur le contrôle permet la production du couple maximum au-dessus de la représentation différente critères tels que MTPA, MTPV (maximum torque per voltage) [29].

La méthode de maximum du couple par courant MTPA assure que pour un niveau de couple donné, une amplitude du courant statorique plus minimale possible est applique.

III. 6. 3 Explication de la technique

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

$$\begin{aligned} V_d &= R_s i_d - \omega L_q i_q \\ V_q &= R_s i_q + \omega (L_d i_d + \varphi_m) \end{aligned} \quad (\text{III.35})$$

L'expression de couple électromagnétique est écrite comme suite :

$$C_{em} = p[(L_d - L_q)I_d I_q + \varphi_m I_q] \quad (\text{III.36})$$

Elle est composée de deux termes. Le premier correspond au couple d'excitation par rotor (aimant permanent), qui est aussi appelé couple synchrone. Le deuxième terme correspond au couple de réluctance, ce qui est le résultat de la différence dans l'axe d-q réticence. Selon cette équation, une stratégie permettant la pleine utilisation du couple la capacité peut être dérivée, qui s'appelle le couple maximum par contrôle d'ampère (MTPA). Elle fournit un couple électromagnétique maximum pour un courant de stator d'unité par l'intermédiaire du contrôle d'angle de couple et réduit au maximum donc la perte de cuivre pour un couple donné. En manipulant la équation de couple (III.36) avec la relation entre le courant d'axe d-q et le courant de stator [30] :

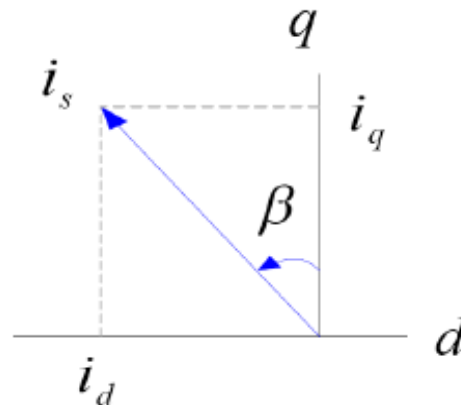


Figure (III. 12) : diagramme de vecteur de courant du stator.

$$i_d = i_s \cos(\beta) \quad (\text{III.37})$$

$$i_q = i_s \sin(\beta) \quad (\text{III.38})$$

Avec :

β : l'angle entre le courant de stator et les composants des courant i_q et i_d .

Au-dessus de l'explication et du formulaire de couple de suivre, En conduisant un moteur extérieur d'aimant, (pole lisse $L_d=L_q$) et l'identification est placez à zéro pour l'efficacité maximum. Dans le cas du moteur pole saillance ($L_d < L_q$) une identification négative produira le couple positif de réticence. La plupart de point efficace L'opération est quand tout le couple est maximisé pour donner intensité de courant. En remplace les équations des courants d'axe d-q dans l'équation de couple on obtient [30] [31] :

$$C_{em} = p[(L_d - L_q)i_s^2 \sin(\beta)\cos(\beta) + \varphi_m i_s \sin(\beta)] \quad (III.39)$$

$$C_{em} = p[(L_d - L_q)i_s^2 \sin(2\beta) + \varphi_m i_s \sin(\beta)] \quad (III.40)$$

De l'équation ci-dessus nous pouvons réaliser le couple maximum quand β et autre des paramètres ont été confirmés.

Afin de maximiser le couple par unité de courant de stator, prendre la dérivée de la couple électromagnétique par rapport à l'angle actuel en tant que :

$$\frac{d_{cem}}{dt} = p[(L_d - L_q)i_s^2 \cos(2\beta) + \varphi_m i_s \cos(\beta)] = 0 \quad (III.41)$$

Assimilant à zéro, et son remplacement par le courant des axes d-q dans l'équation ci-dessus, le couple maximal pour l'état courant de l'unité est obtenu sous forme :

$$I_d = \frac{\varphi_m}{2(L_d - L_q)} - \sqrt{\frac{\varphi_m^2}{4(L_d - L_q)} - I_q^2} \quad (III.42)$$

En raison de la contrainte actuelle, envisager le courant maximal :

$$i_{smax} = \sqrt{i_d^2 + i_q^2} \quad (III.43)$$

i_{smax} : le courant maximale du stator.

Le couple maximal est produite lorsque :

$$I_{dm} = \frac{\varphi_m}{4(l_d - l_q)} - \sqrt{\frac{\varphi_m^2}{16(l_d - l_q)^2} + \frac{i_{smax}^2}{2}} \quad (III.44)$$

$$I_{qm} = \sqrt{i_{smax}^2 - I_d^2} \quad (III.45)$$

Ce couple de pointe peut accélérer le moteur jusqu'à la vitesse qui permet d'atteindre la tension sa limite. La vitesse en vertu de ce point de fonctionnement est définie comme la vitesse de base et est donné par [31] :

$$\omega_b = \frac{V_{s\max}}{\sqrt{(L_d I_{dm} + \varphi_m)^2 + (L_d I_{qm})^2}} \quad (\text{III.46})$$

Ainsi, le MTPA ne peut être utilisée pour la plage de vitesse inférieure à la vitesse de base.

III. 6. 4 Résultats de simulation et discussion

On présente dans cette partie les résultats de simulation de la technique de contrôle à maximum du couple appliquée sur la machine synchrone à aimants permanents alimentée en tension. On a utilisé le schéma synoptique représentant le système global de cette technique par la figure (III.13).

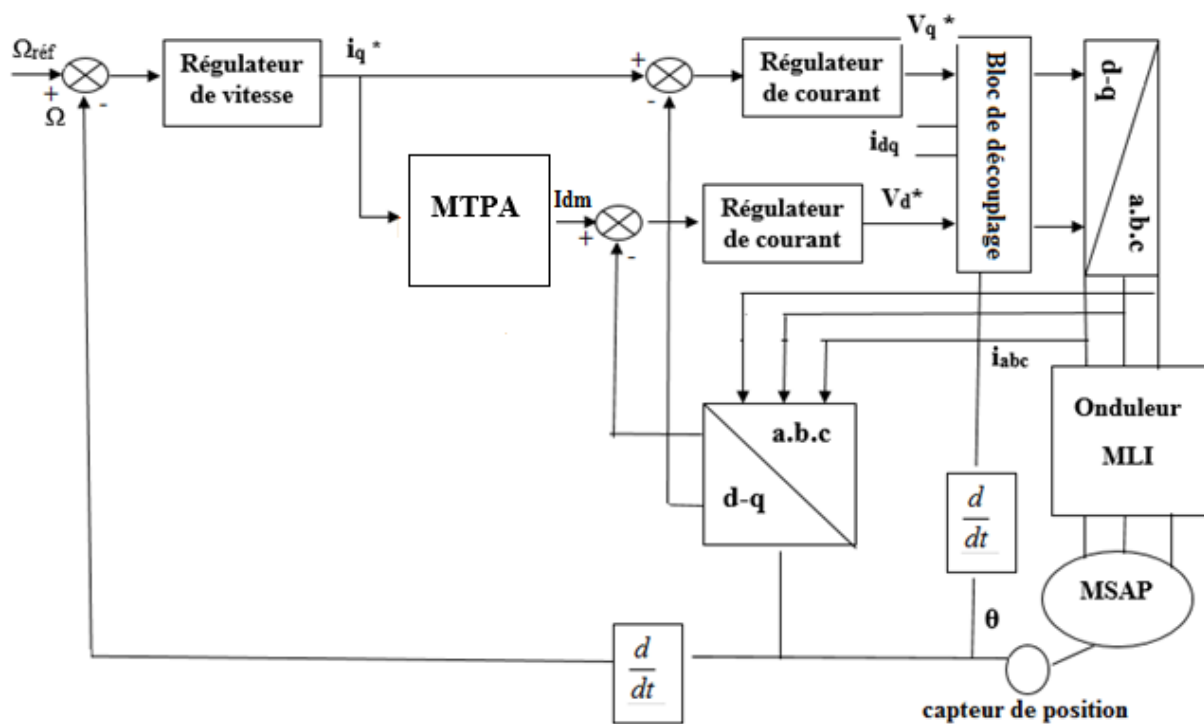


Figure (III.13) : schéma de principe du contrôle à maximum du couple par courant.

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.

❖ Essai à vide

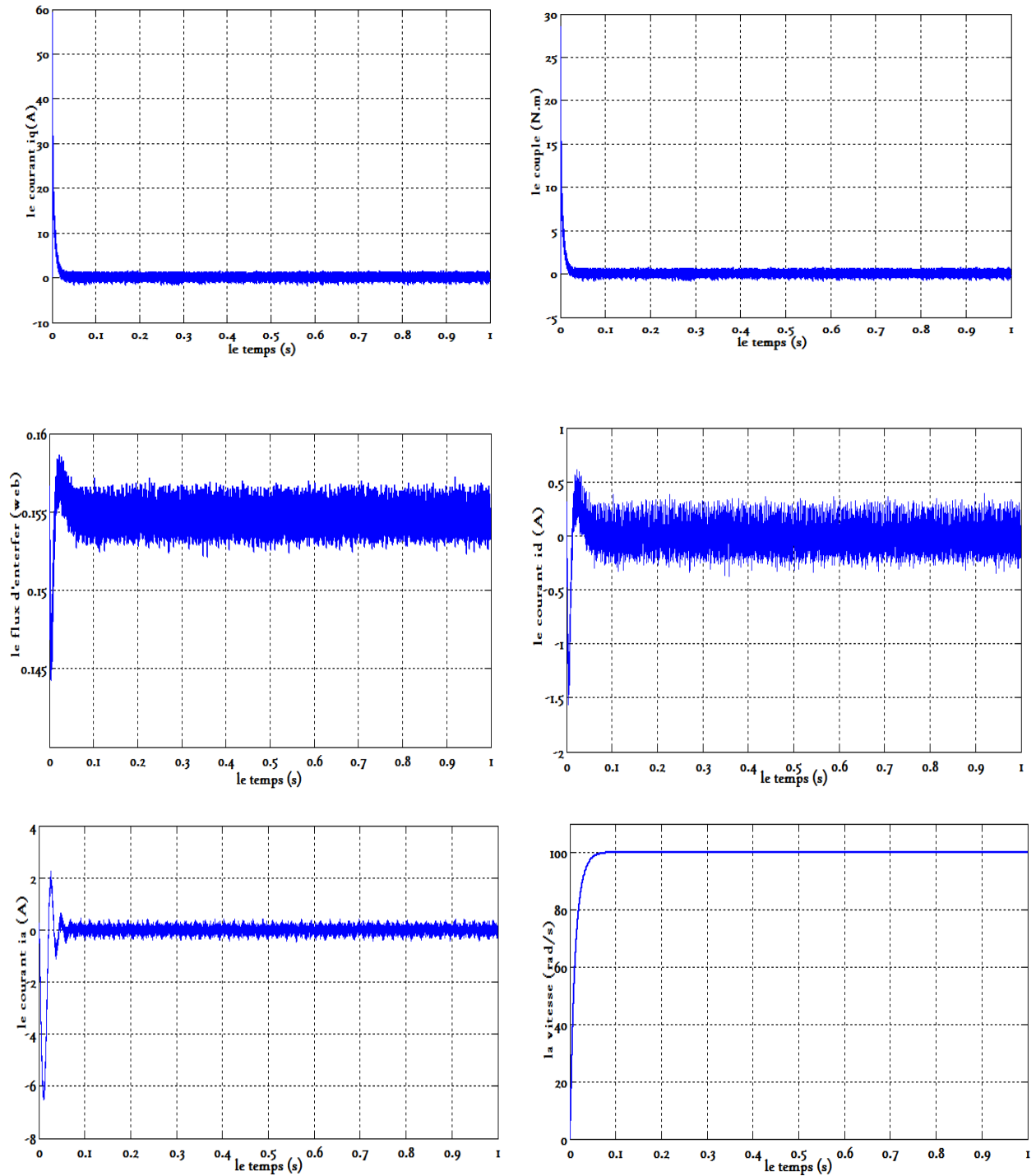


Figure (III. 14.a) : Résultats de simulation pour un démarrage à vide.

❖ Essai en charge

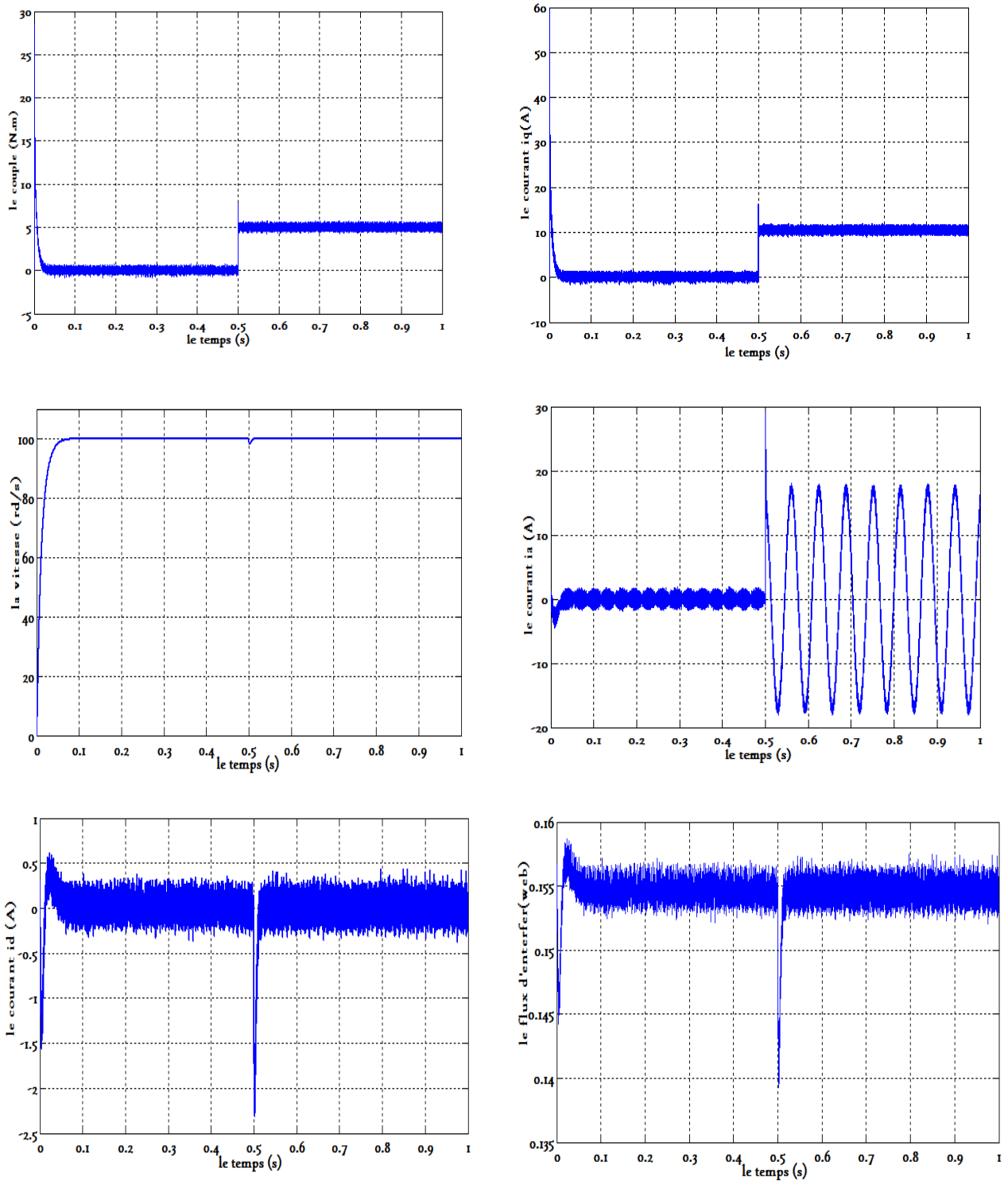


Figure (III. 14.b) : Résultats de simulation pour un démarrage à vide puis en charge.

❖ Essai du changement de vitesse de référence

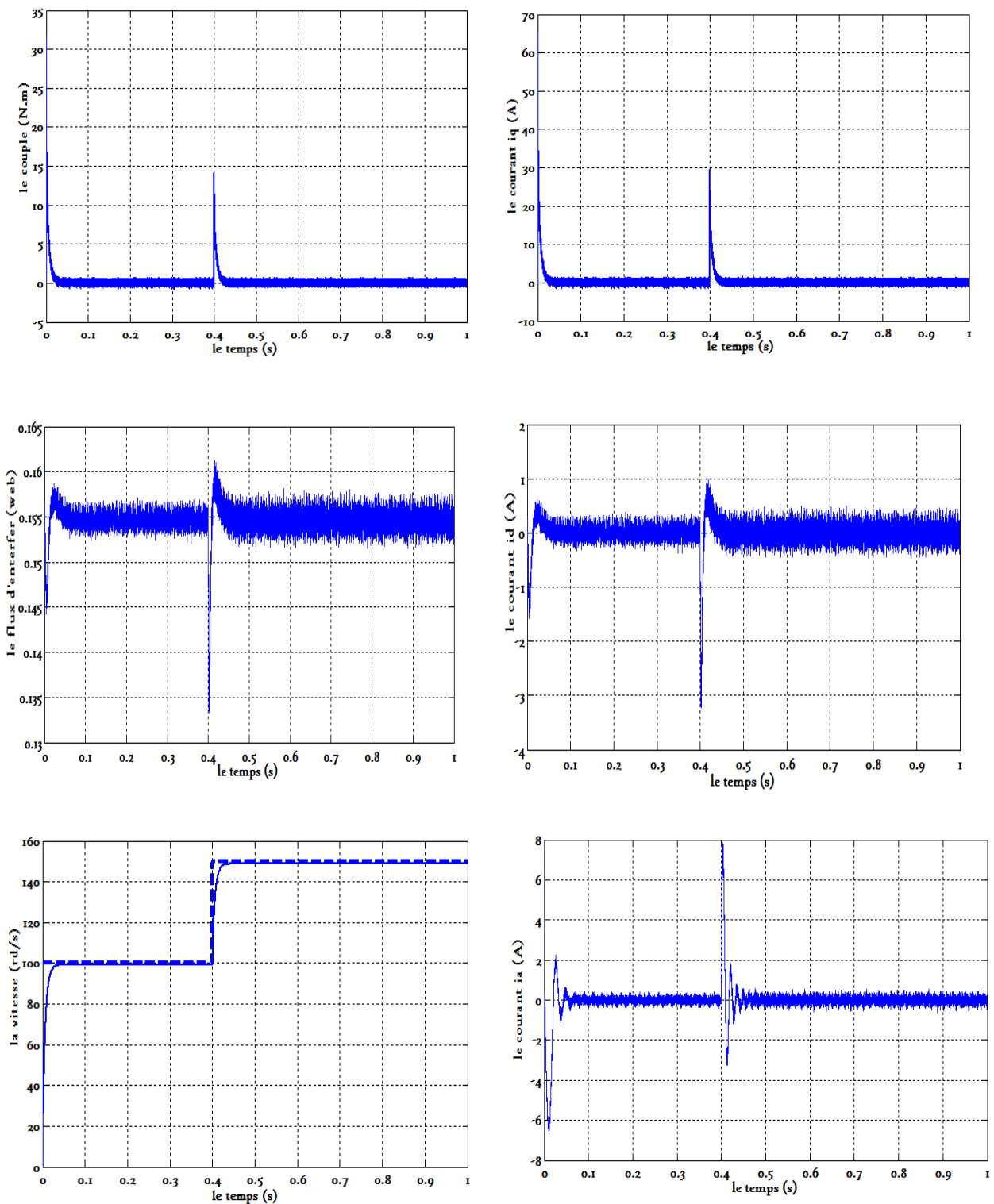


Figure (III. 15) : Résultats de simulation pour un changement de vitesse de référence.

❖ Essai de la variation de la charge

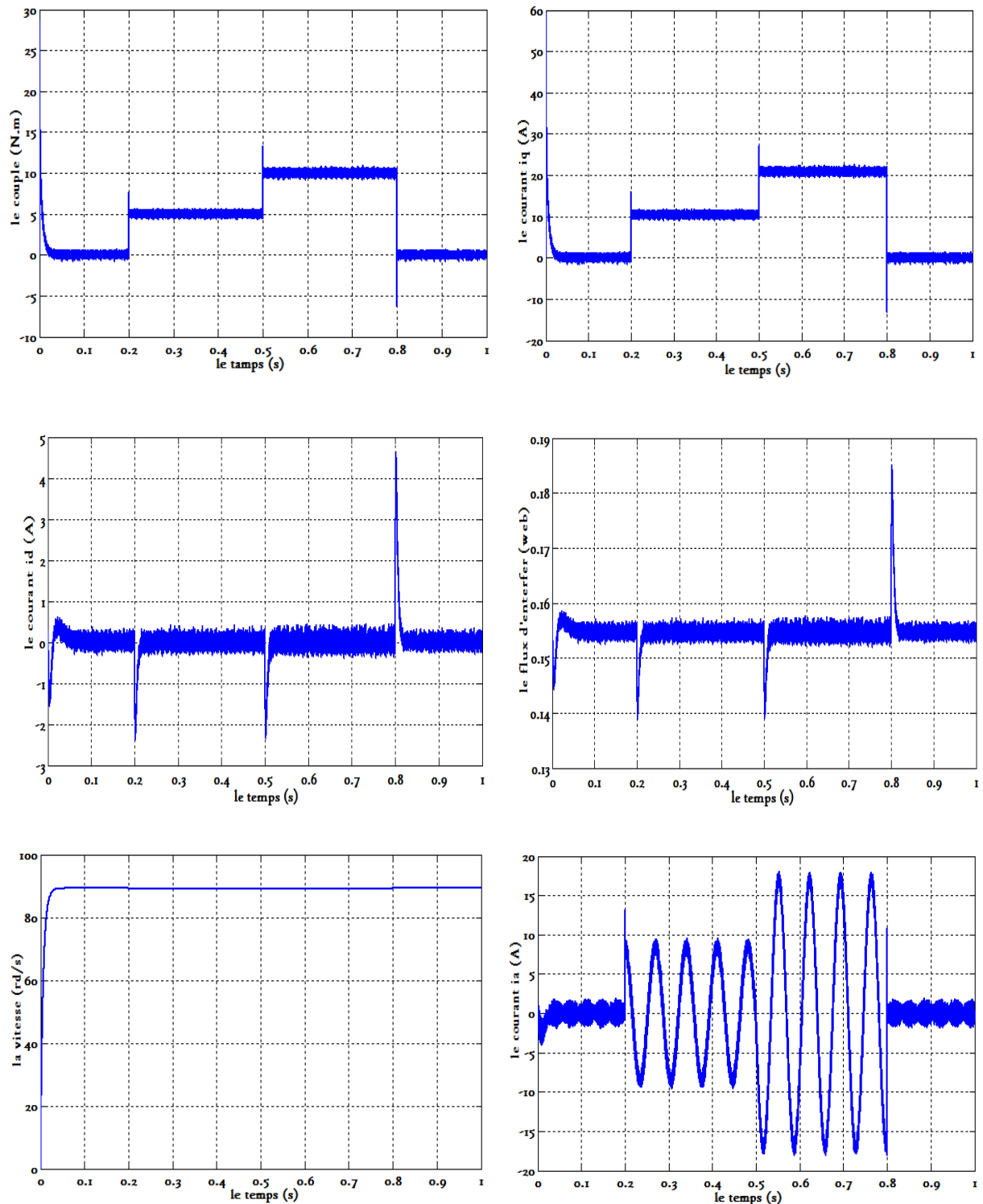


Figure (III. 16) : Résultats de simulation pour la variation de la charge.

❖ Essai d'inversion de sens de rotation

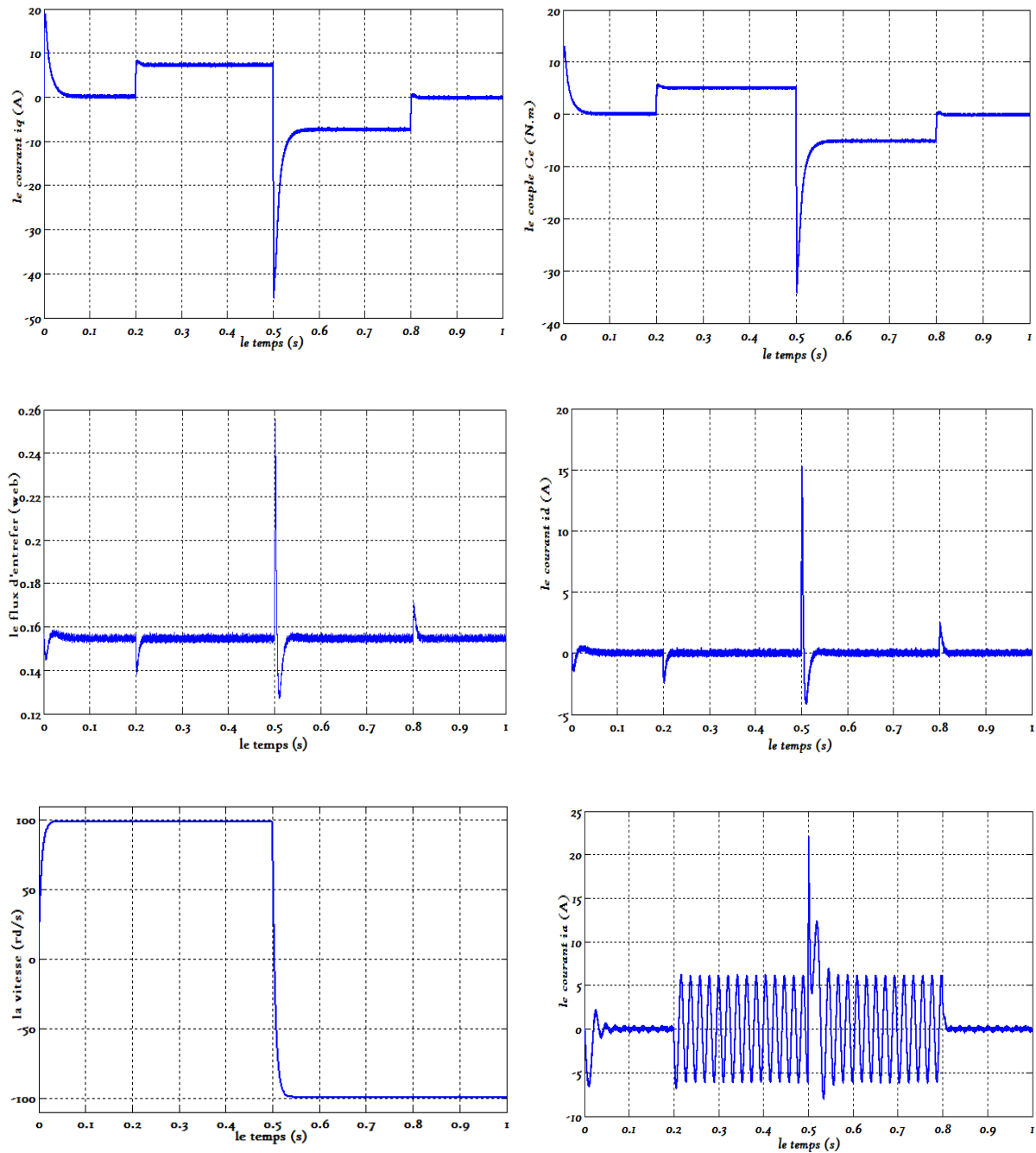


Figure (III.17) : Résultats de simulation pour une inversion du sens de rotation avec introduction de la charge.

III. 6. 4. 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.14.a), et (III.14.b) représentent les résultats de simulation de l'essai à vide et en charge.

On remarque 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, car la machine est à vide et que l'inertie est faible. Après l'application de la charge à l'instant $t=0.5s$ ($C_r= 5.5$ Nm), on remarque que la vitesse présente une petite chute qui est rejetée rapidement, puis rejoint sa valeur de référence.

- L'allure du courant statorique présente un pic lors du démarrage puis suit la variation de la charge.
- 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.
- 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 et variation du couple de charge,

III. 6. 4. 2 Changement de la référence de vitesse

Les résultats de simulation obtenus pour le changement de la référence de vitesse de $\Omega_{\text{réf}}=100$ (*rad/s*) à $\Omega_{\text{réf}}=150$ (*rad/s*) à l'instant $t=0.4s$. La figure (III.15) 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 remarque que le 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.
- Aussi, on remarque une diminution en valeur du flux 'd' et du courant i_d à cause du fonctionnement en mode de défluxage de la machine, donc la régulation est robuste de point de vue contrôle de vitesse.

III. 6. 4. 3 Essai de la variation de la charge

La figure (III.16) montre 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.

III. 6. 4. 4 Essai de variation du couple de charge et inversion du sens de rotation

Pour réaliser ce test, on inverse le sens de la vitesse de $\Omega_{réf} = 100(\text{rad/s})$ à $\Omega_{réf} = -100$ (rad/s) à $t=0.5s$. Cependant, on introduit à l'instant $t=0.2s$ un couple de $5 N.m$ après un démarrage à vide qu'on annule à l'instant $t=0.5s$. Ensuite on applique un couple de $10 N.m$ à $t=0.7s$. qu'on annule à l'instant $t=0.9s$ La figure (III.17) 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 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.

III. 6. 5 Résultat de simulation en régime statique

Les résultats de simulation, été effectués pour deux tests de fonctionnement, La premier s'agit du démarrage pour une consigne de vitesse est égale à vitesse nominale (1000tr/min), dans le deuxième on démarre à une vitesse inférieur à la vitesse nominale (600tr/min), dans chaque fonctionne on trace les caractéristiques du couple, la puissance absorbe, utile et le rendement en fonction du courant. Les figures ci de sous représentent les résultats de simulation.

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

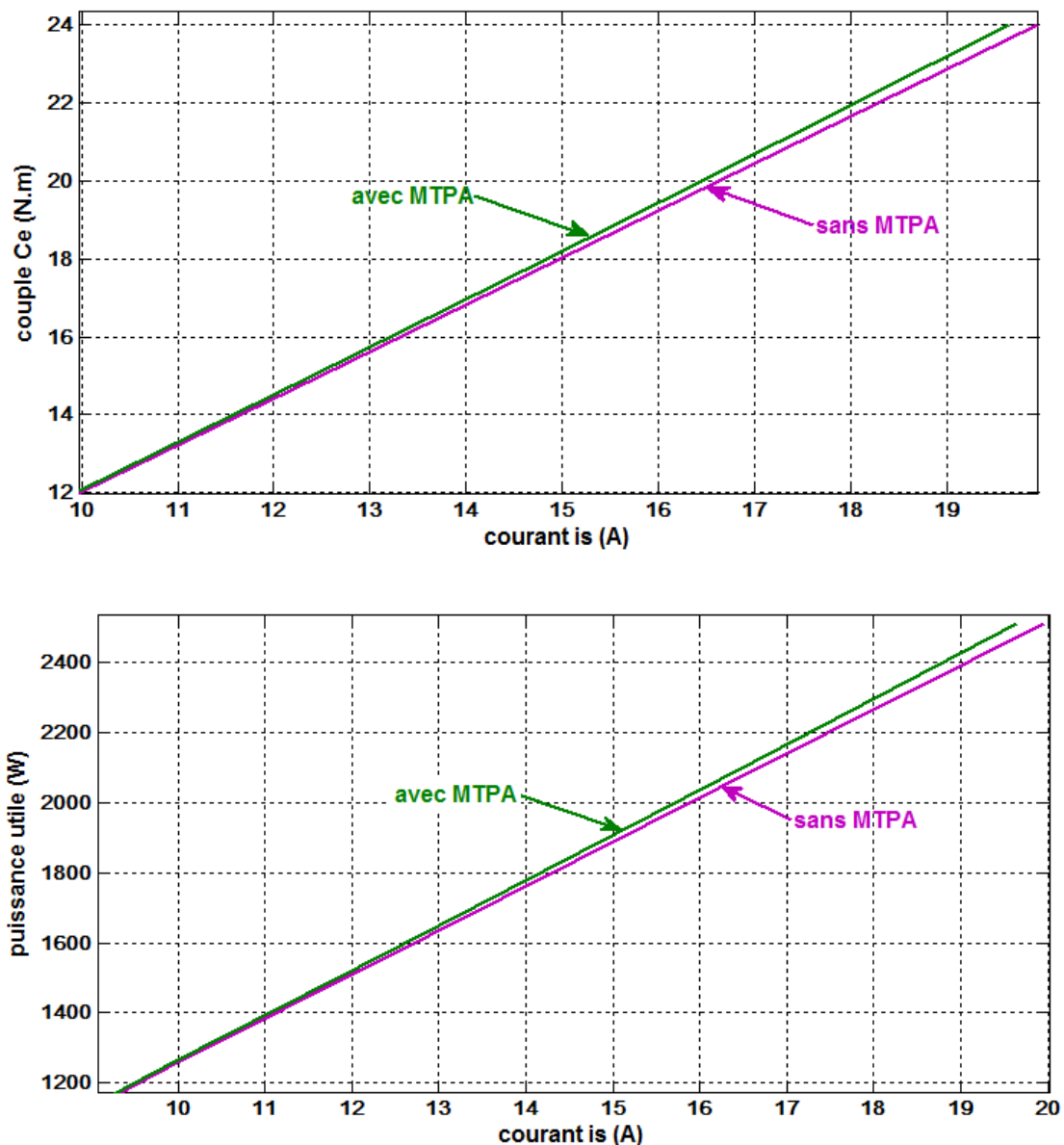


Figure (III.18) : Résultat de simulation de la commande vectorielle du MSAP pour les cas sans et avec MTPA à vitesse nominale

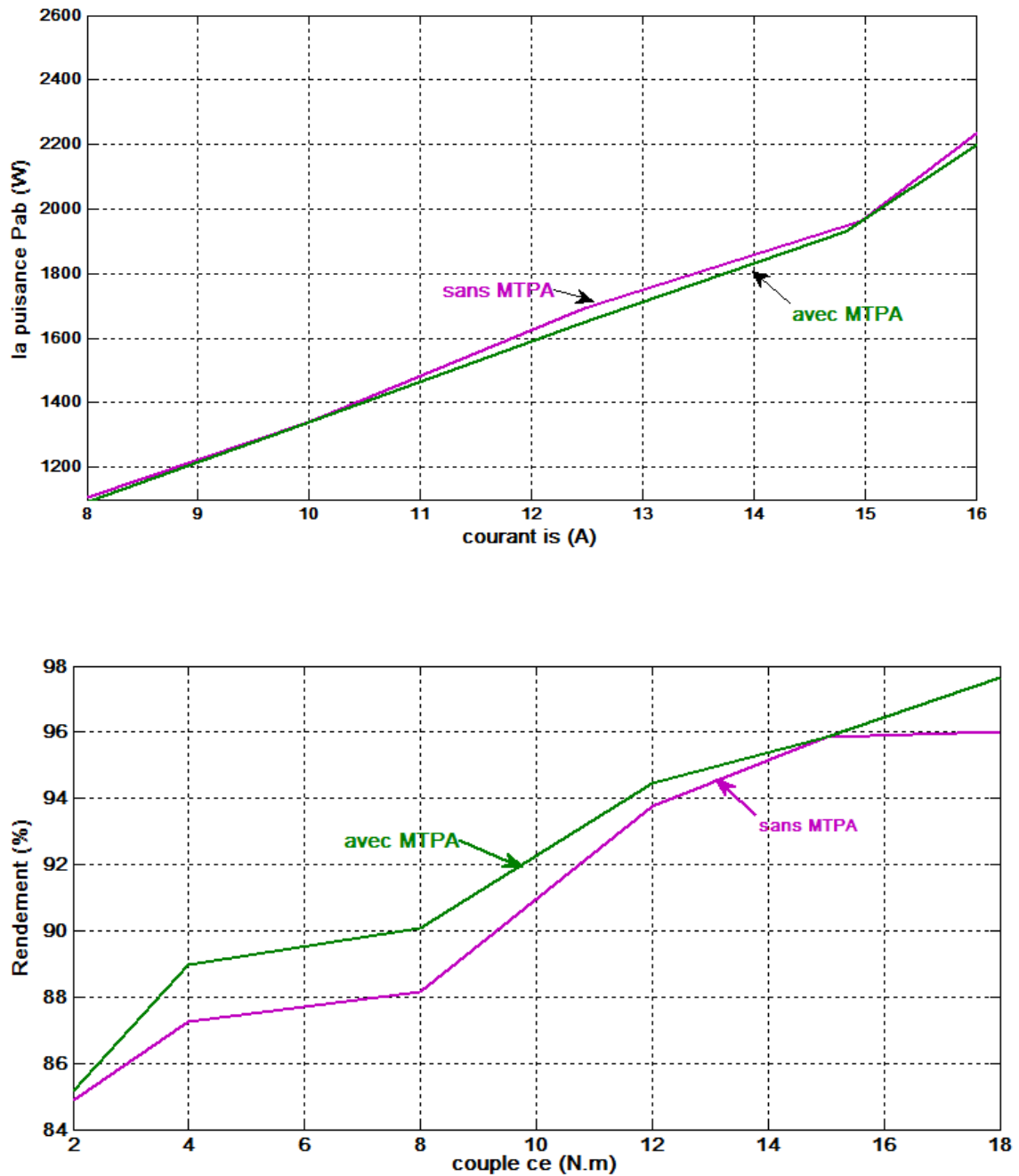


Figure (III.18) : Résultat de simulation de la commande vectorielle du MSAP pour les cas sans et avec MTPA à vitesse nominale (suite).

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

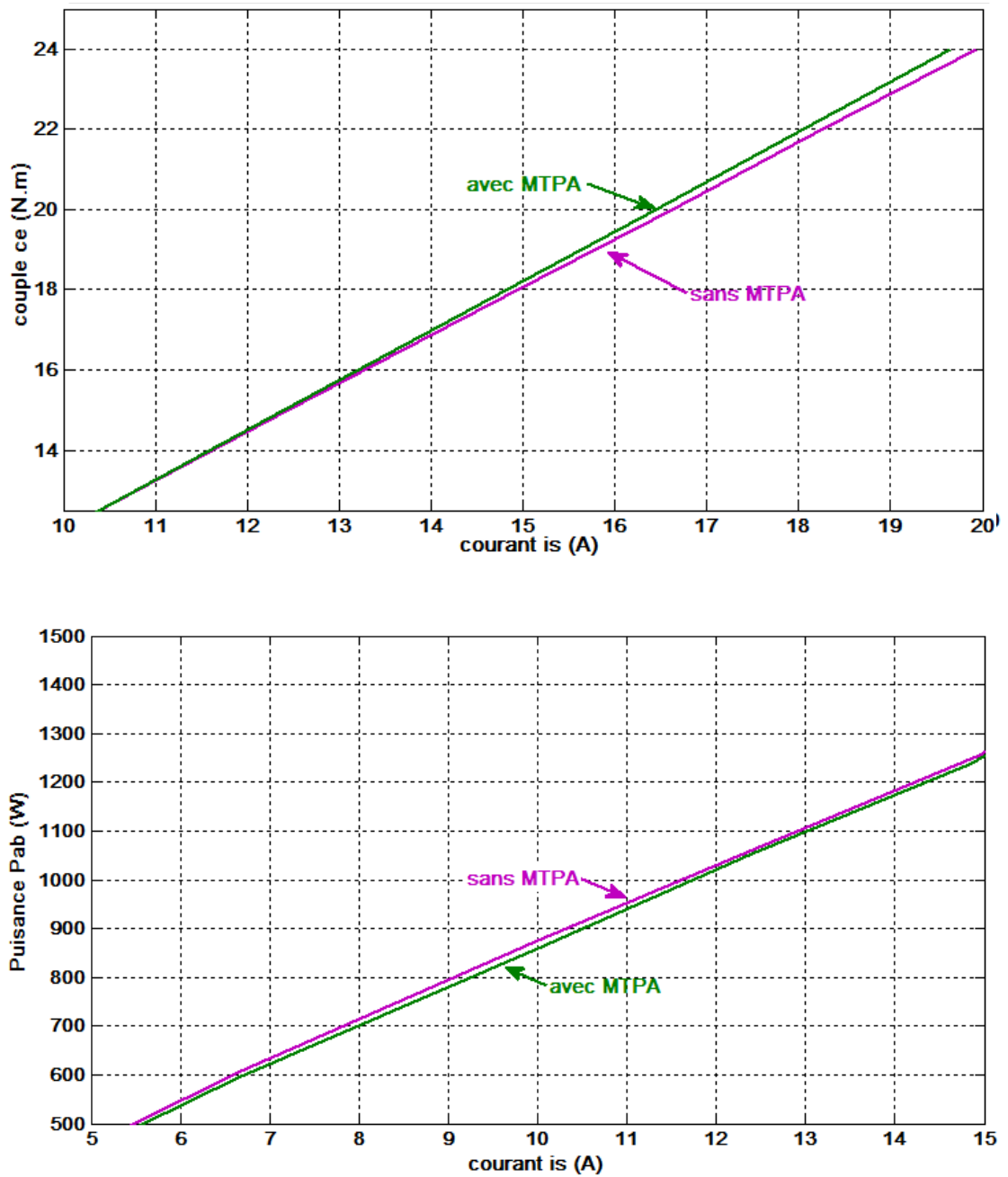


Figure (III.19) : Résultats de simulation de la commande vectorielle du MSAP pour les cas sans et avec MTPA avec une vitesse $N=600$ tr/mn.

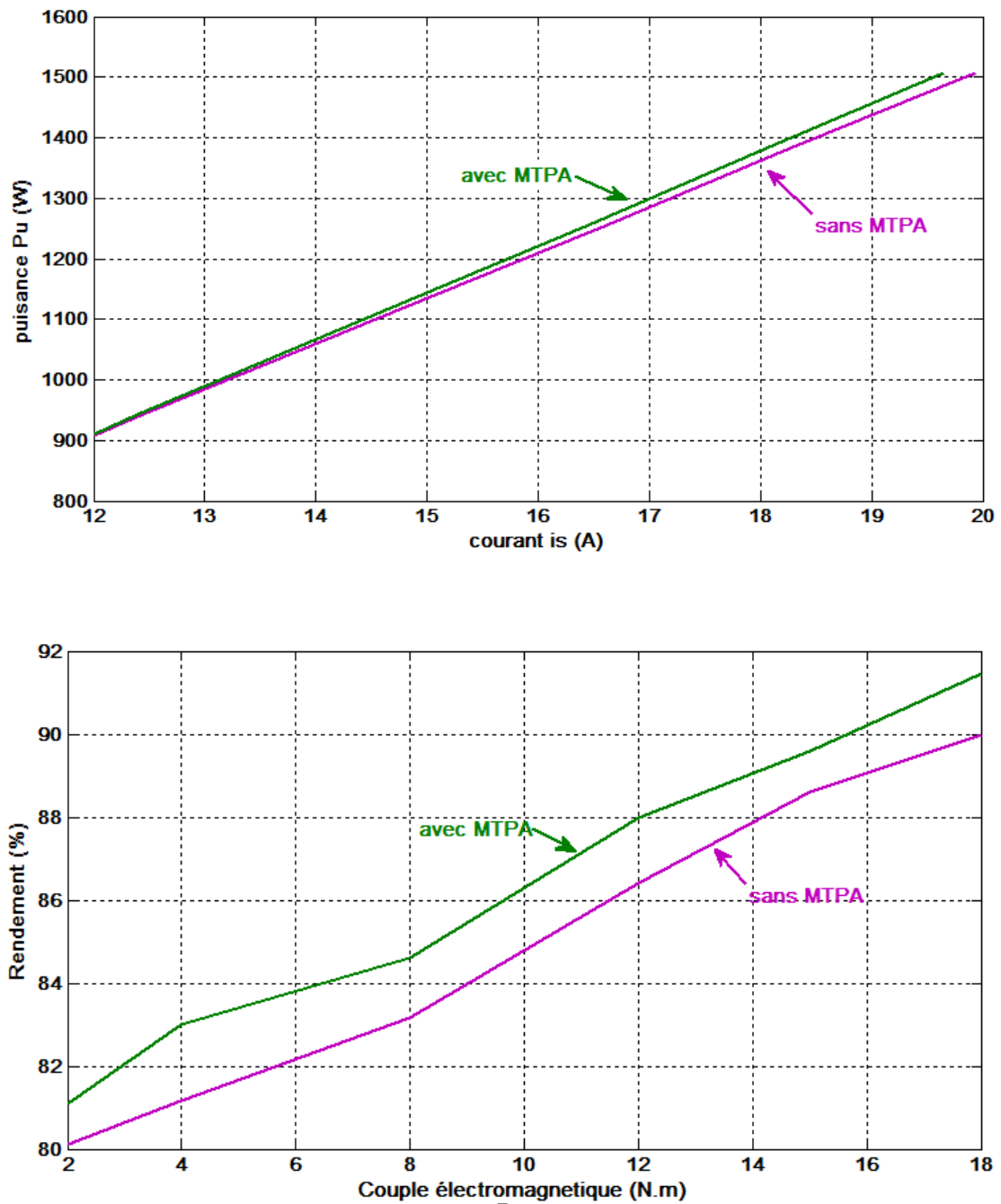


Figure (III.19) : Résultats de simulation de la commande vectorielle du MSAP pour les cas sans et avec MTPA avec une vitesse $N=600$ tr/mn (suite).

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

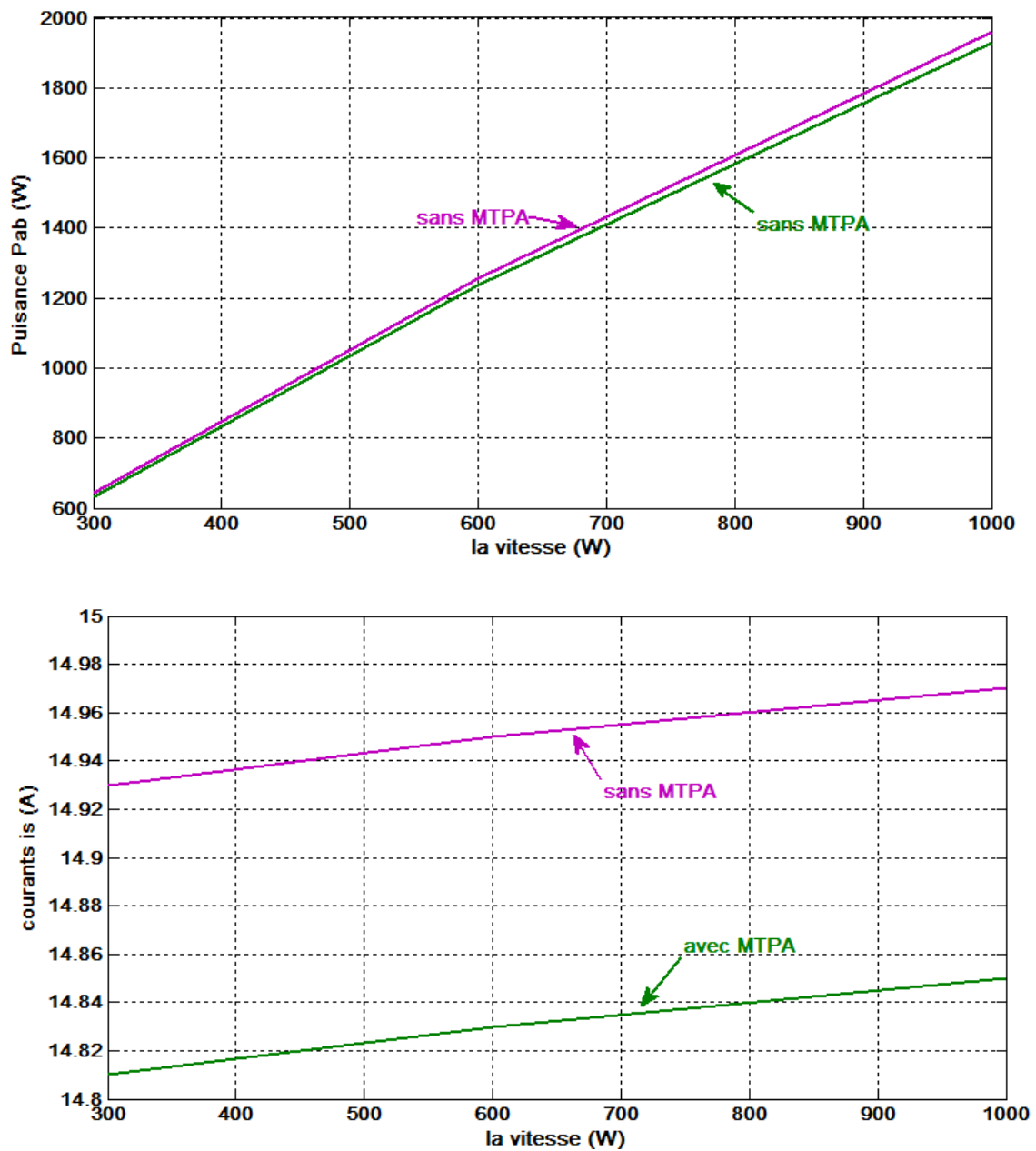


Figure (III.20) : Comparaison entre les cas de commande vectorielle sans et avec MTPA.

D'après les résultats de simulation, on peut conclure que pour les deux fonctionnements :

❖ D'après les caractéristiques du couple en fonction du courant, on constate que pour la même valeur du couple résistant appliqué, la valeur du courant appelé dans le cas de la technique MTPA est peu inférieure à sa valeur pour le cas de la commande vectorielle ($I_d=0$) c.-à-d. l'augmentation du courant par l'augmentation du couple.

❖ 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 de la puissance utile en fonction du courant, on remarque une amélioration exceptionnelle au niveau de la puissance utile due à la diminution des pertes joule pour le cas de la technique "MTPA".

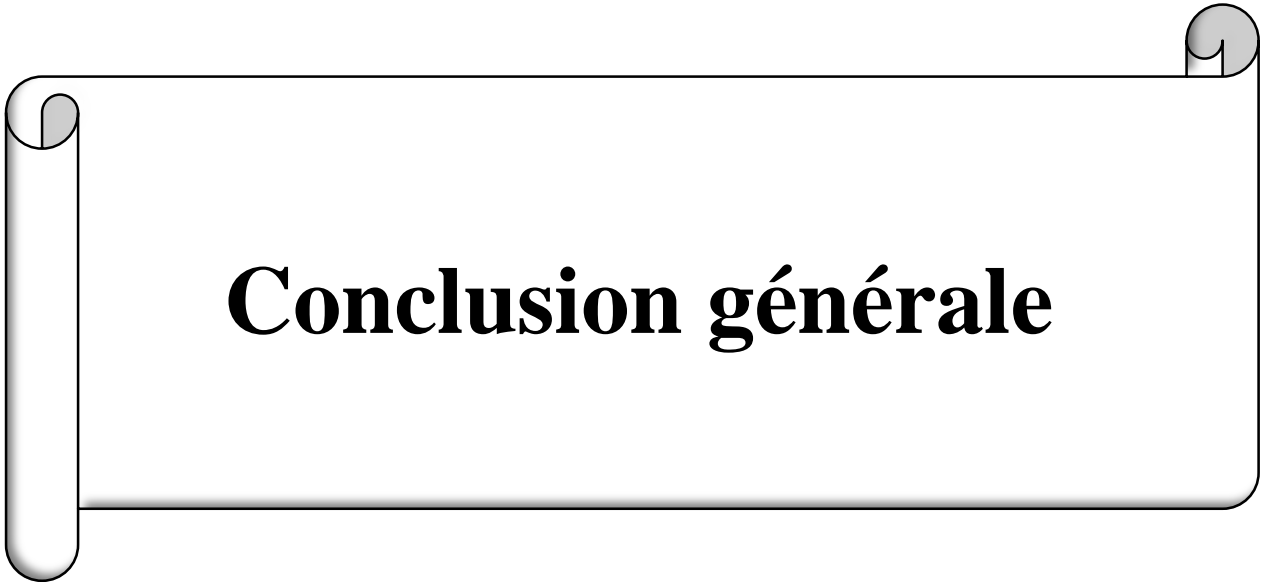
❖ D'après les caractéristiques du rendement en fonction du couple, on remarque l'amélioration du rendement du cas de la "MTPA" par rapport au cas de la commande vectorielle conventionnelle.

❖ D'après les caractéristiques de la puissance absorbée en fonction de la vitesse, on ne constate que l'augmentation du courant avec l'augmentation de la vitesse.

III. 7 Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté et expliqué la technique du contrôle de maximum du couple appliqué sur la MSAP. D'après les résultats de simulation obtenus on constate des améliorations importantes au niveau des courant statorique appelé, puissance utile, puissance absorbée et le rendement pour le cas de la commande vectorielle avec maximisation du couple par courant "MTPA" comparé au cas de la commande vectorielle (avec $I_d=0$).

Les résultats de simulation qu'on a présentée montrent clairement la réalisation du découplage et la robustesse de la commande pour différents modes de fonctionnement et la robustesse de la technique.



Conclusion générale

Le travail présenté dans ce mémoire s'inscrit dans le domaine de la commande des machines synchrones à aimants permanents. Etant donné que l'asservissement de la vitesse représente le principal levier de commande d'un tel moteur, nous avons centré notre travail sur l'étude et l'analyse des performances de l'asservissement de vitesse de la machine synchrone à aimants permanents alimentée par un onduleur commandé par la technique MLI et commandée par deux différentes structures de commande : la commande vectorielle classique et celle à maximum du couple par courant.

Le premier chapitre de ce travail est consacré à la représentation des généralités sur la MSAP, ses avantages et inconvénients, ses domaines d'application ainsi que les caractéristiques des aimants permanents et leurs structures.

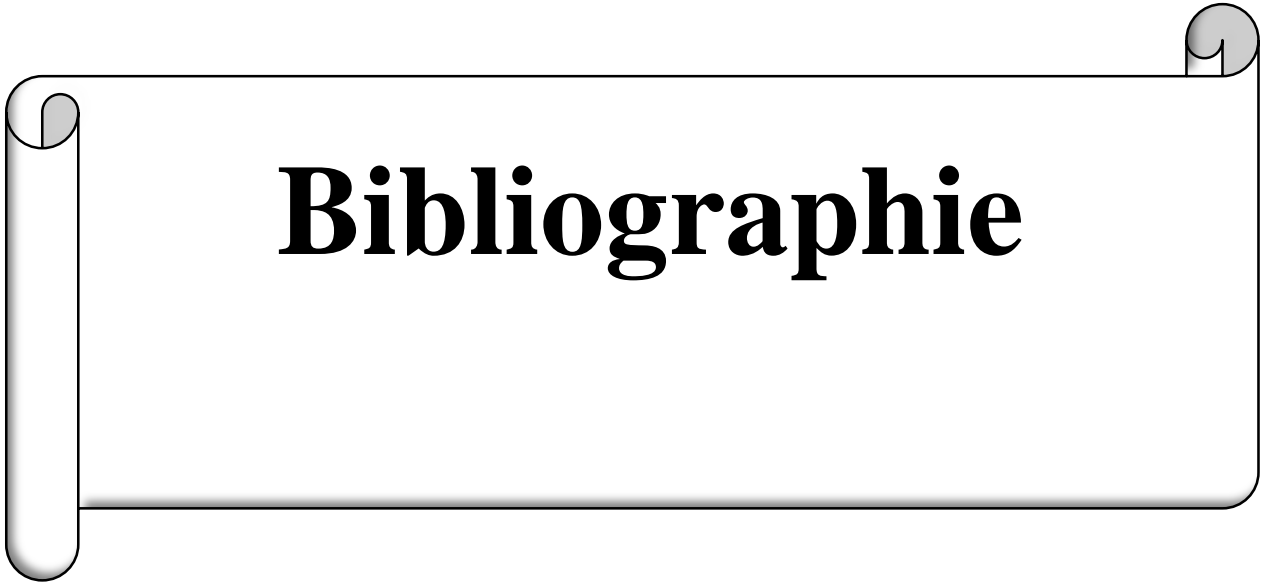
Dans le deuxième chapitre, nous avons intéressé par la modélisation de la machine synchrone à aimants permanents à pôle saillants dans le repère de *Park* (d, q) qui permet la mise sous forme d'équation d'état de la machine alimentée en tension. A partir de là, nous avons validé le modèle mathématique dans un environnement MATLAB/Simulink. A la fin de ce chapitre, nous avons donné les résultats de simulation de la machine synchrone à aimants permanents alimentée directement d'un réseau de tension alternative en boucle ouverte; ainsi que simulé le système global onduleur-MSAP.

Au troisième chapitre, on a donné un aperçu explicite d'une solution parmi les différentes solutions de découplage, qui est la commande vectorielle. La commande vectorielle permet d'imposer à la machine synchrone à aimants permanents un comportement semblable à celle de la machine à courant continu à excitation séparée là où les courants ne s'affectent pas entre eux. En dernier lieu, on a présentés l'application de la stratégie du contrôle à maximum du couple par courant du MSAP. L'objectif de cette technique est d'augmenter les performances statiques et dynamiques de la machine. Les résultats de simulation obtenus confirment la robustesse de cette technique traduit par la maximisation du couple /courant comparée à la commande vectorielle classique. Les performances dynamiques obtenues par le réglage de la vitesse de la MSAP sont très satisfaisantes. La perturbation est rejetée en un temps très court, ce qui vérifie le comportement correct des régulateurs PI et le système possède un temps de réponse satisfaisant.

L'inconvénient majeur de cette technique de commande se manifeste lors des variations paramétriques de la machine. En effet, cette structure de commande nécessite que les paramètres de la machine soient stables.

Pour la continuation du présent travail dans le futur, nous préférons énumérer quelques perspectives que nous proposons comme suite de cette étude à savoir :

- L'étude de la MTPA du MSAP avec la variation paramétrique telle que la résistance statorique.
- L'étude de la MTPA du MSAP avec un estimateur ou observateur de vitesse (suppression du capteur de vitesse).
- L'implantation de la structure MTPA sur site réel.

A decorative scroll graphic with a white background and a black border. The scroll is unrolled in the middle, with the top and bottom edges curving upwards and downwards respectively. The word "Bibliographie" is centered on the scroll.

Bibliographie

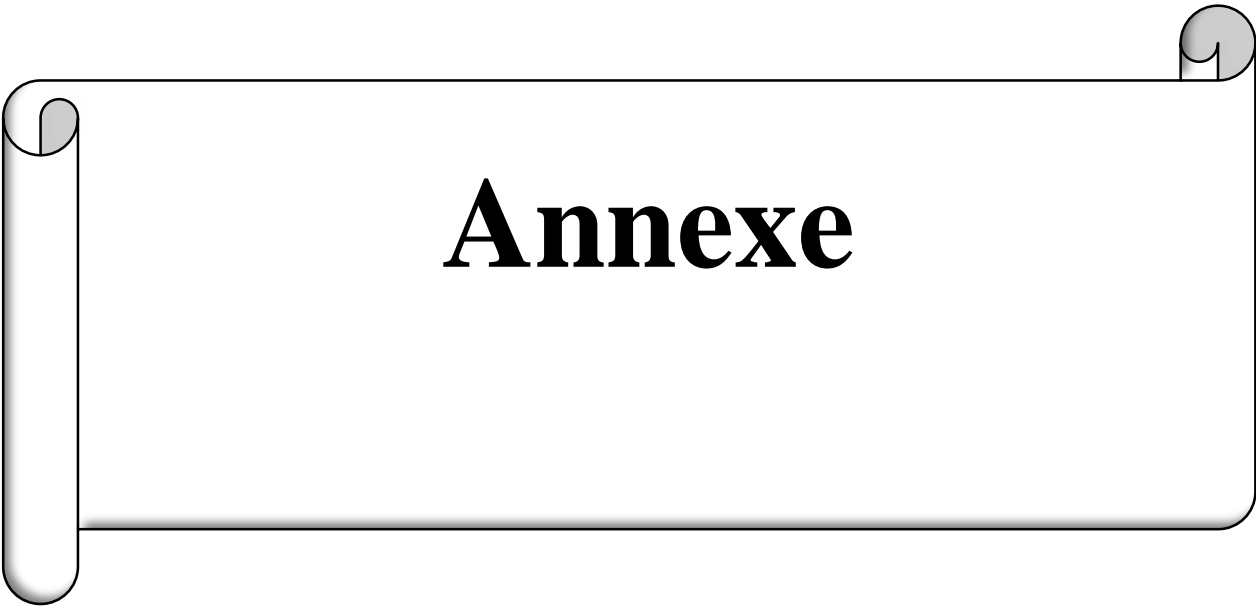


Bibliographie

- [1] **A. KADDOURI**, " Étude d'une commande non-linéaire adaptative d'une machine synchrone à aimants permanents", Thèse de doctorat Philosophie, Université LAVAL QUÉBEC Canada, 2000.
- [2] **G.LACOMBE**, " Définition et Réalisation d'une Nouvelle Génération de Logiciels pour la Conception des Moteurs Futurs ", Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble, 2007.
- [3] **R. LATEB**, " Modélisation Des Machines Asynchrones et Synchrones à Aimants Permanents Avec Prise en Compte des Harmoniques D'espace et de Temps : Application à la propulsion marine par POD ", Thèse de doctorat de L'Institut National Polytechnique de Lorraine, France, 2006
- [4] **B.TOUNSI**, " Etude comparative de groupes électrogènes embarqués à large gamme de vitesse variable associant machines à aimants permanents et conversion statique ", Thèse de Doctorat Institut National Polytechnique de Toulouse, 30 Janvier 2006.
- [5] **G. LACROUX**, " Les Aimants Permanents ", TEC et DOC, Lavoisier, 1989.
- [6] **PH. LAMELOT, J.GUEZEL**, " Les Aimants Permanents Rendent les Moteurs Economes ", Technologie et Innovations, 2007.
- [7] **M. BUDINGER, J. LISCOUET, S. ORIEUX, J-CH. MARE**, " Etat de L'art sur la Conception des Systèmes D'actionnement Electromécanique ", Notes de Cours, INSA Toulouse, 2008.
- [8] **H. SCHAWAB**, " Stratégies de Commande d'Actionneurs Synchrones à Aimants Permanents Intégrant la Sureté de Fonctionnement ", Thèse de Doctorat, Université de Haute Alsace, 2004.
- [9] **H.YANTOUR**, "Software de contrôle et architecture hardware d'un actionneur électrique pour véhicule électrique " PFE, USTHB, 2002.
- [10] **R. MANAJEMY**, " Control Strategies and Parameter Compensation for Permanent Magnet Synchronous Motor Drives ", Doctor of philosophy in Electrical Engineering ; Blacksburg, Virginia, 2000.
- [11] **F. BOUCHAFAA**, " Etude et Commande de différentes Cascades à Onduleur à Neuf Niveaux à Structure NPC. Application à la conduite d'une MSAP ", Thèse de doctorat, Ecole nationale polytechnique, El-Harrach, 2006.

- [12] **M. SC. DARIUSZ ŚWIERCZYŃSKI**, " Direct Torque Control with Space Vector Modulation (DTC-SVM) of Inverter-Fed Permanent Magnet Synchronous Motor Drive", Thesis of Doctoral Faculty of Electrical Engineering Warsaw – Poland, 2005.
- [13] **M. A. FERREIRA. DE SOUSA**, " Contribution à la conception de lois de commande à caractère robuste pour une machine synchrone entraînant une charge élastique à inertie variable ", Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Toulouse, 2007.
- [14] **A.KADDOURI**, "Etude d'une Commande Non-Linéaire Adaptative d'une Machine synchrone à Aimants Permanents ", Faculté des Sciences et de Génie, Université Laval Québec, Nov.2000
- [15] **S. BARIS OZTURK**, " Modelling, Simulation and Analysis of Low-Cost Direct Torque Control of PMSM using Hall-Effect Sensors ", thèse de doctorat de l'université de Texas USA, December 2005.
- [16] **A. AMEUR**, " Commande sans capteur de vitesse par DTC d'une machine synchrone à aimants permanents dotée d'un observateur d'ordre complet à modes glissants ", Thèse de magistère, Université de Batna, 2005.
- [17] **G. SEGUIER**, " Électronique de puissance", 7e édition, p : 290, 291, 292, Dunod, Paris, 1999.
- [18] **BABAK NAHID MOBARAKEH**, " Commande Vectorielle sans Capteur Mécanique des Machine Synchrones à Aimants Permanents : Méthodes, Convergence, Robustesse, Identification en Ligne des Parametres ", Thèse de Doctorat Institut National Polytechnique de Lorraine décembre 2001.
- [19] **R. AZAIZIA**, " Etude et commande d'une machine asynchrone a doublé alimentation alimentée par un convertisseur multi niveaux", Thèse de magistère, Université de Boumerdes, 2008.
- [20] **A. NAIT SEGHIR**, " Contribution à la commande adaptative et neuronale d'une machine synchrone à aimants permanents ", Thèse de doctorat, Ecole nationale polytechnique, El-Harrach, 2007.
- [21] **A. GOLEA**, " Contribution au développement d'une méthodologie de conception des associations Convertisseurs -Machines ", Thèse de doctorat de l'INP de Grenoble, 1994.
- [22] **T. REKIOUA**, " Contribution à la modélisation et à la commande vectorielle des MSAP " Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique, Lorraine 1991.
- [23] **L. BENALIA**, " Commande en tension des moteurs à induction double alimentes ", Thèse de doctorat, Université de Batna, 2010.

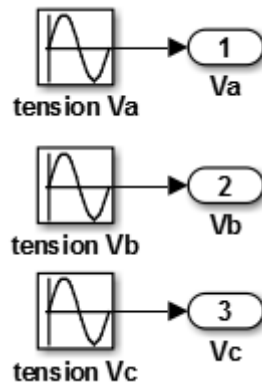
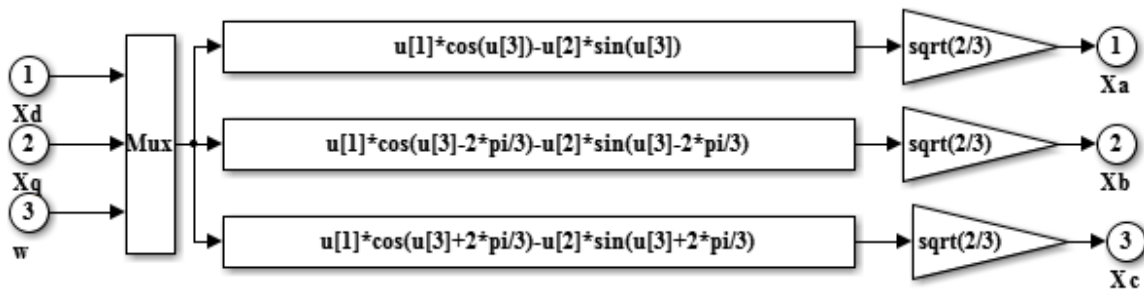
- [24] **M. S. MERZOUG**, " Étude comparative des performances d'un DTC et d'un FOC d'une Machine synchrone à aimants permanents (MSAP)" , Thèse de magistère, Université de Batna, 2008.
- [25] **F. BENCHABANE**, " Commande en position et en vitesse par mode de glissement d'un moteur synchrone triphasé à aimants permanents avec minimisation du chattering", Thèse de magistère, Université de Biskra, 2005.
- [26] **F. BOUCHAFAA**, " Etude et Commande de différentes Cascades à Onduleur à Neuf Niveaux à Structure NPC. Application à la conduite d'une MSAP ", Thèse de doctorat, Ecole nationale polytechnique, El-Harrach, 2006.
- [27] **S. MORIMOTO, T. UENO, M. SANADA, AND A. YAMAGIWA**, " Effects and Compensation of Magnetic Saturation in Permanent Magnet Synchronous Motor Drives", Proc. of IEEE Ind. Appl. Society Conf., pp.59-64, 1993.
- [28] **G. KANG, J. LIM, AND K. NAM**, " A MTPA Control Scheme for an IPM Synchronous Motor Considering Magnet Flux Variation Caused by Temperature ", Proc. of IEEE Appl. Power Elec. Conf., vol. 3, pp. 1617-1621, 2004.
- [29] **D. S. OH, K. Y. CHO, AND M. J. YOUN**, " A discretized current control technique with delayed input voltage feedback for a voltage-fed PWM inverter " IEEE Trans. Power Electron., vol. 7, no. 2, pp. 364–373, Apr. 1992.
- [30] **P. PILLAY AND R. KRISHNAN**, " Control characteristics and speed controller design of a high performance PMSM " in Proc. IEEE Ind. Appl. Soc. Annu. Meeting, 1985, pp. 627–633.
- [31] **M. A. RAHMAN AND P. ZHOU**, " Field circuit analysis of brushless permanent magnet synchronous motors " IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 43, pp. 256–267, Apr. 1996.



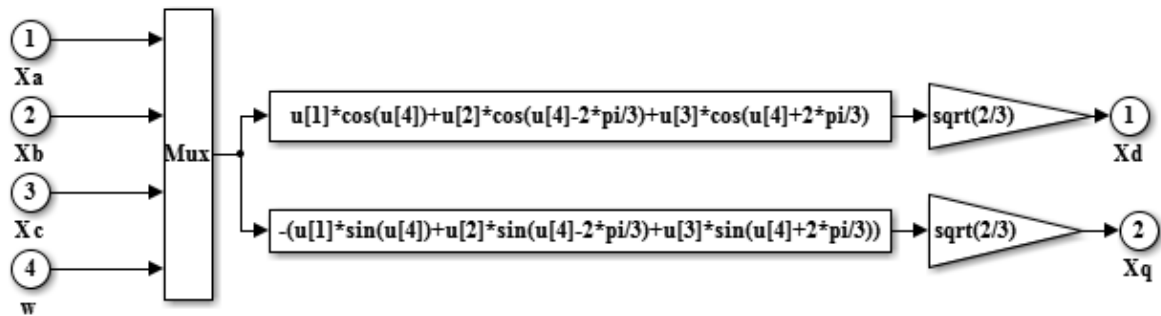
Annexe A**A. 1 paramètre de la MSAP :**

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

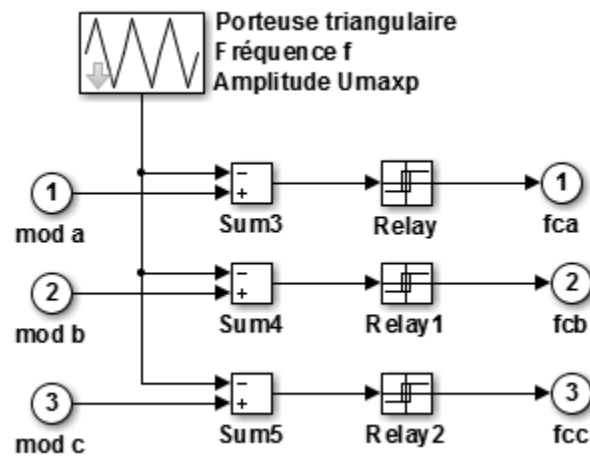
Paramètres		Valeurs
Fréquence	[Hz]	50
Tension d'alimentation	[V]	220/380
Nombre de paires de pôles		3
Résistance statorique	[Ω]	1.4
Inductance longitudinale L_d	[H]	0.0066
Inductance transversale L_q	[H]	0.0058
Flux d'aimant	[Wb]	0.1546
Moment d'Inertie	[Kg.m ²]	0.0176
Vitesse de rotation nominale	[rad/s]	104.71
Coefficient de frottement	[Ns /rd]	0.00038818

Annexe B**B.1 bloc de simulation de source de tension :****B. 2 Block de simulation de transformation de Park inverse :**

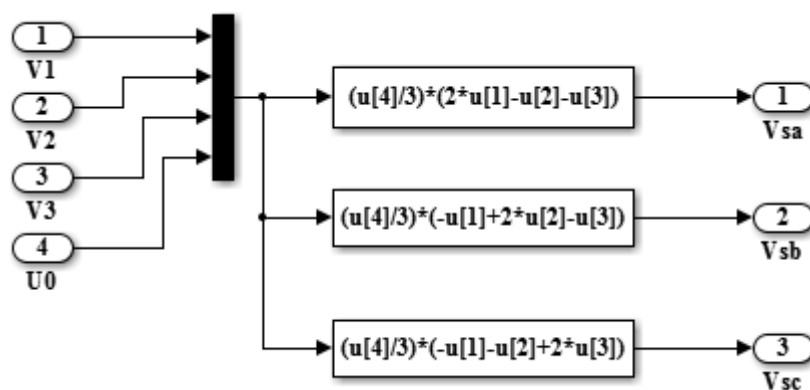
B. 3 Block de simulation de transformation de Park :



B. 4 Block de simulation de commande MLI :



B. 5 Block de simulation d'onduleur de tension :



B. 6 Block de simulation de commande vectorielle :

