

**République Algérienne Démocratique et Populaire Ministère de
l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique**

**UNIVERSITE AHMED DRAIA ADRAR
FACULTE DES SCIENCES ET DE LA TECHNOLOGIE
DEPARTEMENT DES SCIENCES DE TECHNOLOGI**



**MEMOIRE DE FIN D'ETUDE EN VUE DE L'OBTENTION DU
DIPLOME MASTER EN ELECTROTECHNIQUE**

OPTION : COMMANDE DES MACHINES ELECTRIQUES

Thème

Etude et commande de la machine synchrone à aimant
permanant MSAP

Préparés par étudiant

Khalili zahia

Nouari Ikram

❖ Encadré par :

Dr. Harrouz Abdelkader

❖ Co-Encadreur :

Mr. Ouledali Omar

Examineur :

Dr. ARAMA F. Z

Dr. Yaichi B.

Année universitaire 2020/2021

الجمهورية الجزائرية الديمقراطية الشعبية

République algérienne populaire et démocratique

وزارة التعليم العالي والبحث العلمي

Ministère de l'enseignement supérieur et de la recherche scientifique

UNIVERSITE AHMED DRAYA - ADRAR

BIBLIOTHÈQUE CENTRALE

Service de recherche bibliographique

N°.....B.C/S.R.B//U.A/2021



جامعة احمد دراية - ادرار

المكتبة المركزية

مصلحة البحث البيئوغرافي

الرقم.....م.م/م.ب.ب/ج.أ/2021

شهادة الترخيص بالإيداع

انا الأستاذ(ة):

حور عبد القادر

المشرف مذكرة الماستر.

الموسومة بـ : Etude et commande de la machine

Synchrone à aimant permanent MS AP

من إنجاز الطالب(ة): خليل زهية

و الطالب(ة): نوار عزام

كلية : العلوم والتكنولوجيا

القسم : العلوم والتكنولوجيا

التخصص : تخصص كهر بائي

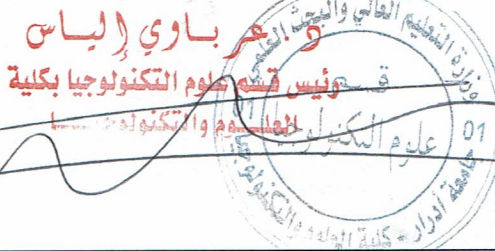
تاريخ تقييم / مناقشة : 2021 / 06 / 20

أشهد ان الطلبة قد قاموا بالتعديلات والتصحيحات المطلوبة من طرف لجنة التقييم / المناقشة، وان المطابقة بين النسخة الورقية والإلكترونية استوفت جميع شروطها. وبإمكانهم إيداع النسخ الورقية (02) والإلكترونية (PDF).

- امضاء المشرف:

ادرار في :

مساعد رئيس القسم:



A. Hamout

Résumé

Le moteur synchrone à aimants permanents (MSAP) est de plus en plus utilisé dans le domaine industriel grâce à ses performances supérieures aux autres types de moteurs. Ce travail porte sur la commande du (MSAP). La modélisation du moteur, de son onduleur et de sa commande à modulation de largeur d'impulsion ont été étudiées. La première partie traite la commande vectorielle en utilisant de régulateur PI. La deuxième partie s'intéresse à la commande par mode glissant qui a travaillé pour améliorer les résultats.

Mots clés : Moteur synchrone à aimants permanents (MSAP), Commande vectorielle, Commande par mode glissant .

Summary

The Permanent Magnet Synchronous Motor (PMSM) is used more and more in the industrial field thanks to its performance superior to other types of motors. This work focuses on the control of (PMSM). The modeling of the motor, its inverter and its pulse width modulated control were studied. The first part deals with vector control using PI regulator. The second part looks at the sliding mode control which worked to improve the results.

Keywords: Permanent magnet synchronous motor (PMSM), Vector control, Sliding mode control.

ملخص

أصبح المحرك المتزامن ذو المغناطيس الدائم أكثر استخدام في الصناعة وهذا بفضل أدائه المتفوق مقارنة مع الأنواع الأخرى من المحركات ، يهدف العمل المقدم في هذه المذكرة التحكم في المحرك المتزامن ذو المغناطيس الدائم وهذا باستعمال نمذجة المحرك والموج.بالإضافة إلى استعمال تقنية تعديل النبضات للتحكم في الموج. الجزء الأول يحتوى على التحكم أشعاعي للمحرك والجزء الثاني يركز على التحكم في وضع الانزلاق وهذا من اجل تحسين النتائج .

الكلمات المفتاحية : المحرك المتزامن ذو المغناطيس الدائم ، التحكم أشعاعي ، المنظم ، تحكم في وضع الانزلاق.



Dédicace

Je dédie ce mémoire à :

*A ceux qui me sont plus précieux que
la vie : ma mère et mon père ;*

*Pour qui je leur souhaite une longue
vie.*

*Et à mes sœurs, mes amis et ma famille,
chacun en son nom.*

*Et je ne devrais pas oublier mes professeurs
qui ont joué le plus grand rôle en nous
soutenant et en nous informant.*

K.Zahia



Dédicace.

*Je dédie cette réussite aux plus
chers et aux plus chers de mon
cœur, mes honorables parents, que
Dieu les préserve, qui m'ont soutenu
dans mon cheminement
académique, ainsi qu'à mes frères
Habib, Mahi, Munad, ma chère
soeur Samira et ma fille Amira*

N. Ikram

Remerciements

Nous tenons à remercier tout d'abord Allah, seigneur de l'univers, pour la volonté, la santé, qui nous a donnée durant toutes ces longues années. A lui toute louange

Nous exprimons nos sincères remerciements :

Nous voudrions dans un premier temps remercier, notre directeur de mémoire HARROUZ Abdelkader, Maître de Conférences l'Université d'Adrar, pour sa patience, sa disponibilité et surtout ses judicieux conseils, qui ont contribué à alimenter ma réflexion.

Et il ne faut pas oublier Co-Encadreur ouled Ali Omer pour l'aide apportée

Et a l'ensemble des enseignants du département science de technologie (Fatiha BEKRAOUI ,Abbes Maatala,Alseddik)

Sommaire

Chapitre I Généralités sur les machines synchrones à aimants permanents

I.1. Introduction	1
I.2 La Machine Synchrone	4
I.2.1 Définition :	4
I.2.2. Constitution de MSAP	5
I.3.Fonctionnement de la machine synchrone à aimants permanents	7
I.4. Présentation du moteur synchrone à aimants permanents (MSAP)	8
I.4.1. Définition des aimants permanents	8
I.4.2. Les différents types d'aimants permanents	8
I.4.3 Différentes structures de la MSAP	10
I.4.3.1 Structures à flux radial (RFPM).....	10
• Structure à aimants déposés en surface (rotor interne) :	11
• Structure à aimants insères :	11
• Structure à aimants enterrés :	12
I.4.3.2.Structures à flux axial (AFPM) :	12
I.5.Machine Synchrone à Aimants Permanents Autopilotée	14
I.6. Machine synchrone à aimants permanents à concentration de flux.....	14
I.7. Domaines d'applicationde MSAP	15
I.8. Les avantages et les inconvénients	16
I.8 .1 Les avantages.....	17
I.8 .2 Les inconvénients	17
I.9.Conclusion.....	17

Chapitre II

Modélisation et simulation de la MSAP

II.1. Introduction	18
II.2. Présentation de la MSAP :	19
II.3.Les équations de la Machine Synchrone à Aimants Permanents.....	20
II.3.1.Les équations électriques	20
II.3.2.Equations magnétiques	21
II.3.3. Equation mécanique:	21

II.4. Transformation de PARK :	22
II.4.1. Passage triphasé au biphasé :	23
II.4.2 . Passage biphasé au triphasé :	23
II.5. Modélisation de la MSAP	23
II.5.1. Equations électriques :	23
II.5.2. Equations magnétiques	23
II.5.3. Expression du couple électromagnétique	24
II.6. Simulation numérique et interprétation :	25
II.6.1. Simulation de la Machine Synchrone à Aimants Permanents	25
II.6.1. Interprétation	27
II.7. Conclusion :	29

Chapitre III

modélisation et commande vectorielle de MSAP

III.1 Introduction	32
III.2. Commande vectorielle de la Machine Synchrone à Aimants Permanents	33
III.2.1. Principe de la commande vectorielle	34
III.2.2. Bloc de défluxage	35
III.3. Découplage	35
III.3.1. Découplage par compensation	36
III.4. Description du système global	37
III.5. Synthèse des régulateurs	38
III.5.1. Réglage par régulateur PI	38
III.5.2. Régulation de vitesse	39
III.5.3. Régulation des courants	40
III.4. Association de la MSAP avec l'onduleur à trois niveaux à structure NPC	41
III.5. Simulation	41
III.6. Interprétation	45
III.7. Conclusion	46

Chapitre IV

Commande par mode glissant de La machine synchrone à aimants permanents

IV.1. Introduction	47
IV.2. Systèmes à Structures Variables en Mode Glissant	48
IV.3. Conception de la commande par mode glissant	49
IV.3.1. Choix de la surface de glissement	49
IV.3.2. Conditions d'existence de la convergence	50

IV.3.3. Détermination de loi de commande	51
IV.3.3.1. La commande équivalente	51
IV.3.3.2. La Commande discontinue de base	52
IV.4. Application de la commande par mode glissant à la machine synchrone à aimants permanents	55
IV.4.1. Stratégie de réglage à trois surfaces	55
IV.5. Avantage et inconvénients de la commande par mode glissant	57
IV.5. 1 Avantage :	57
IV.5. 2. Inconvénients:.....	57
IV.6. Résultats de Simulation	57
IV.7. Interprétation des résultats	60
IV.8. Comparaison au niveau de la variation de charge	60
IV.9. Conclusion.....	61
Conclusion générale.....	66

liste des figure

Figure	Pag
Figure. I.1: Les différents types de rotor	5
Figure I.2 : Machine synchrone a aiment permant	6
Figure I.3. Stator et rotor d'une machine synchrone à aimants permanents	6
Figure I.4. Images d'aimants Alnico	8
Figure I.5. Images d'aimantes ferrites	9
Figure I.6. Images d'aimants Terre-Rares	9
Figure I.7 : Vue schématique des machines: (a) à flux radial, (b) à flux axial	10
Figure I.8 : Exemple de structures à rotor interne et à rotor externe.	11
Figure I.9 : Structure à aimants déposés en surface (rotor interne)	11
Figure I.10 : Structure à aimants insères	12
Figure I.11 : Structure à aimants enterrés : (a) avec concentration de flux, (b) structure classique	12
Figure I.12 : Structure à flux axial simple avec un rotor et un stator.	13
Figure I.13 : Structure à flux axial avec double rotor et un stator.	13
Figure I.14 : Structure à aimantation axiale avec double stator et un rotor.	14
Figure. I.15: Structure de la machine synchrone à aimants permanents autopilotée	14
Figure I.16. Différentes configurations rotoriques de la MSAP	15
Figure I.17 : Principales applications des machines synchrones à aimants permanents	16
Figure II.1: <i>Machine équivalente au sens de park.</i>	20
Figure.II.2: Représentation de passage de repère triphasé (abc) au diphasé (d, q).	22
Figure. II.3 : <i>Schéma bloc de la machine synchrone à aimants permanents</i>	25
Figure II.4 : <i>Bloc de simulation du moteur synchrone à aimants permanents</i>	26
Figure II.5 : <i>Résultats de simulation du moteur synchrone à aimants permanents</i>	27
Figure. II .6 Schéma bloc de la génératrice synchrone à aimants permanents(GSAP)	29
Figure. II .7 <i>Simulation de la GSAP en charge.</i>	31
Figure III.1 : Découplage par compensation	37
Figure III.2 : Commande découplée.	38
Fig. III.3: Commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents	38
Figure III.4: Régulateur PI	40
Figure. III.5: Schéma bloc de la régulation de la vitesse	40
Figure. III.6 : Schéma bloc de la régulation du courant	41
Figure. III.7. Schème Bloc commande vectorielle avec découplage par compensation	41
Figure III.8: Vitesse de rotation (rad/s)	42
Figure III.9 : Couple (N.m)	42

Figure III.10 : courant i_a (A)	42
Figure III.11 : Courant I_d et I_q (A)	42
Figure III.12 : Tension U_{an} [V]	43
Figure III.13 : Flux φ [Web]	43
Figure III.14 : Vitesse de rotation [rad/s]	43
Figure III.15 : couple(N.m)	44
Figure III.16 : Courant I_a [A]	44
Figure III.17 : Courant I_d et I_q [A]	44
Figure III.18 : Flux φ [Web]	45
Figure III.19 : Couple de la charge [N.m]	45
Figure IV.1 : Différents modes pour la trajectoire dans le plan de phase.	50
Figure IV.2 : Linéarisation exacte de l'écart	51
Figure IV.3 :Commande équivalente U_{eq}	52
Figure IV.4 : Fonction sign	53
Figure IV.5 : Fonction sign de la commande avec un seul seuil	54
Figure IV.6 :Fonction sign de la commande adoucie	54
Figure IV.7 : Commande rendue continue	55
Figure IV.8 : Schéma global de réglage par mode glissant, stratégie à trois surfaces.	56
Figure IV.9 : Schéma bloc de la MSAP commandée par mode glissant	58
Figure IV.10 : Courant I_d I_q (A)	58
Figure IV.11 : Vitesse de rotation (rad/s)	58
Figure IV.12 : Couple (N.m)	59
Figure IV.13 : Courant I_d I_q (A)	59
Figure IV.14 : Vitesse de rotation (rad/s)	59
Figure IV.15 : Couple (N.m)	59
Figure . (IV.16) : Commande vectorielle	60
Figure. (IV.17) : Commande par mode de glissant	60

Nomenclature

$[V_s]$: Vecteur tension statorique

$[I_s]$: Vecteur courant statorique

$[\varphi_s]$: Vecteur flux statorique

$[R_s]$: Matrice résistance du stator

$[L_s]$: Matrice inductance du stator

$[\Phi_{sf}]$: Vecteur flux engendré par l'aimant

θ : Angle de charge

ω : Pulsation électrique

Ω_r : La vitesse de rotor

P : Nombre de paire de pole

J : Moment d'inertie

C_{em} : Couple électromagnétique

C_r : Couple résistant

$[R]$: Matrice de passage (α, β) au (d, q)

V_d : Tension statorique sur l'axe d

V_q : Tension statorique sur

l'axe q

I_d : Courant statorique sur

l'axe d

I_q : Courant statorique sur l'axe q

L_d : Inductance statorique sur l'axe d

L_q : Inductance statorique sur l'axe q

ω_c : Pulsation de coupure

Nomenclature

f : Coefficient de frottement

Introduction Générale

Introduction Générale

Dans le domaine de la vitesse variable, la machine synchrone à aimants permanents assure actuellement une part très importante et toujours croissante du marché grâce à sa simplicité [1], sa robustesse et son faible coût de fabrication. Malgré tous ces avantages, sa commande reste une des plus complexes comparativement à celle de la machine à courant continu, car son modèle mathématique est non linéaire et fortement couplé, ce qui est à l'opposé de sa simplicité structurelle [2]. Mais, depuis une trentaine d'années, des commandes assez laborieuses ont été mises au point pour pouvoir réaliser un contrôle découplé de la machine synchrone à aimants permanents par l'utilisation de repères appropriés. Elles sont appelées commandes vectorielles, celles-ci assurent des performances dynamiques équivalentes à celles obtenues par la machine à courant continu [2].

Ce travail est réparti en quatre chapitres :

Le premier chapitre : nous avons étudié généralités sur les machines synchrones à aimants permanentes, domaines d'application de MSAP et finalement avantages et inconvénients.

Le deuxième chapitre : nous avons abordé les présenterons la modélisation MSAP et les résultats de simulation dans les deux cas (moteur, générateur).

Le troisième chapitre : la commande vectorielle permet d'avoir une dynamique proche de celle de la machine à courant continu, autrement dit, une dynamique asymptotiquement linéaire et découplée. 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.

Le quatrième chapitre : nous avons ici adopté la technique de commande à structure variable (*CSV*) par mode glissant, Application de la commande par mode glissant à la machine synchrone à aimants permanents, stratégie de réglage à trois surfaces, Avantage et inconvénients de la commande par mode glissant et après le résultat de simulation et finalement le comparative entre commande vectorielle et commande par mode glissant.

Chapitre I
Généralités sur les machines
synchrones à aimants permanents

Chapitre I Généralités sur les machines synchrones à aimants permanents

I.1. Introduction

Au cours des dernières années, les machines à aimants permanents sont devenues de plus en plus répandues dans une large gamme d'applications grâce aux progrès accrus dans le domaine des matériaux magnétiques à base de terres rares, comme les Sm-Co et Nd-Fe-B. En effet, les nouveaux aimants permanents ont permis d'améliorer la performance dynamique, le rendement et le facteur de puissance de ces machines par rapport aux machines traditionnelles. Les chaînes éoliennes, les véhicules électriques hybrides et l'aéronautique sont des domaines dans lesquels les machines à aimants permanents sont largement employées actuellement. Toute fois, les exigences liées à la sûreté de fonctionnement de ce type de machines prennent une large part dans les contraintes de leur mise en disposition [3].

Dans ce chapitre, nous allons présenter des généralités sur les machines synchrones à aimants permanents (MSAP). Aussi, on va donner les différents types des aimants permanents ainsi que les principales structures des machines synchrones à aimants permanents et leurs domaines d'application.

I.2 La Machine Synchrone

I.2.1 Définition :

Machine synchrone c'est un machine électrique :

Soit produit un courant électrique dont la fréquence est déterminée par la vitesse de rotation du rotor : fonctionnement en « générateur électrique » dans deux quadrants du plan couple vitesse .

L'alternateur est une application particulière de la machine synchrone, fonctionnant en générateur dans un seul quadrant du plan couple-vitesse.

Soit absorbe un courant électrique dont la fréquence détermine la vitesse de rotation du rotor : fonctionnement « moteur » [4].

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

- Le stator : partie fixe de la machine, est constitué de trois enroulements identiques décalés de 120° , logés dans les encoches du circuit magnétique fixe.

- Le rotor ou roue polaire : partie mobile de la machine, est réalisé par un circuit magnétique comportant des aimants permanents disposés comme indiqué sur la figure(I.1).La roue polaire est conçue soit à pôles lisses ou à pôles saillants.

La figure(I.1) présente les différents types de rotor.



a).Rotor à poles lisses
saillants



b).Rotor à poles
saillants

Figure. I.1: Les différents types de rotor

❖ **Rotor à pôles lisses :**

-Les aimants permanents sont collés à la surface du rotor.

❖ **Rotor à pôles saillants :**

-Les aimants sont enterrés dans le rotor.

I.2.2. Constitution de MSAP

La machine synchrone est constituée de deux parties, une partie mobile ou rotor constituant l'inducteur et une partie fixe ou stator portant les enroulements constituant l'induit. La mince zone entre les deux parties précédentes est appelée entrefer.



Figure I.2 : Machine synchrone a aiment permant

Le stator est similaire à celui de la machine asynchrone. Il se compose d'un bobinage distribué triphasé, tel que les forces électromotrices générées par la rotation du champ rotoriques soient sinusoïdales ou trapézoïdales. Ce bobinage est logé dans les encoches creusées dans le circuit magnétique fixe. Ce dernier est feuilleté afin de réduire les courants de Foucault et de limiter les pertes dans le fer. Il est généralement construit en tôles à base d'alliage fer-silicium qui permet l'obtention d'une induction élevée [5].

Dans le rotor, les enroulements parcourus par un courant continu (dans le cas de la machine à rotor bobiné) sont remplacés par des aimants permanents alternants pôles nord et pôles sud. Le flux inducteur balaye les enroulements statoriques et induit des forces électromotrices (f-é-m) alternatives [5].

L'interaction des champs rotoriques et statoriques donne naissance au couple électromagnétique.

La figure I.3 présente le stator et le rotor d'une machine synchrone à aimants permanents

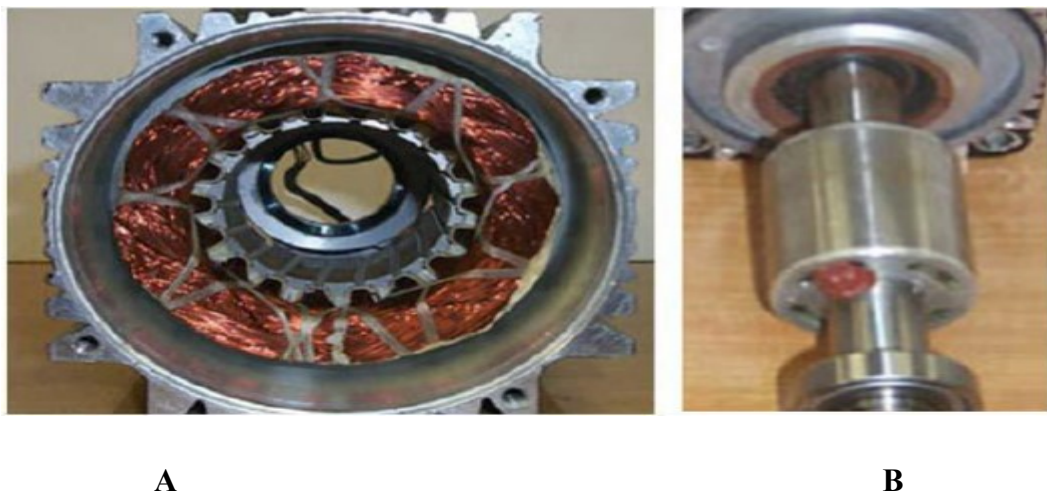


Figure I.3. Stator et rotor d'une machine synchrone à aimants permanents

A- Stator de la machine

Le stator est similaire à celui de la machine asynchrone. Il se compose d'un bobinage distribué triphasé, tel que les forces électromotrices générées par la rotation du champ rotorique soient sinusoïdales ou trapézoïdales. Ce bobinage est représenté par les trois axes (a, b, c) déphasés, l'un par rapport à l'autre, de 120° [6].

B- Rotor de la machine

Le rotor se compose d'aimants permanents. Les aimants permanents présentent l'avantage d'éliminer les balais et les pertes rotoriques, ainsi que la nécessité d'une source pour fournir le courant d'excitation. Cependant, on ne peut pas contrôler l'amplitude du flux rotorique [6], [7].

I.3. Fonctionnement de la machine synchrone à aimants permanents

La machine synchrone à aimants permanents est une machine réversible donc elle peut fonctionner en deux modes: mode génératrice et mode moteur.

➤ Fonctionnement en mode génératrice (GSAP)

Les alternateurs à base des machines synchrones sont la source primaire de toute énergie électrique. Entraînées par des turbines hydrauliques, à vapeur ou éoliennes, ces machines constituent les plus gros convertisseurs d'énergie au monde. Elles transforment l'énergie mécanique en énergie électrique avec des puissances allant jusqu'à 1500 MW [8].

L'inducteur de la génératrice synchrone, entraîné mécaniquement, crée un champ à répartition spatiale variable dans les bobinages statoriques. Les forces électromotrices ($f\text{-}e\text{-}m$) dans ces bobinages provoquent la circulation des courants induits qui créent à leur tour un champ statorique dans l'entrefer qui tourne à la même vitesse que celui du champ inducteur.

➤ Fonctionnement en mode moteur (MSAP)

Parmi les moteurs à courant alternatif utilisés dans les entraînements, le moteur synchrone à aimants permanents reste un bon candidat. Son choix devient attractif et concurrent à celui des moteurs asynchrones grâce à l'évolution des aimants permanents et les progrès réalisés dans le domaine de l'électronique de puissance.

Il permet donc une conversion électromécanique de l'énergie. Le stator de celui-ci est alimenté par un réseau triphasé. Il produit ainsi un champ tournant qui entraîne le rotor.

La vitesse de rotation du rotor est égale à la vitesse de synchronisme. Elle est donc directement proportionnelle à la fréquence d'alimentation du stator.

I.4. Présentation du moteur synchrone à aimants permanents (MSAP)

I.4.1. Définition des aimants permanents

On appelle un aimant permanent tout corps ayant la capacité ou la propriété de conserver une très grande aimantation rémanente et qui est difficile de se désaimanter lorsqu'il est aimanté [9].

Un aimant permanent est un matériau magnétique qui a la particularité d'avoir une bonne résistance à la désaimantation, c'est-à-dire une aimantation rigide qui ne varie pas obligatoirement en présence d'un champ magnétique extérieur [10].

I.4.2. 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 [11,12]:

- ❖ 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 caractéristiques énergétiques médiocres. En effet, de part leur composition métallique ils sont le siège de 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 ne sont presque plus utilisés.



Figure I.4. Images d'aimants Alnico

- ❖ Les Ferrites: aimants permanents, formés de matériaux de la famille des céramiques et donc électriquement non-conducteurs et quasiment ferromagnétiques. Ils sont caractérisés par une faible induction rémanente mais ont un champ coercitif élevé. Ils sont surtout intéressants pour leur bon rapport densité d'énergie – prix.



Figure I.5. Images d'aimantes ferrites

- ❖ Les alliages métaux – terres rares: ils sont, actuellement, les plus performants des aimants permanents utilisés dans la construction des machines synchrones. La version la plus courante est l'alliage samarium cobalt, caractérisé par une induction rémanente et un champ coercitif élevés. A taille égale, la densité d'énergie emmagasinée dans l'aimant est trois fois plus grande que celle des Alnico et six fois plus que celle des ferrites, réduisant ainsi de façon considérable le volume du rotor, ce qui permet donc d'augmenter le couple massique de la machine et de réduire son inertie. Leur prix est cependant élevé.



Figure I.6. Images d'aimants Terre-Rares

I.4.3 Différentes structures de la MSAP

Les structures des machines synchrones à aimants permanents sont classées suivant la disposition des aimants sur le rotor. Leurs différentes configurations incluent les machines à flux radial (RFPM) et à flux axial (AFPM). Celles-ci peuvent être alimentées, soit par des courants sinusoïdaux dans le cas des PMSM ou par des courants en créneaux dans le cas des BDCM. Une vue schématique des deux types de machines à aimants, à flux radial et flux axial, est donnée par la figure I.7.

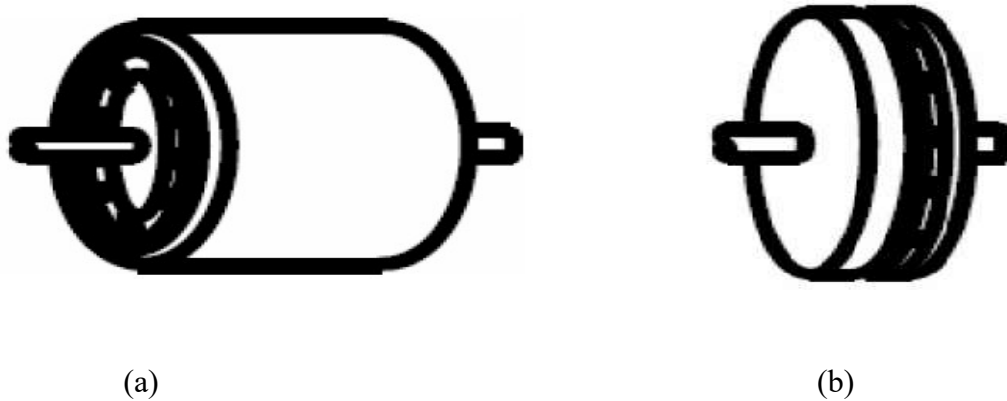


Figure I.7 : Vue schématique des machines: (a) à flux radial, (b) à flux axial

I.4.3.1 Structures à flux radial (RFPM)

La machine synchrone à flux radial (RFPM) est la machine à aimant la plus conventionnelle. Elle est employée couramment pour l'entraînement direct. Son stator est identique à celui d'une machine d'induction classique. Ces structures peuvent se présenter, soit avec un rotor placé à l'intérieur ou à l'extérieur (Figure I.8). Les différents types de rotor de machines à flux radial sont munis d'aimants montés soit en surface, soit encastrés ou enterrés :

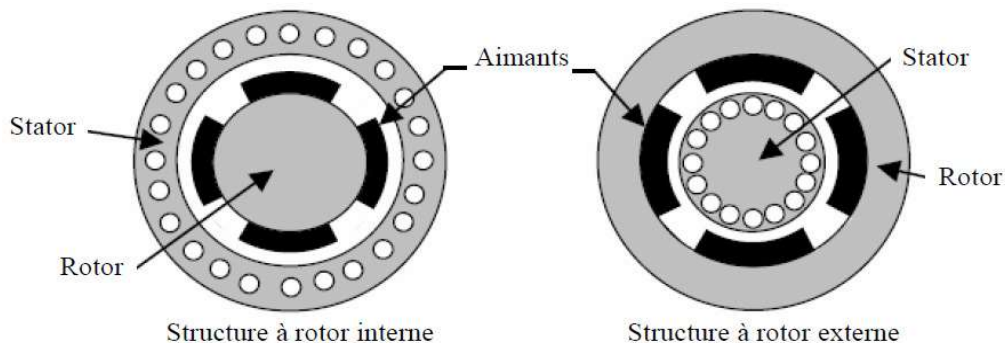


Figure I.8 : Exemple de structures à rotor interne et à rotor externe.

- **Structure à aimants déposés en surface (rotor interne) :**

Les aimants sont montés sur la surface du rotor en utilisant des matériaux adhésifs à haute résistance. Ils offrent un entrefer homogène, le moteur est le plus souvent à pôles lisses.

Ses inductances ne dépendent pas de la position du rotor (Fig. (1-9)). L'inductance de l'axe-d est égale à celle de l'axe-q. Cette configuration du rotor est simple à réaliser. Ce type du rotor est le plus utilisé. Par contre, les aimants sont exposés aux champs démagnétisant. De plus, ils sont soumis à des forces centrifuges qui peuvent causer leur détachement du rotor.

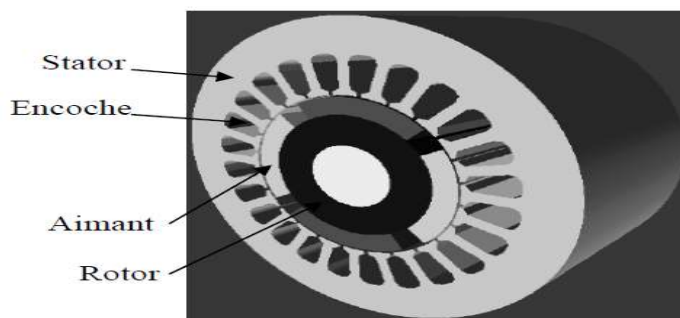


Figure I.9 : Structure à aimants déposés en surface (rotor interne)

- **Structure à aimants insérés :**

Les aimants du type insérés aussi sont montés sur la surface du rotor. Cependant, les espaces entre les aimants sont remplis du fer (Fig. (1-10)). L'alternance entre le fer et les aimants provoque l'effet de saillance. L'inductance de l'axe-d est légèrement différente de celle de l'axe-q. Cette structure est souvent préférée pour les machines trapézoïdales, parce que l'arc polaire magnétique peut être réglé afin d'aider à former les forces électromagnétiques.

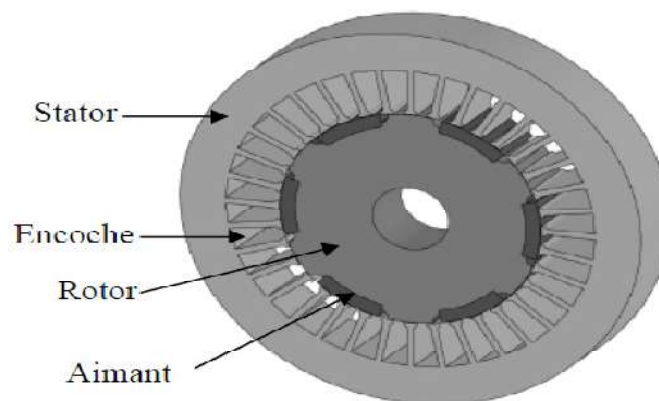


Figure I.10: Structure à aimants insérés

- **Structure à aimants enterrés :**

Les aimants sont intégrés dans la masse rotorique (Fig. (1-11)) : le moteur sera à pôles saillants. Dans ce cas, le circuit magnétique du rotor est anisotrope, les inductances dépendent Fortement de la position du rotor. Les aimants étant positionnés dans le rotor, ce type de moteur est plus robuste mécaniquement et il permet le fonctionnement à des vitesses plus élevées. D'autre part, il est naturellement plus cher à fabriquer.

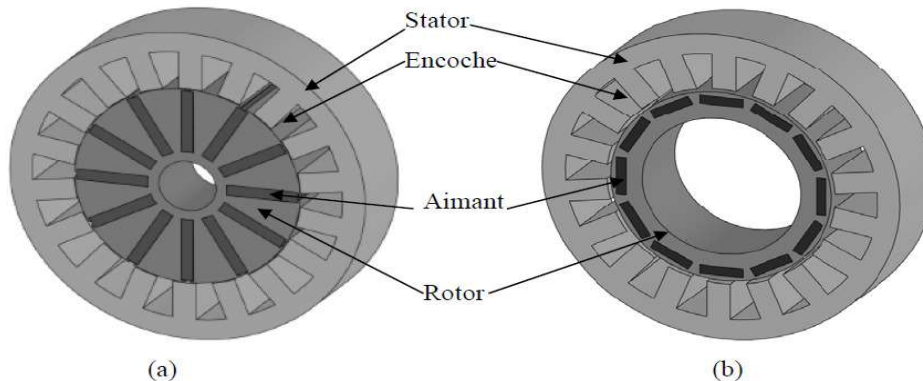


Figure I.11: Structure à aimants enterrés : (a) avec concentration de flux, (b) structure classique

I.4.3.2. Structures à flux axial (AFPM) :

Ces machines dites « discoïdales » ou AFPM représentent une autre solution possible pour les entraînements directs à basse vitesse. Elles comportent un ou plusieurs disques fixes bobinés et un ou plusieurs disques mobiles supportant les aimants permanents. Leur principal avantage est l'optimisation de la surface utile de génération du couple, qui se traduit par une puissance volumique importante. Cependant, leur assemblage est très compliqué, à cause des contraintes mécaniques liées aux poussées axiales [11, 13, 14]. Comparées à la structure à flux radial, ces machines se caractérisent par un plus grand diamètre et une longueur axiale relativement plus courte. Le flux provenant des aimants est axial tandis que le courant est dans la direction radiale. Différentes configurations à flux axial existent: celle à structure simple avec un seul rotor associé à un seul stator (Figure I.12) et celles à double entrefer avec soit, un seul stator inséré entre deux rotors (Figure I.13) ou un seul rotor inséré entre deux stators (Figure I.14). L'exploitation des ces machines dans le domaine de traction (vélo électrique et voiture hybride) est très prometteuse [4,15].

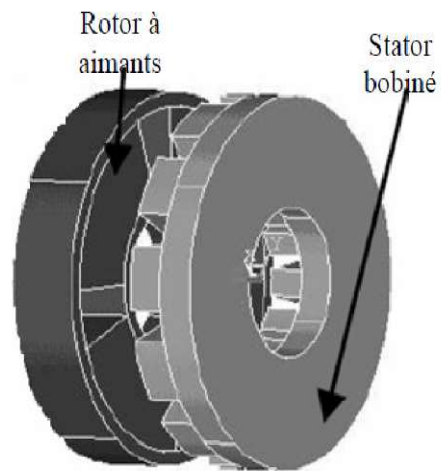


Figure I.12 : Structure à flux axial simple avec un rotor et un stator.

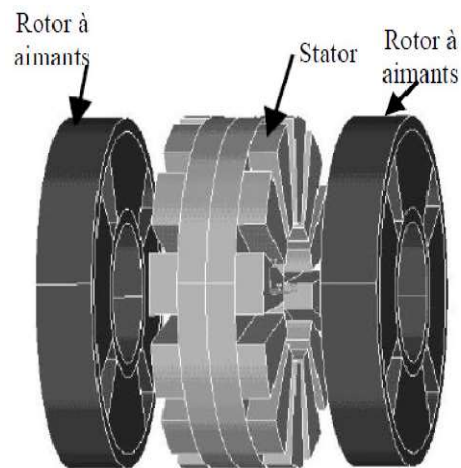


Figure I.13 : Structure à flux axial avec double rotor et un stator.

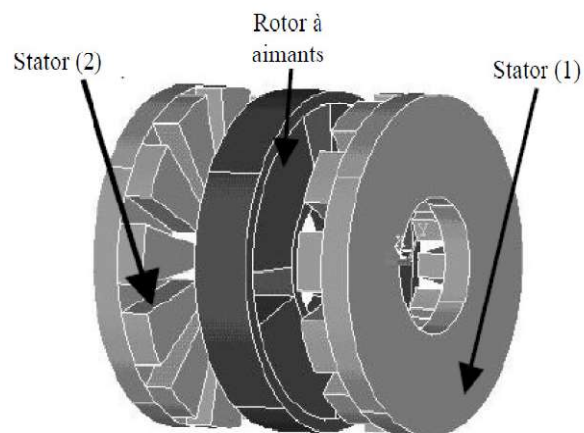


Figure I.14: Structure à aimantation axiale avec double stator et un rotor.

I.5. Machine Synchrone à Aimants Permanents Autopilotée

L'autopilotage consiste à maintenir en régime établi constant, le déphasage entre les fondamentaux des caractéristiques d'alimentation et des forces électromotrices statoriques.

Pour cela, il faut asservir la position de la f.m.m statorique à celle de la f.m.m rotorique [16]. L'autopilotage de la machine synchrone à aimants permanents impose que la fréquence d'alimentation, délivrée par le convertisseur statique, soit rigoureusement liée à la vitesse de rotation. Dans ces conditions, les interrupteurs du convertisseur statique doivent être commandés suivant une loi, en fonction de la position du rotor, de manière à imposer le courant ou la tension en amplitude et en phase afin d'assurer un contrôle rigoureux du couple.

Le dispositif électromécanique ainsi constitué est une machine synchrone autopilotée, parce qu'elle définit elle-même sa fréquence d'alimentation. La boucle d'autopilotage est composée par:

- Un convertisseur statique qui permet la réalisation d'une fréquence d'alimentation et d'une tension variable.
- Un procédé de contrôle qui détermine les séquences d'alimentation du stator d'après la position du rotor.

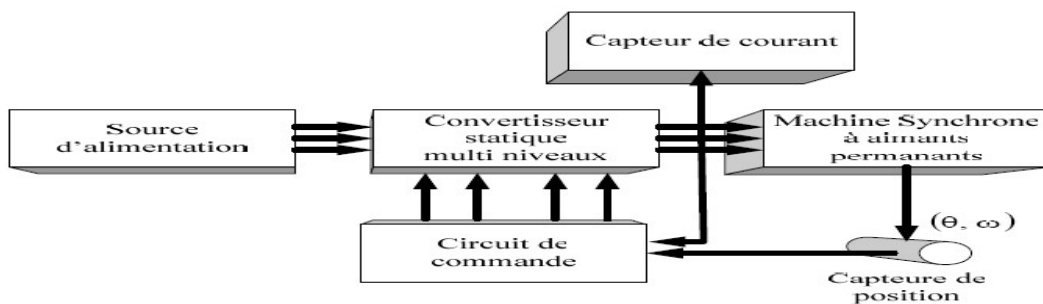


Figure. I.15: Structure de la machine synchrone à aimants permanents autopilotée

I.6. Machine synchrone à aimants permanents 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.16). Les pôles magnétiques se forment alors au niveau des parties ferromagnétiques du rotor par concentration du 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. Même chose que pour les machines à aimants permanents intérieurs,

les aimants permanents dans ce type de machines sont aussi bien protégés contre les désaimantations et les contraintes mécaniques. La réactance synchrone sur l'axe q est plus grande que celle de l'axe d [17].

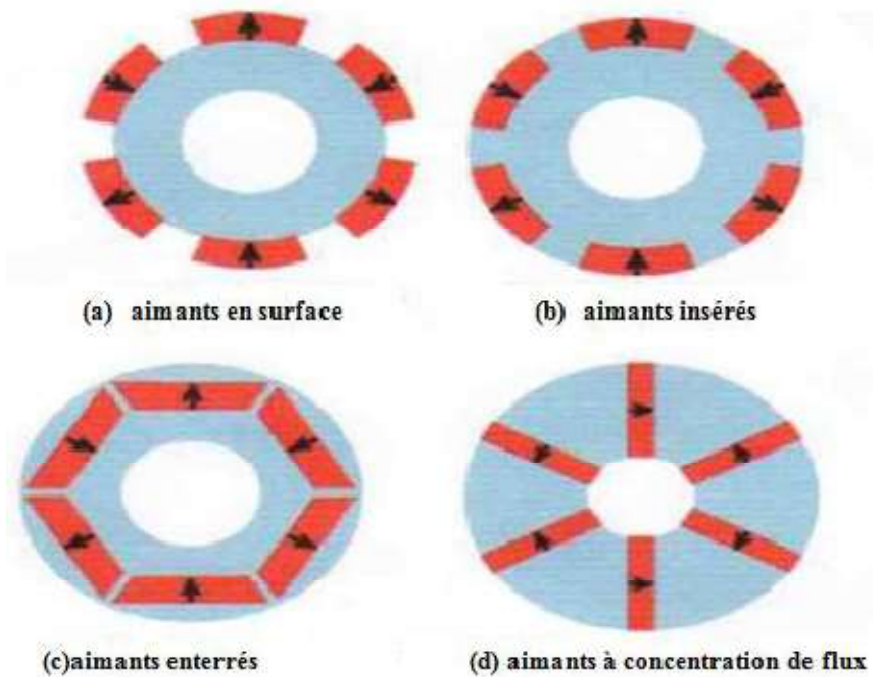


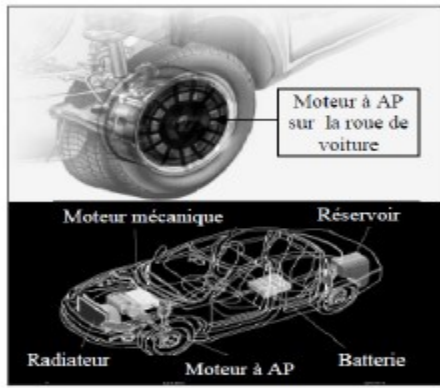
Figure I.16. Différentes configurations rotoriques de la MSAP

I.7. Domaines d'application de MSAP

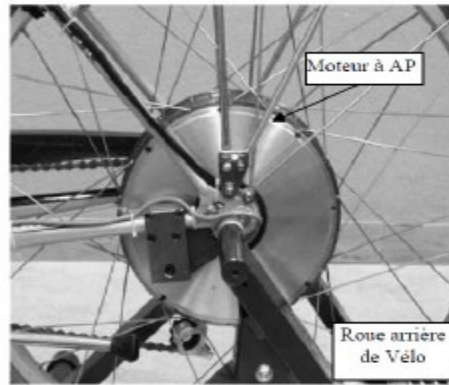
Maintenant on présente des exemples d'application des MSAP utilisées dans différentes plages de puissance. [13], [14].

- les machines-outils.
- les équipements domestiques (machine à laver le linge).
- Disque Dur
- Voiture électrique
- Programmeur Mécanique
- la production d'électricité
- Robot industrie

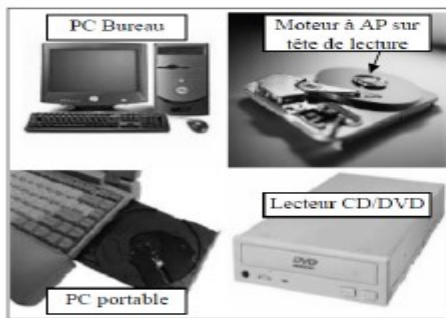
Exemple :



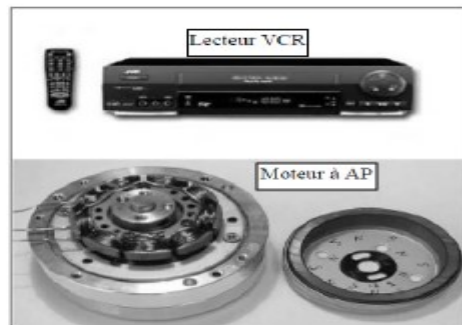
a).voiture hybride



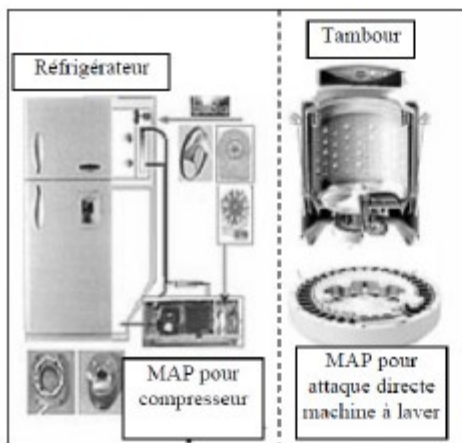
b).vélo électrique



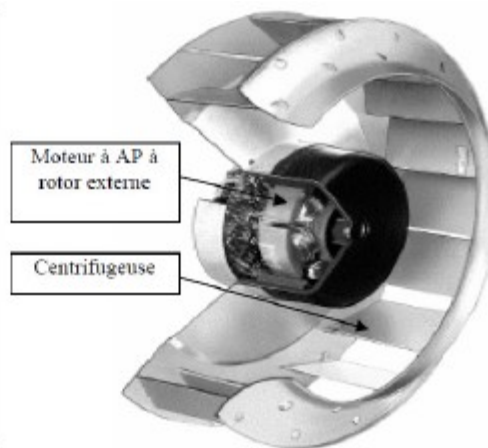
c).lecteurs CD/ DVD et disque dur de PC



d).lecteur vidéo.VCR



e).compresseur réfrigérateur et moteur machine à laver



f).moteur d'un ventilateur

Figure I.17: Principales applications des machines synchrones à aimants permanents

I.8. Les avantages et les inconvénients

La machine synchrone à aimants permanents possède plusieurs avantages et inconvénients par rapport aux autres machines à courant continu, asynchrone, synchrone à excitation électrique.

I.8 .1 Les avantages

On cite les avantages suivants [18] [19] [20] :

- Augmentation de la fiabilité.
- Puissance massique et volumique important
- Absence de contacts glissants.
- Un bon rendement
- Une capacité à fonctionné à haute, voire très haute vitesse

I.8 .2 Les inconvénients

Comme inconvénients on indique [18] [20] :

- Ondulations de couple
- Interaction magnétique due au changement de structure
- Pertes par courants de Foucault dans les aimants

I.9.Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté la machine synchrone à aimants permanent et les différentes structures de MSAP, ses domaines d'application, les avantages et les inconvénients.

Le chapitre suivant sera consacré à la modélisation et simulation de cette machine en vide et en charge pour valider le modèle en matlab/simulink.

Chapitre II
Modélisation et simulation de la
MSAP

Chapitre II

Modélisation et simulation de la MSAP

II.1. Introduction

Dans le but de commander un système électrique donné, il est nécessaire de donner son modèle mathématique en tenant compte de certaines hypothèses simplificatrices afin d'obtenir un modèle plus simple que possible.

Du point de vue mathématique, la machine synchrone présente un système complexe multi variables et non linéaire.

L'approche actuelle de modélisation des machines électriques est basée sur la théorie des deux axes qui transforme un système triphasé en un système biphasé équivalent, ce qui réduit la complexité du modèle et permet l'étude des régimes transitoires.

Dans ce chapitre, nous avons présentons la modélisation individuelle de la machine synchrone à aimant permanent MSAP ainsi, que leurs mise sous forme d'équations d'état par la transformation de park en vue de la simulation.

II.2. Présentation de la MSAP :

La machine que nous étudions comprend un inducteur à aimants permanents et un induit muni d'un bobinage triphasé connecté en étoile sans neutre. La machine est symétrique et équilibrée, la somme instantanée des courants de phase est nulle, par conséquent, la composante homopolaire du courant est nulle.

Les aimants de la machine sont disposés sur la surface du rotor, il s'agit d'aimant de terre rare de très grande résistivité ainsi les courants induits dans le rotor sont négligeables.

Afin de simplifier l'étude, la modélisation de la machine nécessite certaines hypothèses simplificatrices [21], [22]:

- L'effet de la saturation du circuit ferromagnétique est négligeable
Les pertes fer et l'effet amortisseur sont négligés.
- Les pertes par hystérésis et par courant de foucault sont négligées.
- La distribution de la force magnétomotrice du stator est supposée sinusoïdale

La machine dont nous allons étudier correspond au schéma de principe présenté à la Fig.II.1.

II.3.2. Equations magnétiques

➤ Flux statorique

$$[\varphi_s] = [L_s] \cdot [I_s] + [M_{sf}] \cdot [I_f] \quad (\text{II.4})$$

➤ Flux rotorique

$$[\varphi_f] = [L_f] \cdot [I_f] + [M_{sf}] \cdot [I_s] \quad [L_f] = \begin{bmatrix} L_f & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.5})$$

La matrice $[L_s]$ est une matrice carrée d'ordre 3, elle contient des termes constants que nous regroupons dans $[L_{s0}]$ et les termes variables dépendant de θ , que nous regroupons dans $[L_{s2}(\theta)]$

$$\text{Posons } [L_s] = [L_{s0}] + [L_{s2}] \quad (\text{II.6})$$

$$[L_{s0}] = \begin{bmatrix} L_{s0} & M_{s0} & M_{s0} \\ M_{s0} & L_{s0} & M_{s0} \\ M_{s0} & M_{s0} & L_{s0} \end{bmatrix}$$

$$[L_{s2}] = L_{s2} \begin{bmatrix} \cos(2\theta) & \cos(2\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(2\theta + \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(2\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(2\theta + \frac{4\pi}{3}) & \cos(2\theta) \\ \cos(2\theta + \frac{4\pi}{3}) & \cos(2\theta) & \cos(2\theta - \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (\text{II.7})$$

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

$$[M_{sf}] = M_f \begin{bmatrix} \cos \theta \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \text{ et } [M_{sf}] = [M_{fs}]^t \quad (\text{II.8})$$

$$[V_s] = [R_s] \cdot [I_s] + \frac{d}{dt} ([L_s] \cdot [I_s] + [M_{sf}] \cdot [I_f]) \quad (\text{II.9})$$

$$[V_f] = [R_f] \cdot [I_f] + \frac{d}{dt} ([L_f] \cdot [I_f] + [M_{sf}] \cdot [I_s]) \quad (\text{II.10})$$

II.3.3. Equation mécanique:

L'équation mécanique de la machine est donnée par :

$$J \frac{d\omega}{dt} = P(Cem - Cr) - F\omega \quad (\text{II.11})$$

Avec :

Cem : Couple électromagnétique (couple moteur). ω

Cr : couple de charge (couple résistant).

- F : Coefficient de frottement.
- J : Moment d'inertie.
- P : nombre de paires de pôles.

On voit bien que les systèmes d'équations est à coefficients variables en fonction de θ .
Sa résolution analytique dans ce repère reste très difficile.

II.4.Transformation de PARK :

Pour contourner cette difficulté, on introduit la transformation de PARK qui permet le passage d'une machine triphasée alimentée en alternatif et produisant un champ magnétique tournant à un modèle biphasé lié au rotor de grandeurs électriques continues permettant de produire le même champ. Cette transformation est représentée dans la fig. II. 2. [23][24]

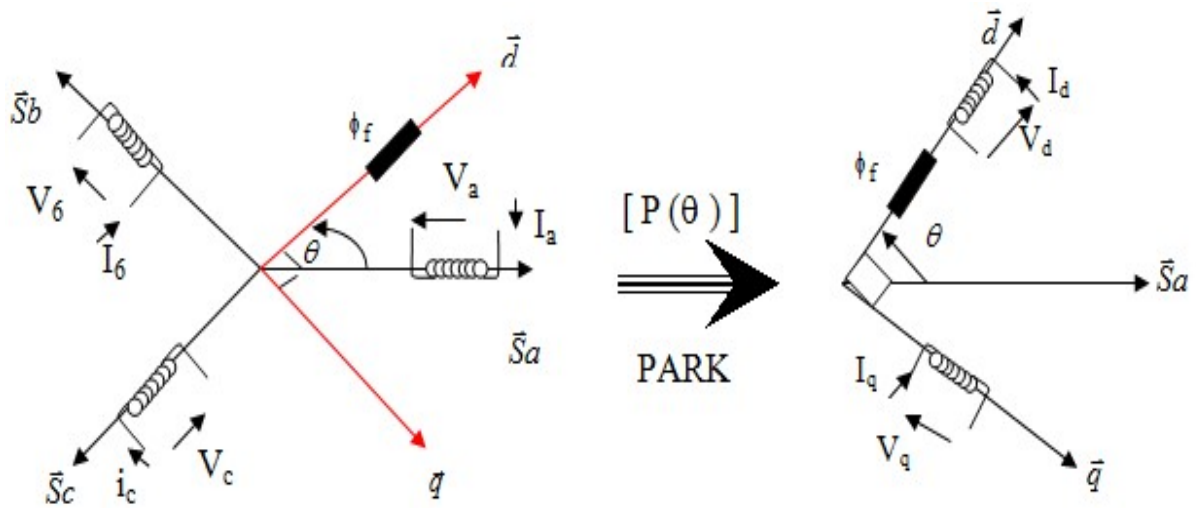


Figure. II.2: Représentation de passage de repère triphasé (abc) au diphasé (d, q).

On note que :

- d, q : Indices des composantes de Park directe et en quadrature.
- $P(\theta)$: Matrice de passage de Park.

La matrice de passage notée $P(\theta)$ est la suivante :

$$P(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \tag{II.12}$$

II.4.1. Passage triphasé au biphasé :

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_0 \end{bmatrix} = [P(\theta)] \cdot \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.13})$$

II.4.2 . Passage biphasé au triphasé :

$$\begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} = [P(\theta)]^{-1} \cdot \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \\ X_0 \end{bmatrix} \quad (\text{II.14})$$

La transformation inverse de PARK est la suivante :

$$[P(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{II.15})$$

X : représente soit le courant soit la tension soit le flux.

II.5. Modélisation de la MSAP :

La transformation de PARK s'exprime par la relation suivante [25],[26],[27]:

$$[X_{dq0}] = P(\theta) \cdot [X_{abd}] \quad (\text{II.16})$$

L'indice « 0 » désigne la composante homopolaire

II.5.1. Equations électriques :

La machine triphasée est équilibrée et symétrique avec neutre isolé alors la composante homopolaire est nulle. Les équations électriques sont les suivantes :

$$\begin{cases} v_d = R_s I_d + \frac{d\varphi_d}{dt} - \omega_r \varphi_q \\ v_q = R_s I_q + \frac{d\varphi_q}{dt} + \omega_r \varphi_d \end{cases} \quad (\text{II.17})$$

II.5.2. Equations magnétiques

Les flux peuvent être formulés par les équations suivantes :

$$\text{Sur l'axe d : } \varphi_d = L_d I_d + \varphi_f \quad (\text{II.18})$$

φ_f : Constante indiquant le champ dû à l'aimantation permanente du rotor.

$$\text{Sur l'axe } q : \varphi_q = L_q I_q \tag{II.19}$$

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

$$\begin{cases} v_d = R_s I_d + L_d \frac{dI_d}{dt} - \omega_r L_q I_q \\ v_q = R_s I_q + L_q \frac{dI_q}{dt} + \omega_r (L_d I_d + \varphi_f) \end{cases} \tag{II.20}$$

Où : L_d : Inductance suivant l'axe « d »

L_q : Inductance suivant l'axe « q »

II.5.3. Expression du couple électromagnétique

La connaissance du couple électromagnétique de la machine C_{em} est essentielle pour la commande de la machine. L'expression du couple électromagnétique est donnée par la relation suivante [28] :

$$C_{em} = 3/2P (\phi_d I_q - \phi_q I_d) \tag{II.21}$$

En utilisant la relation entre flux et courants :

$$\begin{cases} \phi_d = L_d \cdot I_d + \phi_f \\ \phi_q = L_q \cdot I_q \end{cases} \tag{II.22}$$

Puis en remplaçant (II.21) Dans (II-20) on trouve :

$$C_{em} = 3/2P ((L_d - L_q) I_d \cdot I_q + \phi_f \cdot I_q) \tag{II.23}$$

En combinant les expressions (II -13) et (II -16) et (II -5), nous obtenons le schéma bloc de la fig II.3

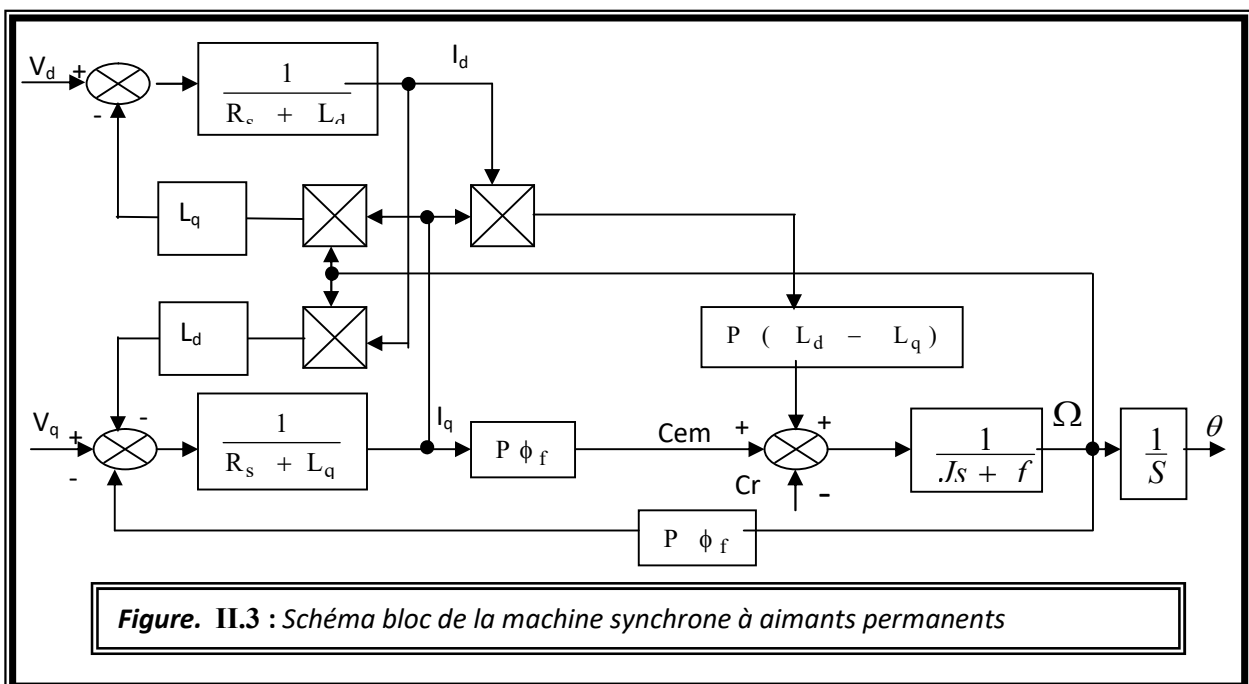


Figure. II.3 : Schéma bloc de la machine synchrone à aimants permanents

II.6. Simulation numérique et interprétation :

• Simulation de la Machine Synchrone à Aimants Permanents

Simuler de façon numérique un système physique, consiste à résoudre le système d'équations régissant son fonctionnement. L'écriture sous forme d'équation d'état sera déduite directement à partir des équations du modèle de Park qui peuvent s'écrire sous la forme suivante.

$$\left\{ \begin{array}{l} v_d = R_s I_d + L_d \frac{dI_d}{dt} - \omega_r L_q I_q \\ v_q = R_s I_q + L_q \frac{dI_q}{dt} + \omega_r (L_d I_d + \varphi_f) \\ C_{em} = \frac{3}{2} p [(L_d - L_q) I_d I_q + I_q \varphi_f] \\ C_{em} - C_r - f \Omega = J \frac{d\Omega}{dt} \\ \varphi_d = L_d I_d + \varphi_f \quad \text{et} \quad \varphi_q = L_q I_q \end{array} \right. \quad (II.24)$$

II.6.1.Cas moteur

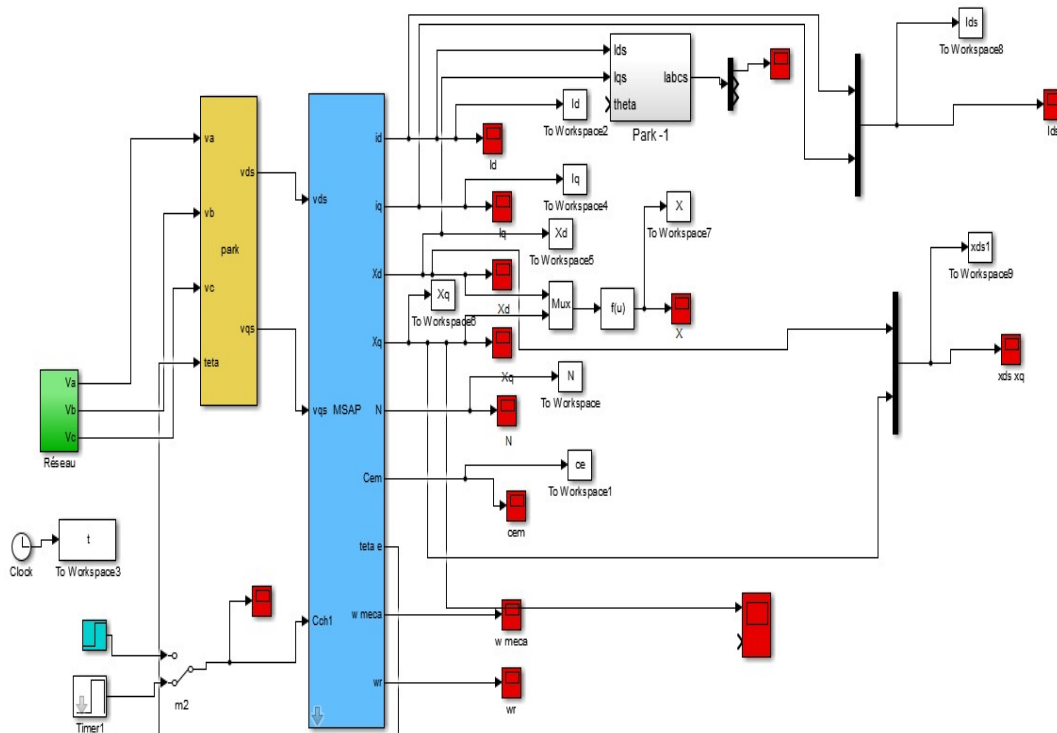


Figure II.4 : Bloc de simulation du moteur synchrone à aimants permanents

➤ **Résultat de Simulation**

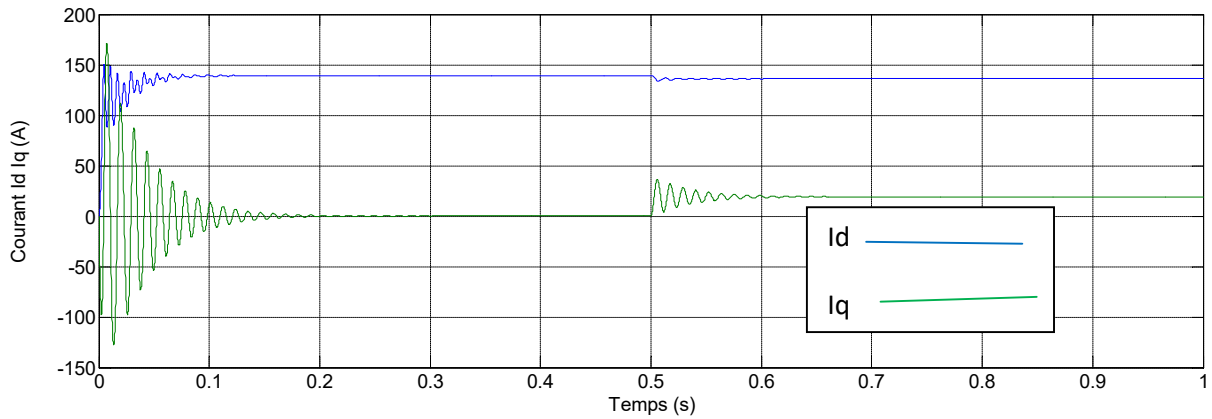


Figure II.5 : Les courant I_d et I_q (A)

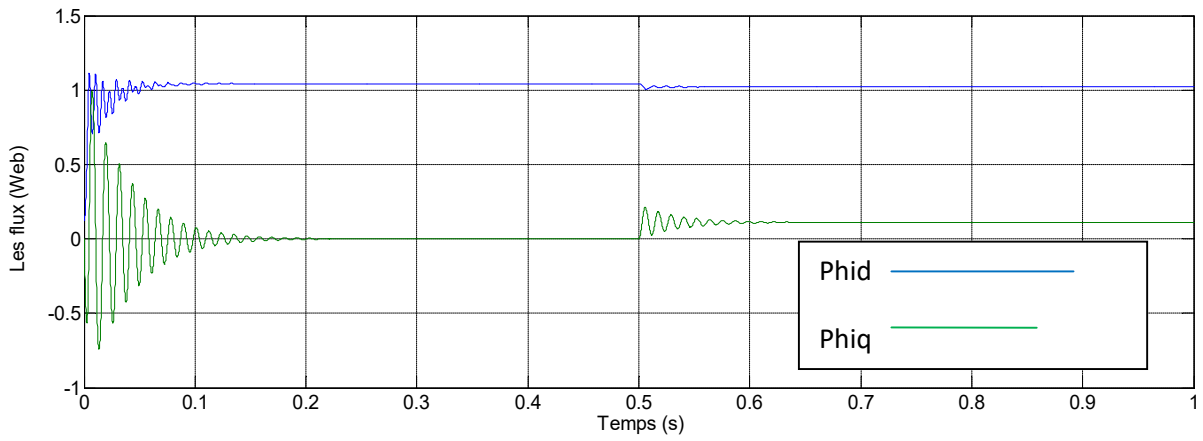


Figure II.6 : Les flux φ_d et φ_q [Web]

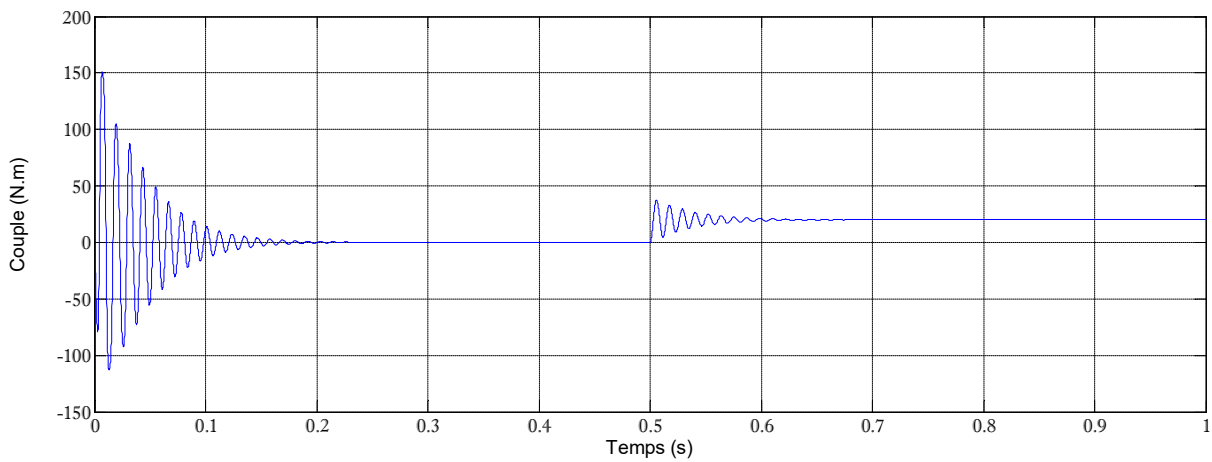


Figure II.7 : Couple [N.m]

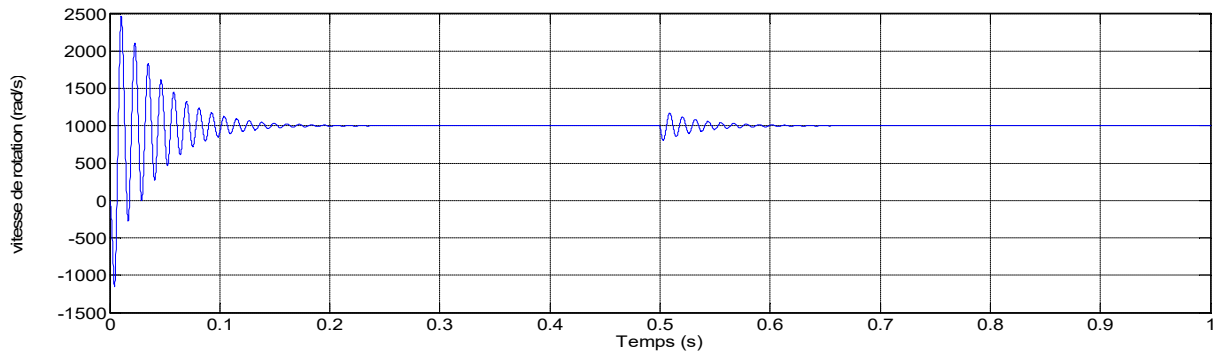


Figure II.8 : Vitesse de rotation [tr/mn]

❖ Interprétation

La simulation a été effectuée sous l'environnement MATLAB/SIMULINK traitant le comportement d'une machine synchrone à aimant permanents triphasée. Il est à noter que les paramètres de la machine utilisée sont donnés en annexe.

La Fig. (II.5) illustre les résultats obtenus pour un démarrage à vide et ceux du régime en charge ($C_r = 10 \text{ N.m}$) à l'instant $t = 0.5\text{s}$.

On constate, d'après les courbes de la Fig. (II.5), que la vitesse présente des oscillations dans les premiers instants de démarrage, la vitesse se stabilise à une valeur proche de 1000 tr/mn

Comme on remarque aussi au début de démarrage des pics de courants assez importants qui sont présents et cela s'explique par la F.C.E.M qui est due à une faible vitesse au démarrage, ensuite ils se rétabliront à leurs valeurs correspondantes au régime de fonctionnement, le courant I_q se réduit pour s'annuler.

Le couple présente aux premiers instants de démarrage des battements importants, pendant un intervalle de temps très courts, avant de se stabiliser par la suite sur une valeur pratiquement nulle en régime permanent. Cette valeur augmente à 10 N.m lorsque la charge est appliquée.

D'après la Fig. (II.5), on remarque que les caractéristiques suivent cette variation puis se stabilisent au régime permanent.

II.6.2. Cas générateur :

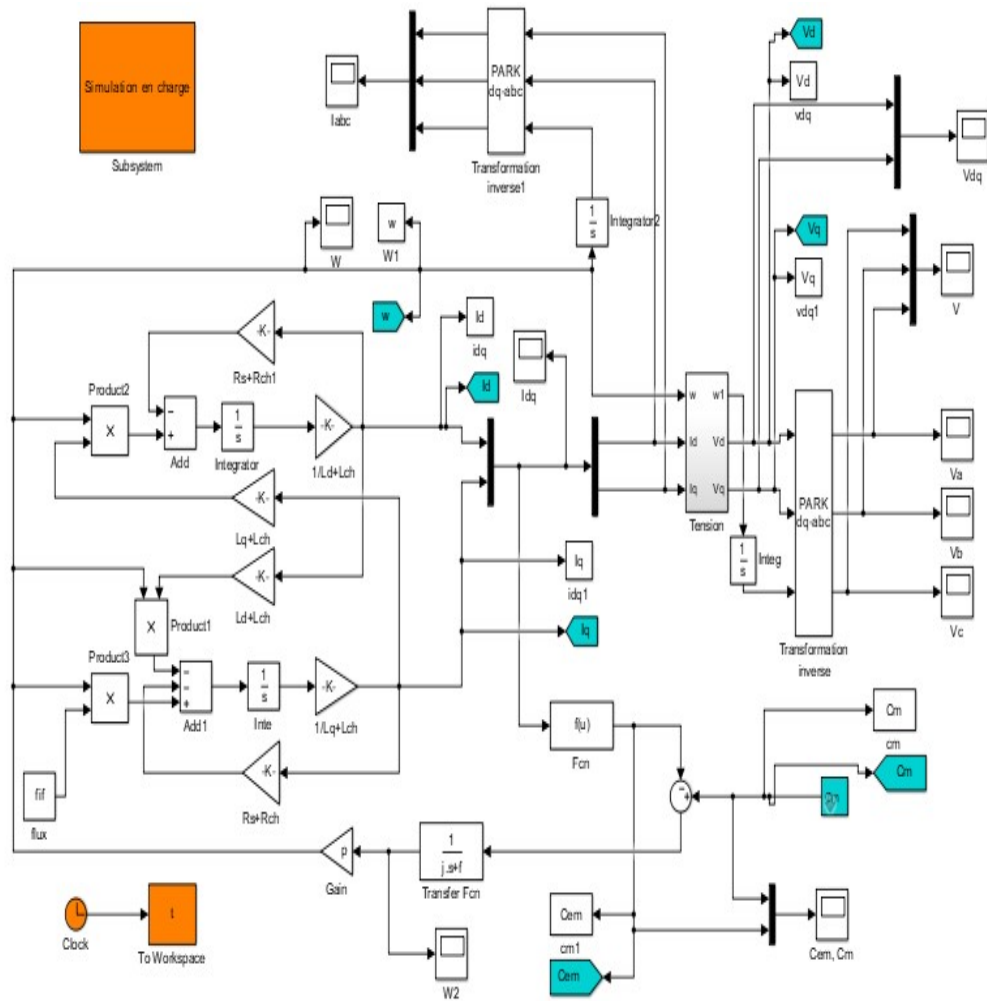


Figure. II .9 Schéma bloc de la génératrice synchrone à aimants permanents(GSAP)

➤ Résultat de Simulation :

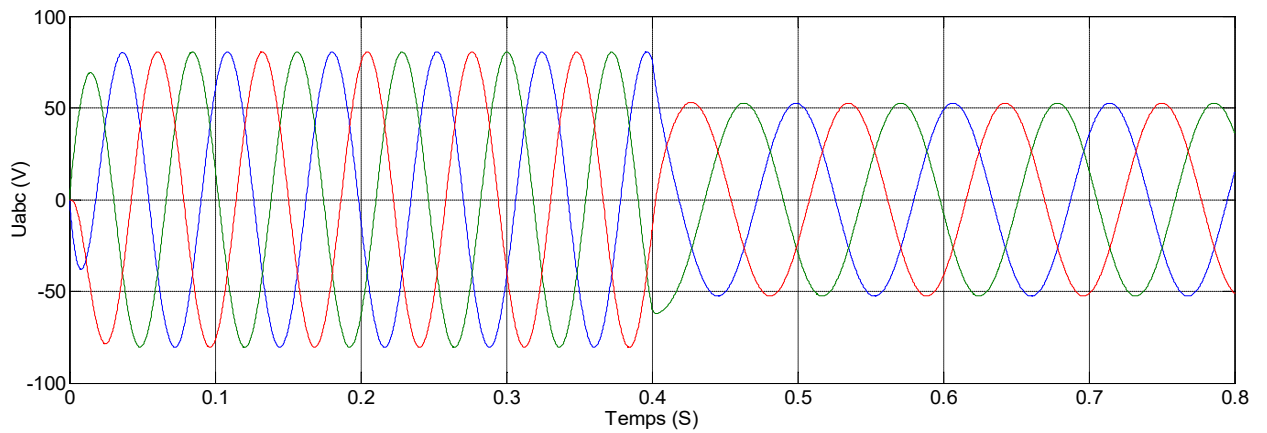


Figure. II.10 : (a)Tensions statoriques U_{abc}

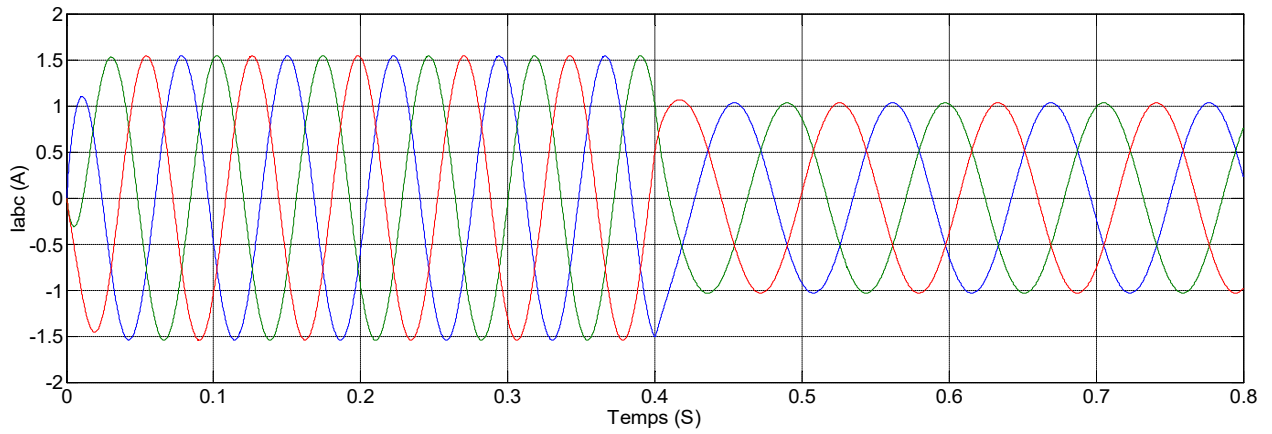


Figure. II.11 : (b) Courants statoriques I_{abc}

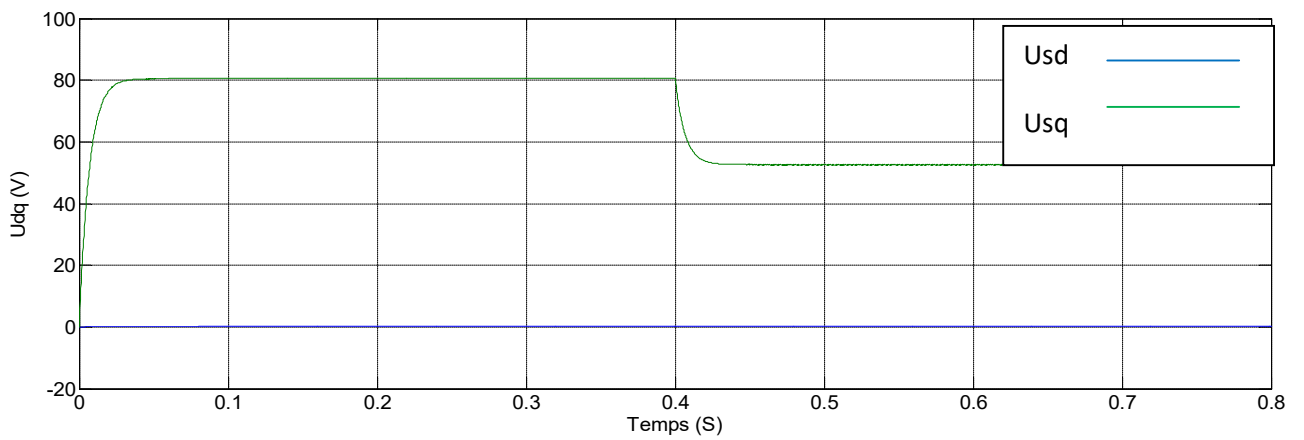


Figure. II.12 : (c) Composants U_{sd} ; U_{sq} .

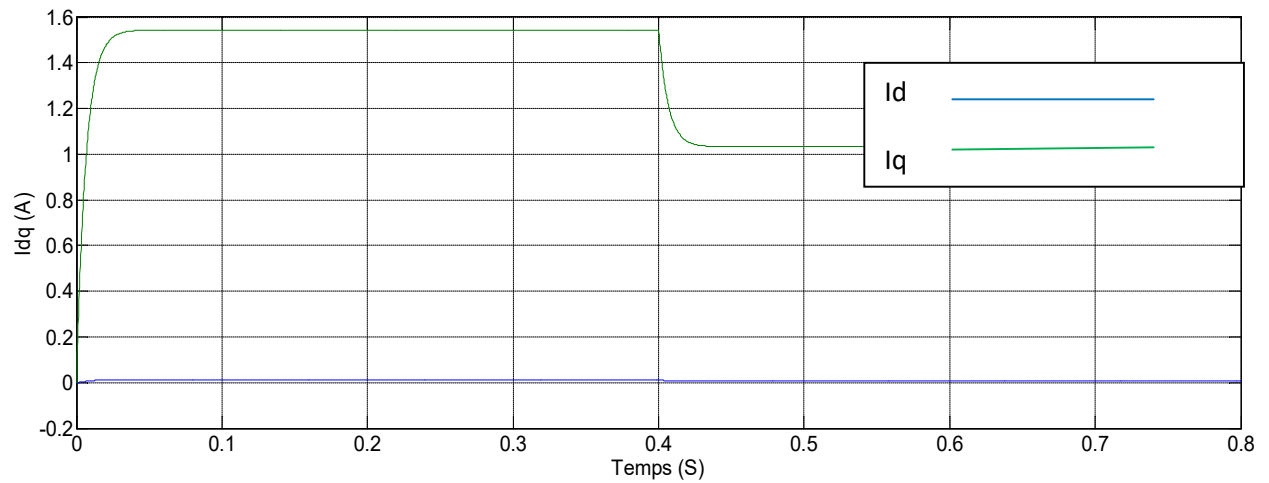


Figure. II.13 : (d) Composants I_{sd} ; I_{sq}

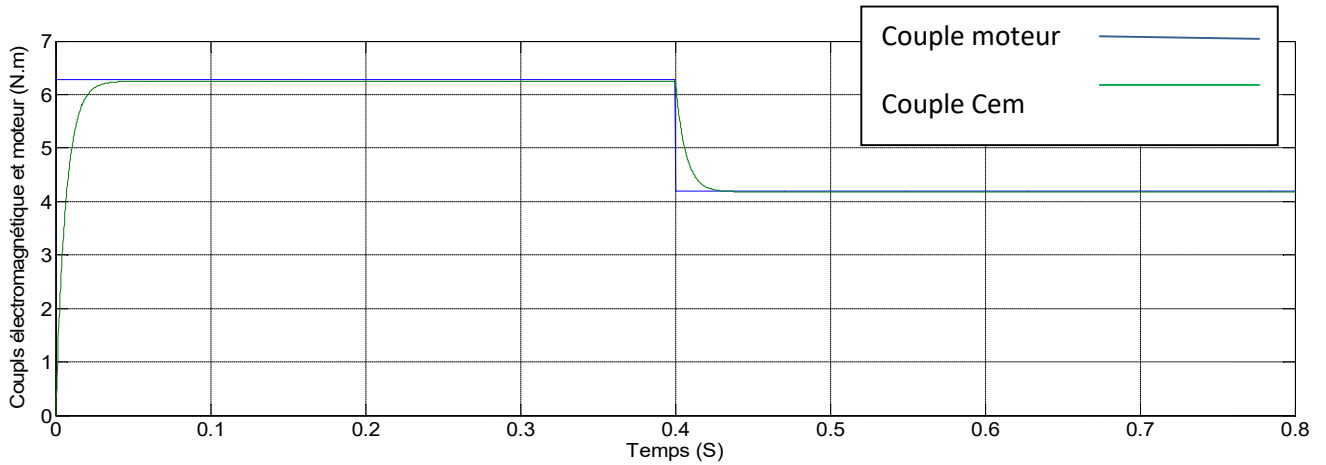


Figure. II.14 : (E) Couples électromagnétique et moteur.

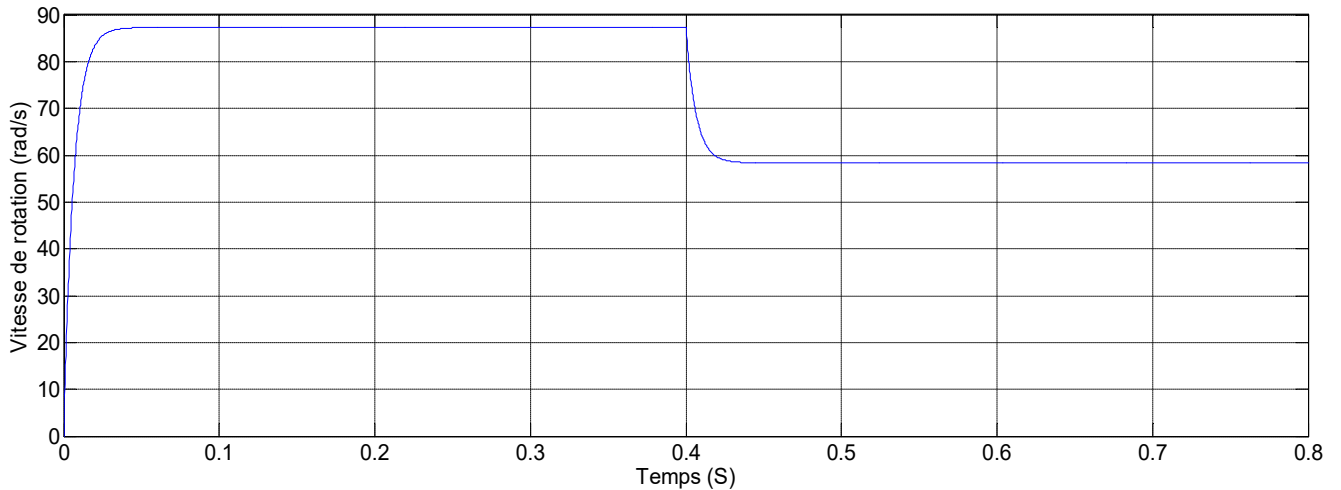


Figure. II.15 : (f) Vitesse de rotation.

❖ *Interprétation des résultats*

Pour déduire l'effet de la charge électrique sur le comportement de la génératrice en fonction de la puissance mécanique fournie, deux couples moteurs différents sont appliqués (figure. II.7). On constate que la vitesse de la génératrice est faible et loin de celle de synchronisme, ce qui se traduit par de faibles tensions et courants représentés sur les figures (figure. II.7a) et (figure. II.7b). Cela s'explique par le fait que le couple moteur appliqué est insuffisant. En diminuant le couple moteur de 6.28Nm, à 4.2Nm, la vitesse mécanique varie de 267.60 rad/s jusqu'à 178.9 rad/s. La tension et le courant diminuent respectivement de 77.17V à 51.6V et de 1.54A à 1.03A. Il est donc clair que la puissance électrique de la charge est directement liée à la puissance mécanique fournie.

II.7 Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons établi un modèle mathématique de la MSAP et GSAP dont la complexité a été réduite en utilisant la matrice de Park. Nous avons aussi mis ce modèle sous forme de schéma-bloc simple pour pouvoir l'intégrer dans le logiciel SIMULINK. Ce logiciel nous a permis de vérifier le comportement de la machine et de valider notre modèle pour passer à l'étape ultérieure de commande vectorielle.

Chapitre III
Modélisation et commande
vectorielle de MSAP

Chapitre III Modélisation et commande vectorielle de MSAP

III.1 Introduction

Comme le modèle de la machine synchrone est un système multi variable, non linéaire et en plus il est fortement couplé entre les variables d'entrées (tension, fréquence), les variables de sorties (couple, vitesse) et les variables internes de la machine comme le flux, la commande donc de la machines sera difficile.

Pour contrecarrer cette difficulté et pour obtenir une situation équivalente à celle de la machine à courant continu à excitation séparée, ont proposé une technique de commande dite commande vectorielle appelée aussi commande par orientation de flux FOC (Field Oriented Control). Cette dernière a été proposée en 1971 par Blashk. L'idée fondamentale de cette stratégie est d'assimiler le comportement de la machine synchrone à celui d'une machine à courant continu, c'est-à-dire un modèle linéaire et découplé ce qui permet d'améliorer son comportement dynamique.

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

III.2. Commande vectorielle de la Machine Synchrone à Aimants Permanents

Malgré la construction mécanique complexe de son collecteur qui nécessite une maintenance souvent coûteuse, la machine à courant continu demeure jusqu'à présent très utilisée pour la simplicité de la commande qu'elle présente. Cette simplicité se traduit par le découplage naturel existant entre le flux et le couple qui conduit à de hautes performances dynamiques.

Tous les dispositifs de commande modernes sont imaginés dont l'objectif de trouver la facilité et la qualité du réglage qu'offre naturellement la machine à courant continu. La similitude entre la MSAP et la machine à courant continu est rendu possible par la commande vectorielle; cette dernière est une technique d'orientation du flux. En effet cette technique permet d'obtenir un modèle dynamique découplé semblable au modèle de la machine à courant continu à excitation séparée, afin d'améliorer le comportement statique et dynamique. [29]

III.2.1.Principe de la commande vectorielle

Quel que soit le but de la commande (régulation de couple, de vitesse ou de position), le contrôle du couple de moteur est nécessaire. Celui-ci, dépend des deux variables I_d et I_q selon la relation (II.23).

L'objectif principal de la commande vectorielle de la MSAP est donc de contrôler le couple de manière optimale selon un critère choisi. Compte tenu de l'importance de la contrainte thermique dans les machines électriques, le critère choisi correspond souvent à la minimisation des pertes Joule à couple donné.

Mais ce critère demande la solution d'un problème d'optimisation qui impose le contrôle simultané de I_d et I_q . Pour simplifier la commande, on fixe souvent le courant I_d de manière que le couple soit proportionnel à I_q dans une plage de vitesse donnée. (relation II.23).

Dans les machines à rotor lisse, où le couple ne dépend que de la composante en quadrature du courant selon l'équation (III.1), la valeur optimale du courant I_d est évidente.

La technique de la commande vectorielle est utilisée pour établir un modèle linéaire et transformer la machine synchrone à aimant en une structure équivalente à la machine à courant continu à excitation séparée du point de vue couple, pour permettre un découplage du couple et du flux [30], [31].

Si le courant I_d est forcé à zéro, la composante φ_d du flux statorique devient

$\varphi_d = \varphi_f$. Et la forme du couple électromagnétique sera [32] :

$$C_{em} = \frac{3}{2} p I_q \varphi_f \quad (\text{III.1})$$

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

$$C_{em} = K_t \varphi_f \quad (\text{III.2})$$

Avec :

$$K_t = \frac{3}{2} p \varphi_f \quad (\text{III.3})$$

Nous constatons que l'équation du couple est analogue à celle du couple de la machine à courant continu à excitation séparée et qu'un contrôle indépendant du couple et du flux est établi (découplage).

Le courant I_d peut naturellement être maintenu à zéro, si on découple le système au moyen de l'action calculée à partir des variables du système. La commande de la vitesse est assurée par un régulateur PI qui fournit la valeur de référence du couple C_{ref} . Le courant de référence I_{qref} est calculé à partir de C_{ref} .

Les tensions v_d et v_q appliquées à la machine sont calculées à partir de I_{dref} et I_{qref} . Dans ce système, le découplage des courants est calculé soit à partir des courants mesurés I_d et I_q , ou par des courants de référence et I_{dref} et I_{qref} .

Lorsque la machine est entraînée à une vitesse supérieure à la vitesse nominale, le variateur fonctionne dans le mode défluxé (puissance constante). Comme la machine synchrone à aimants permanents est entièrement commandable par le stator, le flux d'entrefer est défluxé par l'introduction d'un courant I_d négatif qui crée un flux en opposition à celui dû aux aimants.

III.2.2. Bloc de défluxage

Le bloc de défluxage permet l'exploitation des capacités magnétiques de la machine assurant un fonctionnement à couple constant si la vitesse est inférieure à la vitesse nominale. D'une autre part ce bloc permet 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 relation non linéaire suivante :

$$df = \begin{cases} 1 & \text{si } abs(\Omega) \leq \Omega_0 \\ \frac{\Omega_0}{abs(\Omega)} & \text{si } abs(\Omega) > \Omega_0 \end{cases} \quad (III.4)$$

III.3. Découplage

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

$$\begin{cases} v_d = (R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - w L_q i_q) \\ v_q = (R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt}) + w (L_d i_d + \varphi_f) \end{cases} \quad (III.5)$$

Ce couplage est éliminé par une méthode de compensation [33]. Cette dernière méthode consiste à faire ajouter des termes afin de rendre les axes d et q complètement indépendants.

III.3.1. Découplage par compensation

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

Le principe de ce découplage revient à définir deux nouvelles variables de commande ed et eq représentées dans la Figure (II.1) telle que: [33]

$$\begin{cases} vd = vd - ed \\ vq = vq1 + eq \end{cases} \quad (III.6)$$

Avec :

$$\begin{cases} vd1 = Ld \frac{did}{dt} + Rsid \\ vq1 = Lq \frac{diq}{dt} + Rsiq \end{cases} \quad (III.7)$$

et

$$\begin{cases} ed = Lq\omega iq \\ eq = \omega(Ldid + \varphi f) \end{cases} \quad (III.8)$$

On a donc les courants id et iq sont découplés. Le courant id ne dépend que de $Vd1$ et iq ne dépend que $Vq1$, à partir de l'équation (III.7) les courants id et iq s'écrivent de la façon suivante:

$$\begin{cases} id = \frac{vd1}{Rs+p} \\ iq = \frac{vq}{Rs+pLq} \end{cases} \quad (III.9)$$

p : Opérateur de Laplace.

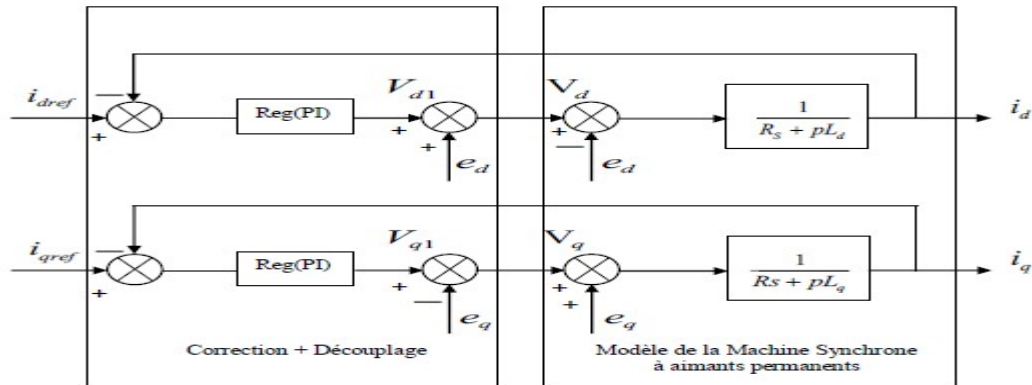


Figure III.1 : Découplage par compensation

Les actions sur les axes d et q sont donc découplés et représentées par la Figure (III.3).

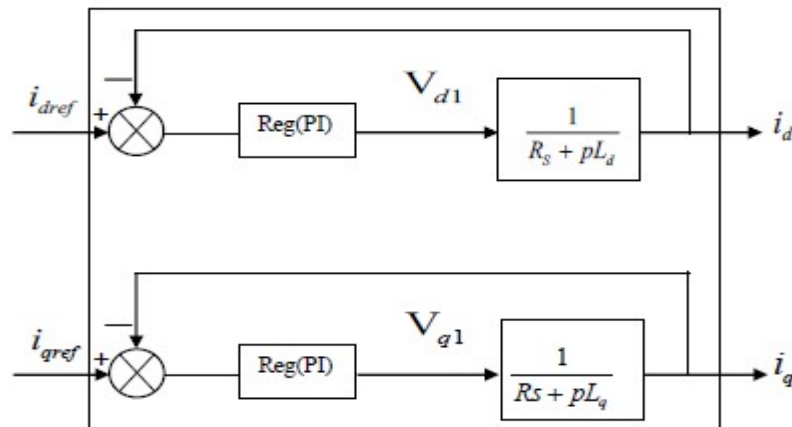


Figure III.2 : Commande découplée.

III.4. Description du système global

La figure (III.3) représente le schéma global de la commande vectorielle en vitesse d’une machine synchrone à aimants permanents dans le repère (d, q).

La référence du courant direct I_{dref} est fixe et la sortie du régulateur de vitesse I_{qref} constitue la consigne de couple C_e^* . 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_d^*, V_q^* .

Le système est muni d’une boucle de régulation de vitesse, 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.

Les sorties de la régulation des courants I_d et I_q , après passage dans le repère (a,b,c), servent de références de tensions (V_a^* , V_b^* , V_c^*) pour la commande de l'onduleur à MLI.

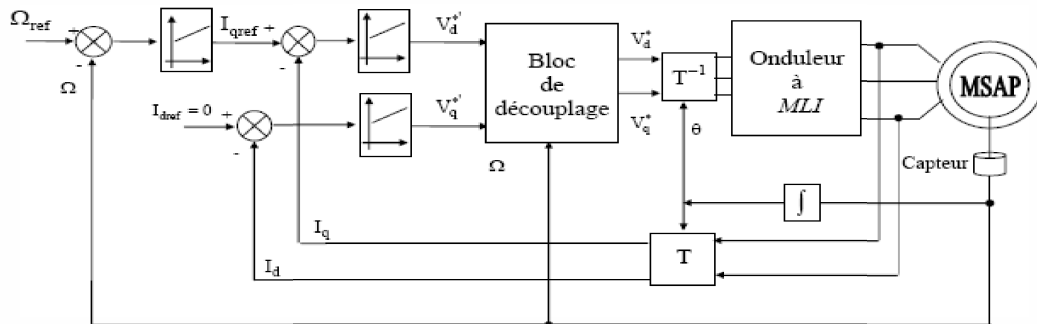


Figure. III.3: Commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents

III.5.Synthèse des régulateurs

Le but d'une régulation ou d'un asservissement est d'assurer la meilleure robustesse vis-à-vis des perturbations extérieures et des variations des paramètres. Pour la MSAP, la méthode du champ orienté découple les interactions entre les deux axes. Ainsi l'expression du couple montre que sa variation peut être obtenue en annulant le courant dans l'axe d et en faisant varier la composante en quadrature I_q . Ce découplage, nous a permis d'étudier séparément une boucle de régulation de courant et de vitesse.

Le rôle d'un régulateur est de maintenir une grandeur de sortie égale à sa grandeur de référence imposée malgré la présence des perturbations internes ou externes. Parmi les critères de performances des régulateurs, il y a essentiellement : [34]

- La précision statique et dynamique,
- temps de réponse rapide
- Limitation de processus (courant maximal admissible).

III.5.1.Réglage par régulateur PI

Après la lecture des temps de réponse t_{rw} de la vitesse et t_{ri} des courants qui correspondent au temps de la période et on impose l'amortissement $\xi = 1$.

Le modèle de la machine est simplifié après l'utilisation de la commande vectorielle.

$$t_{rwn(5\%)} = \frac{5}{\xi \omega_n} \quad (III.10)$$

Lorsque le découplage entre l'axe d et l'axe q est réalisé, la régulation est effectuée à l'aide des régulateurs de type proportionnel – intégral (PI). L'action intégrale a pour effet

de réduire l'écart entre la consigne et la grandeur régulée. L'action proportionnelle permet le réglage de la rapidité du système [33].

Le régulateur (PI) est la mise en parallèle des actions proportionnelle et intégrale, figure (III.5).

La relation entre la sortie et le signal d'erreur est donnée par la relation suivante $U_r(t)$ et $\varepsilon(t)$ (III.11)

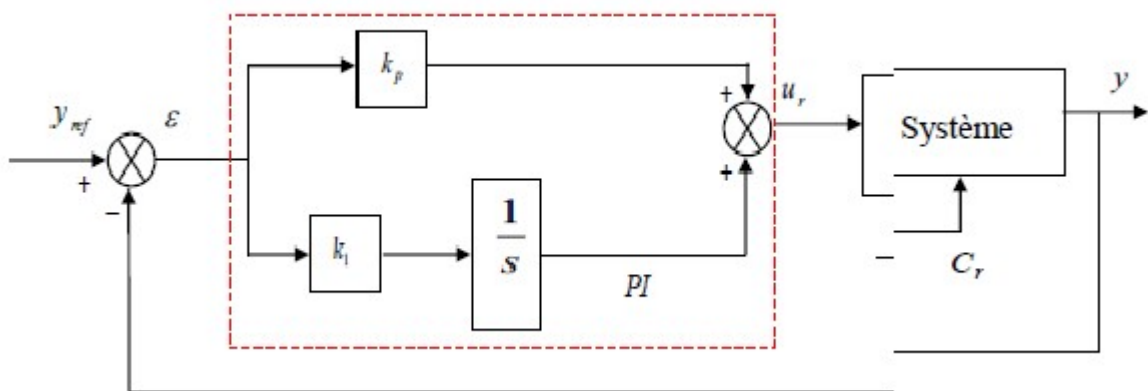


Figure III.4: Régulateur PI

III.5.2. Régulation de vitesse

On a le schéma suivant :

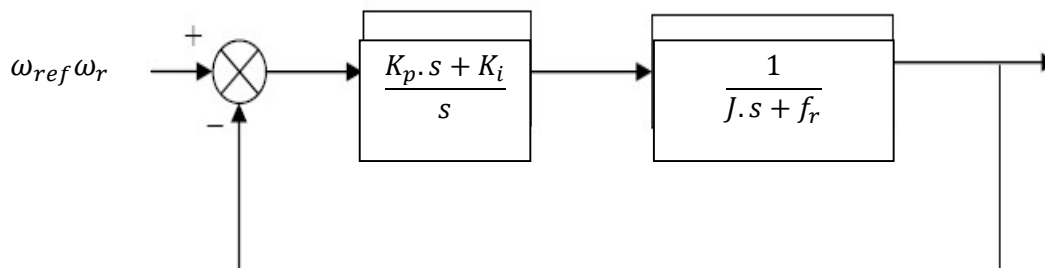


Figure. III.5: Schéma bloc de la régulation de la vitesse

Le correcteur PI est défini par la fonction de transfert $\frac{K_p \cdot s + K_i}{s}$

Pour le système en boucle fermée on a:

$$1 + \frac{K_p \cdot s + K_i}{J \cdot s^2 + f \cdot s} = 0 \tag{III.12}$$

Ce qui permet d'écrire :

$$s^2 + \left(\frac{f_r + K_p}{J}\right) \cdot s + \frac{K_i}{J} = 0 \quad (\text{III.13})$$

En asservissement : un système du 1^{er} ordre est représenté par le dénominateur en boucle fermée suivant :

$$s^2 + 2 \cdot \xi \cdot \omega_n \cdot s + \omega_n^2 = 0 \quad (\text{III.14})$$

Par identification :

$$\begin{cases} 2 \cdot \xi \cdot \omega_n = \frac{f_r + K_p}{J} \\ \omega_n^2 = \frac{K_i}{J} \end{cases}$$

$$\begin{cases} K_p = 2 \cdot \xi \cdot \omega_n \cdot J - f_r \\ K_i = J \cdot \omega_n^2 \end{cases} \quad (\text{III.15})$$

Avec ω_n : la fréquence naturelle et elle est donnée par

$$\omega_n = \frac{5}{t_{rw} \cdot \xi} \quad (\text{III.16})$$

III.5.3. Régulation des courants

On a le schéma suivant :

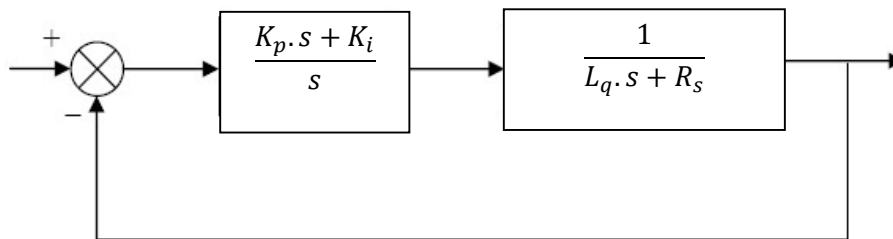


Figure. III.6 : Schéma bloc de la régulation du courant

D'après cette boucle, on peut écrire :

$$1 + \frac{K_p \cdot s + K_i}{L_q \cdot s^2 + R_s \cdot s} = 0 \quad (\text{III.17})$$

Alors, on a :

$$s^2 + \left(\frac{R_s + K_p}{L_q}\right) \cdot s + \frac{K_i}{L_q} = 0 \quad (\text{III.18})$$

Par identification :

$$\begin{cases} 2 \cdot \xi \cdot \omega_n = \frac{R_s + K_p}{L_q} \\ \omega_n^2 = \frac{K_i}{L_q} \end{cases} \begin{cases} K_p = 2 \cdot \xi \cdot \omega_n \cdot L_q - R_s \\ K_i = L_q \cdot \omega_n^2 \end{cases} \quad (\text{III.19})$$

Ce régulateur de vitesse PI, permet d'assurer une meilleure réponse de la vitesse de la machine vis-à-vis de sa consigne, et une bonne robustesse vis-à-vis des perturbations (variation de la charge ou des perturbations de la machine).

III.4. Association de la MSAP avec l'onduleur à trois niveaux à structure NPC

La machine synchrone peut être alimentée soit en courant ou en tension par un convertisseur statique qui opère en double conversion, tout en assurant une solution statique à toutes les modifications. Le choix du type d'alimentation est lié à l'application et aux performances exigées.

Dans le cas d'une alimentation en tension, on fait appel à une technique dite « Modulation de Largeur d'Impulsion (M.L.I) »; étudiée dans le chapitre précédent; celle-ci contrôle les signaux de commande par des interrupteurs et permet d'imposer le profil de la tension et du courant aux bornes du moteur par un découpage approprié de la tension continue. La tension de sortie de l'onduleur est donc réglable en amplitude et en fréquence.

III.5. Simulation

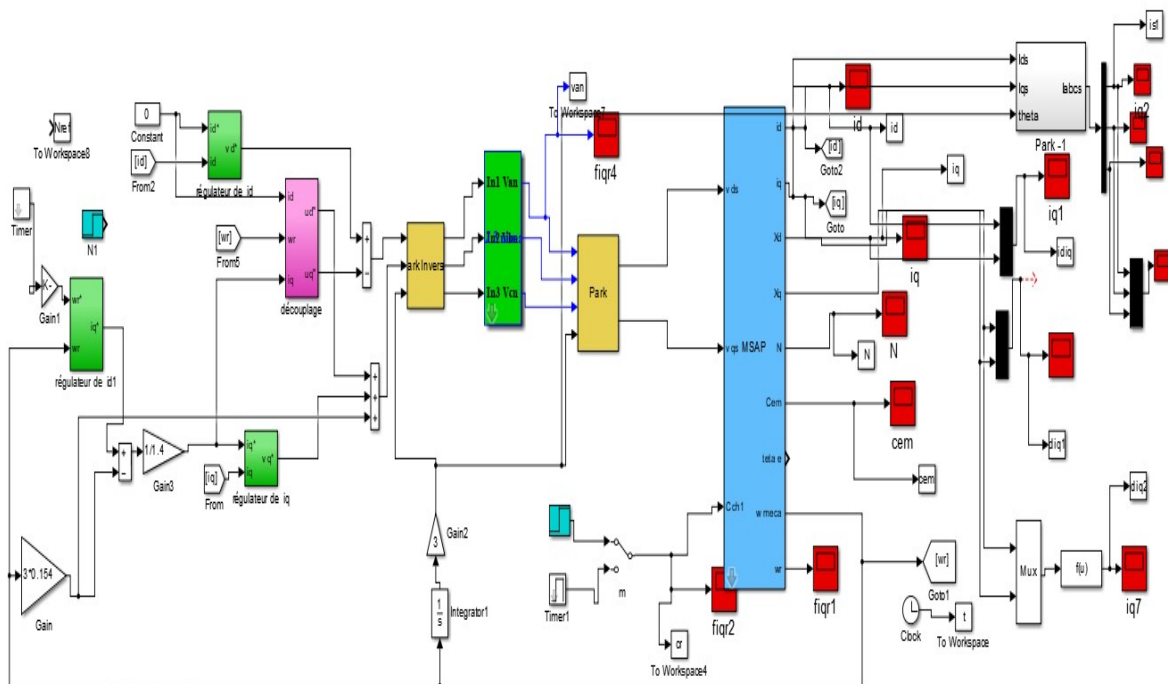


Figure. III.7. Schéma Bloc commande vectorielle avec découplage par compensation

Pour valider notre travail on fait marcher la MSAP, avec une consigne de vitesse de 1000tr/mn.

 A vide :

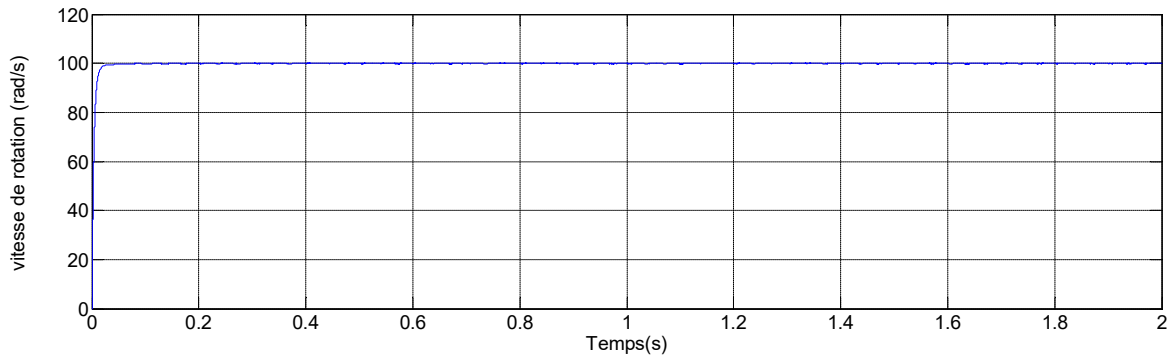


Figure III.8: Vitesse de rotation (rad/s)

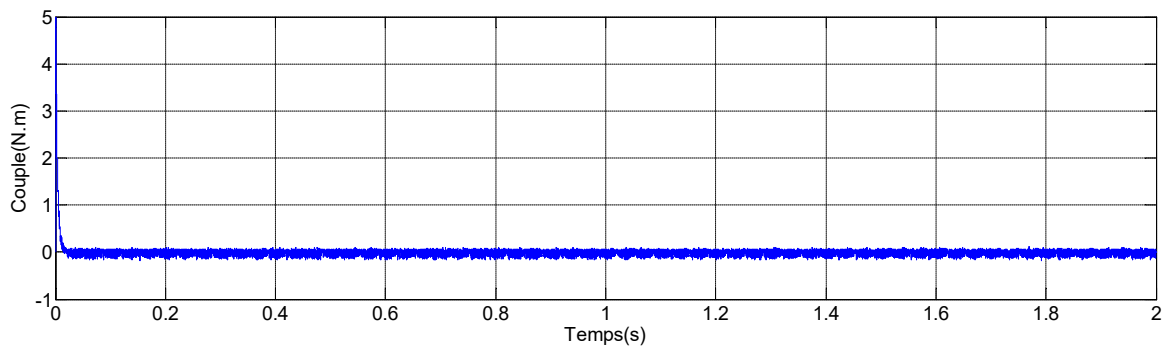


Figure III.9 : Couple (N.m)

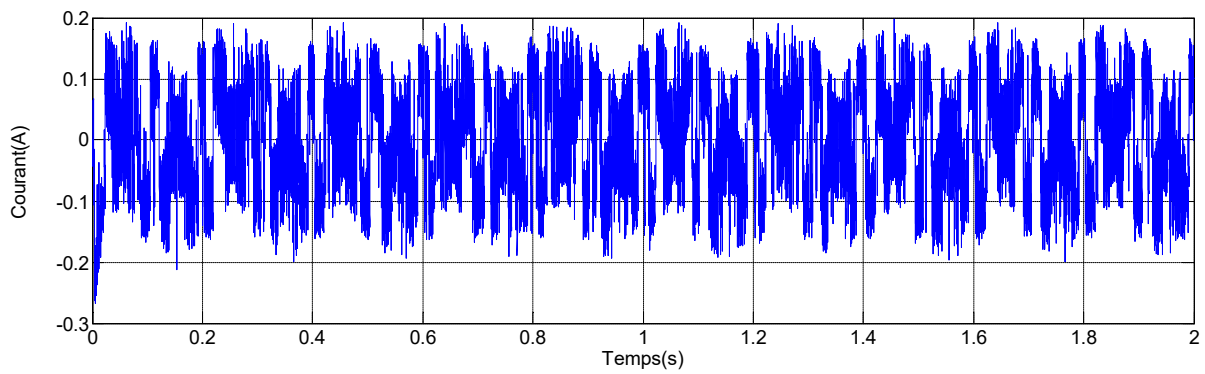


Figure III.10 : Courant Ia (A)

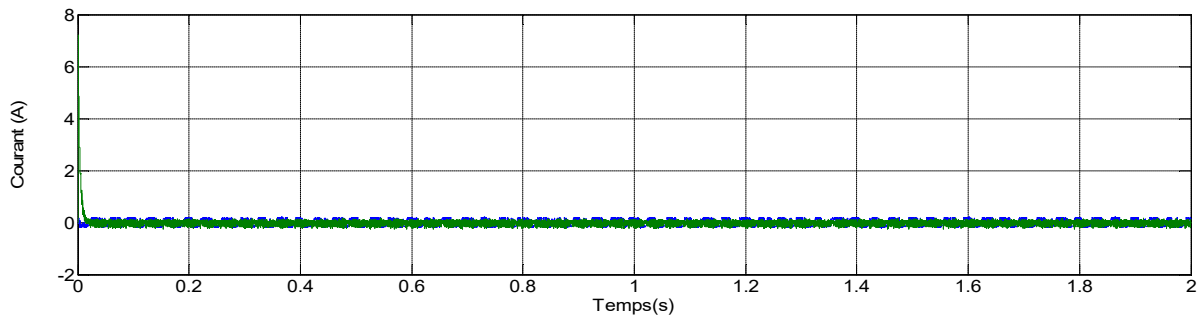


Figure III.11 : Courant I_d et I_q (A)

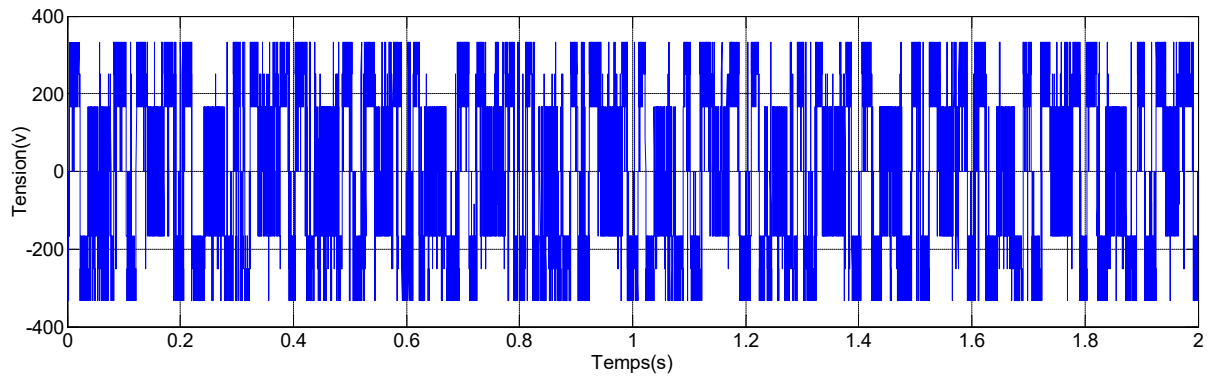


Figure III.12 : Tension U_{an} [V]

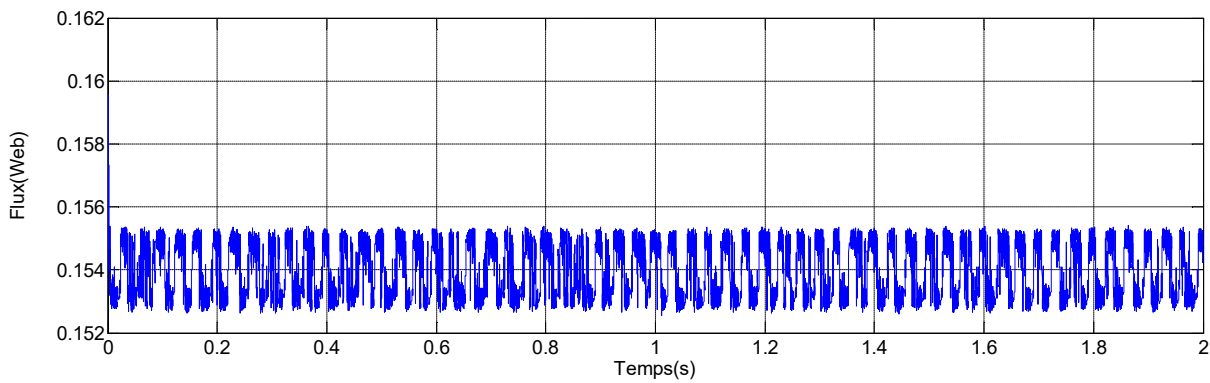



Figure III.13 : Flux φ [Web]

 **En charge :**

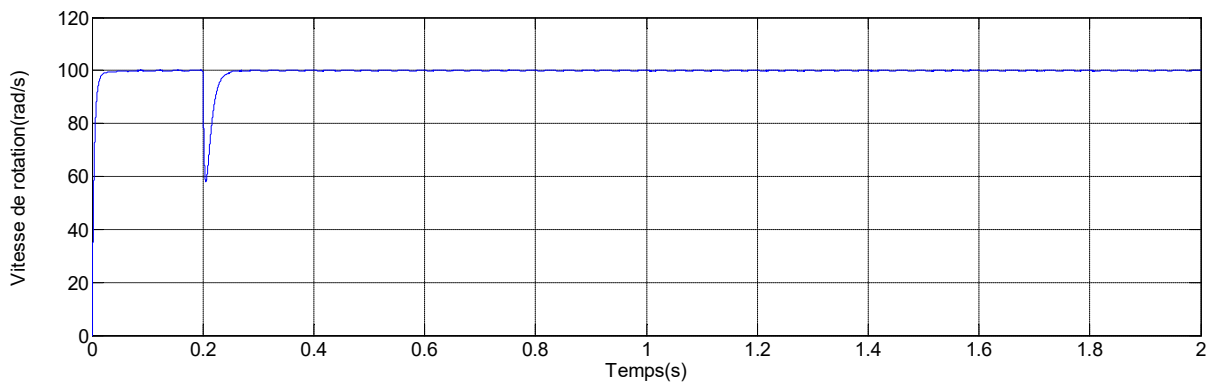


Figure III.14 : Vitesse de rotation [rad/s]

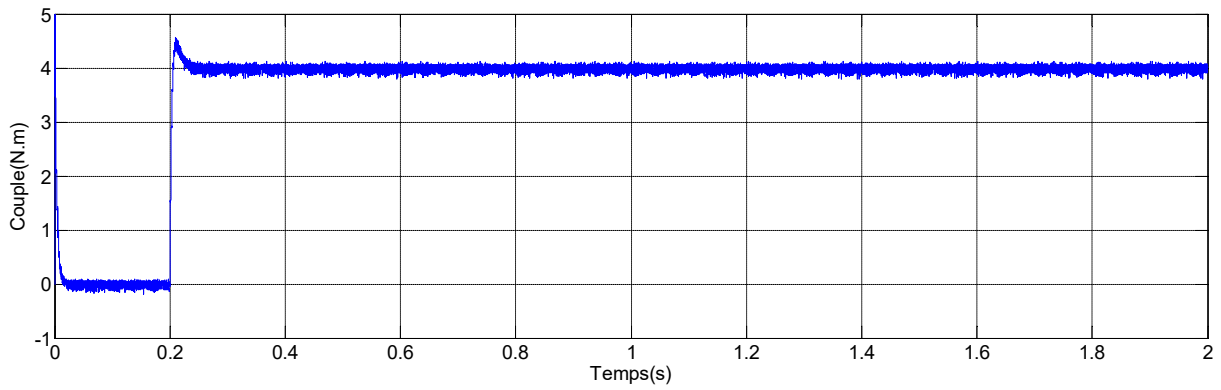


Figure III.15 : couple(N.m)

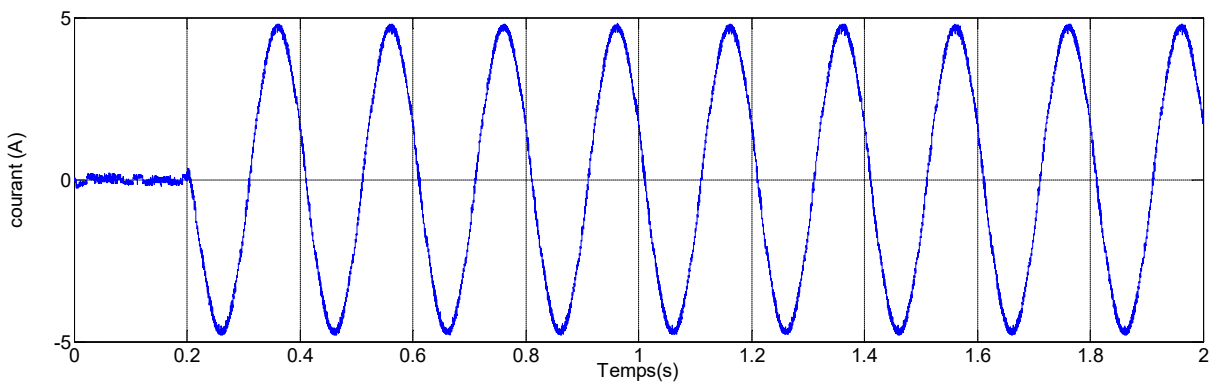


Figure III.16 : Courant I_a [A]

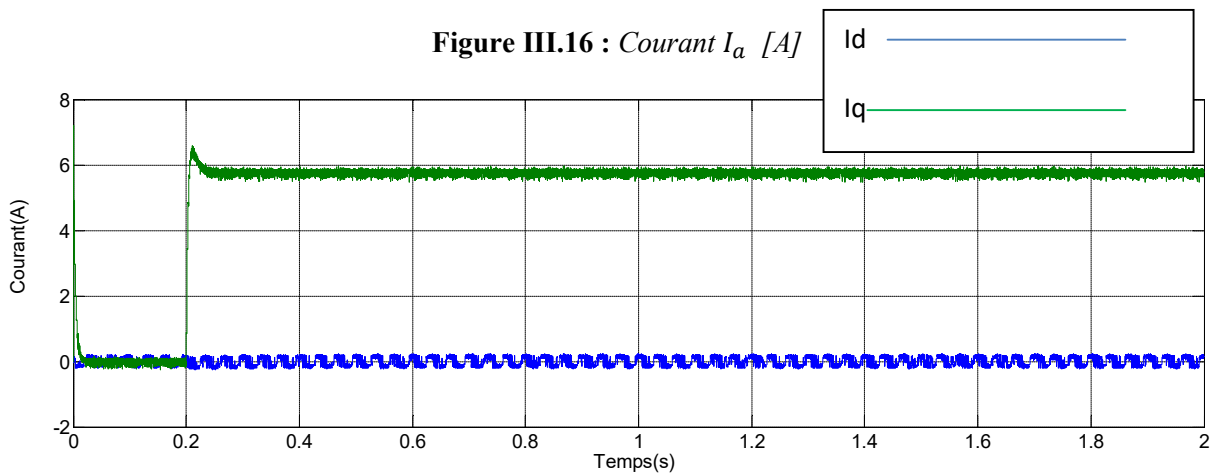


Figure III.17 : Courant I_d et I_q [A]

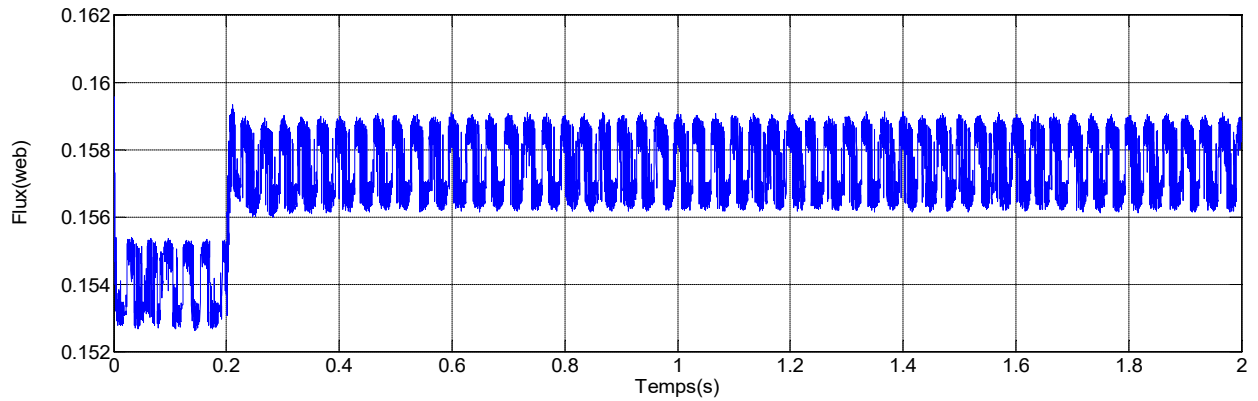


Figure III.18: Flux φ [Web]

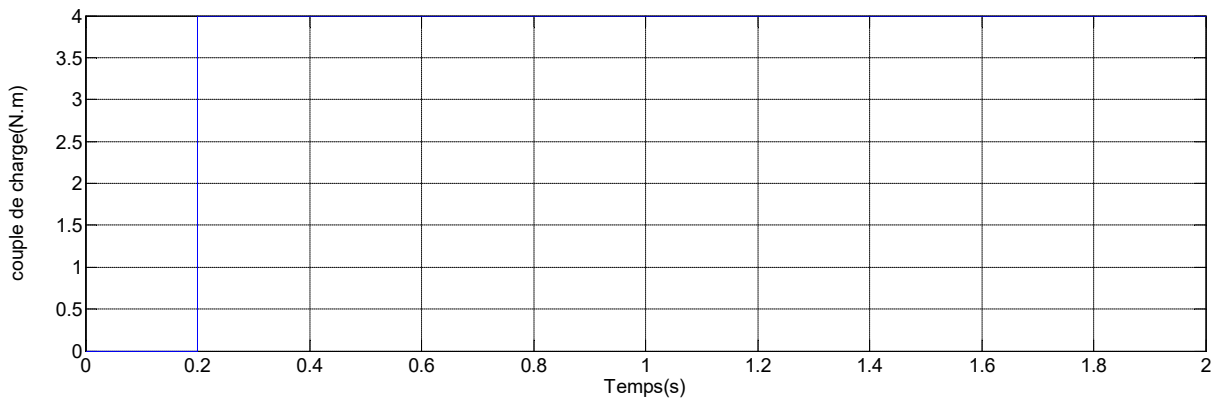


Figure III.19: Couple de la charge [N.m]

III.6. Interprétation

Les figures (III.8 et III.9) représentent la réponse de la commande de la MSAP alimentée par un onduleur de tension à une consigne de vitesse de 100 rad/s.

Les résultats de simulation présentés dans cette partie montrent les performances de l'asservissement de vitesse d'une MSAP commandée par une des techniques de la commande vectorielle (directe). Il est simulé dans un premier temps, le démarrage de la MSAP lors d'une consigne de vitesse de 100 rad/s. (figure III.8), la vitesse atteint sa référence en un temps de 0.05 s. Le courant I_d suit parfaitement sa référence nulle vu la stratégie de commande utilisée. Le courant I_q suit sa consigne imposée par le régulateur de vitesse. Le couple électromagnétique est proportionnel au courant I_q et se stabilise à une valeur égale à celle du couple du frottement par conséquent le courant I_q se stabilise à 0,1 s comme l'indique la figure (III.8). Ainsi on faisant un agrandissement sur la figure donnant l'allure du courant I_a , on remarque que ce dernier présente une sinusoïde d'amplitude égale à 4.5 A.

La figure (III.9) représente le comportement de la machine qui tourne à une vitesse de 100 tr/mn, lors d'une perturbation du couple de charge de valeur 4 N.m agissant à l'instant 0,2s. Le couple électromagnétique répond très rapidement à cette charge. Le courant I_d est peu affecté par cette perturbation, ceci montre que le système est robuste vis-à-vis d'une perturbation du couple de charge que le système rejette cette dernière rapidement. Ainsi les figures (III.8), (III.9) illustrent bien le bon découplage des boucles de courants I_d et I_q car le courant I_d reste pratiquement constant (égale à zéro) durant la variation du courant I_q .

III.7.Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié la commande vectorielle qui rend le comportement électromagnétique de la MSAP similaire à celui de la machine à courant continu à excitation séparée par le biais d'une régulation de courant et de vitesse. Puis, nous avons montré à travers une simulation numérique le découplage effectif entre le flux et le couple qui présente une certaine simplicité de mise en œuvre.

Finalement, nous avons montré les performances de la conduite de la MSAP alimentée par l'onduleur, à trois niveaux commandé par la modulation sinusoïdale à deux porteuses triangulaires qui a donné des résultats très satisfaisantes. Tout en supposant que les tensions d'entrée de l'onduleur sont parfaitement constantes. C'est l'objet du prochain chapitre.

Chapitre IV
Commande par mode glissant de La
machine synchrone à aimants
permanents

Chapitre IV

Commande par mode glissant de La machine synchrone à aimants permanents

IV.1. Introduction

La technique de commande à structure variable (*CSV*) par mode glissant en anglais *Sliding Mode Control*, est très connue par sa robustesse envers les incertitudes internes (variations des paramètres de la machine), et externes (perturbations due à la charge), et aux phénomènes ayant été omis dans la modélisation, tout en ayant une très bonne réponse dynamique [35].

Dans ce chapitre nous présentons des notions générales sur les systèmes à structures variables et la conception de la commande non linéaire par mode glissant traité dans le plan de phase. On présente son application pour la commande de la vitesse de la machine synchrone à aimants permanents.

IV.2. Systèmes à Structures Variables en Mode Glissant

Un système à structure variable (*SSV*) est un système dont la structure change pendant le fonctionnement. Il est caractérisé par le choix d'une fonction et d'une logique de commutation.

Dans les systèmes à structures variables avec mode de glissement, la trajectoire d'état est amenée vers une surface (hyperplan), puis à l'aide de la loi de commutation, elle est obligée de rester au voisinage de cette surface.

En général, les dynamiques du système peuvent suivre plusieurs surfaces.

La trajectoire dans le plan de phase est constituée de trois parties distinctes figure (IV.1) [36], [37]:

- **Le mode de convergence (MC)** : durant lequel la variable à régler se déplace à partir de n'importe quel point initial dans le plan de phase et tend vers la surface de commutation $S(x)=0$, et l'atteint dans un temps fini. Ce mode est caractérisé par la loi de commande et le critère de convergence.
- **Le mode de glissement (MG)**: durant lequel la variable d'état a atteint la surface de glissement et tend vers l'origine du plan de phase. La dynamique dans ce mode est caractérisée par le choix de la surface de glissement $S(x)=0$.
- **Le mode de régime permanent (MRP)**: il permet l'étude de la réponse du système autour du point d'équilibre (origine du plan de phase). Il caractérise la qualité et la performance de la commande. Il est utilisé spécialement pour l'étude des systèmes non linéaires.

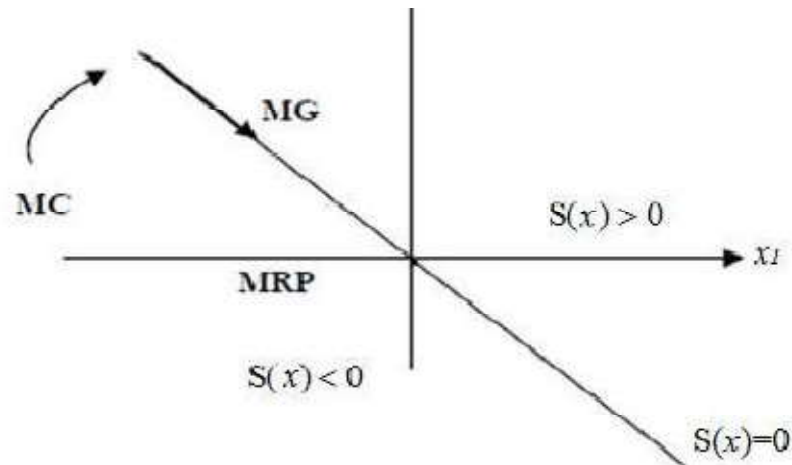


Figure IV.1 : Différents modes pour la trajectoire dans le plan de phase.

IV.3. Conception de la commande par mode glissant

La conception des contrôleurs par mode de glissement prend en compte les problèmes de stabilité et de bonnes performances de façon systématique dans son approche, qui est divisée en trois étapes principales [38].

- 1- choix des surfaces ;
- 2- l'établissement des conditions d'existence et de convergence ;
- 3-détermination de loi de commande

IV.3.1. Choix de la surface de glissement

Le choix de la surface de glissement concerne non seulement le nombre nécessaire de ces surfaces mais également leurs formes , en fonction de l'application et de l'objectif visé. En général, pour un système défini par l'équation d'état suivante [39].

$$\dot{x}(t)=f(x,t)+b(x,t)u(t) \quad (IV.1)$$

Avec

$x'(t)$ Vecteur d'état, $u(t)$ vecteur d'entrée, et $f(x,t)$ et $b(x,t)$ des fonctions non linéaires. Un nombre de " m " surfaces de glissement pour un vecteur U de dimension " m ". En ce qui concerne la forme de la surface, deux possibilités se présentent, soit dans l'espace d'état ou dans le plan de phase [39].

Dans le cas du traitement dans l'espace de phase, la fonction de commutation est une fonction scalaire, telle que la variable à régler glisse sur cette surface pour atteindre l'origine du plan de phase. Ainsi, la surface $S(x)$ représente le comportement dynamique désiré du système. *J. J. Slotine* propose une forme d'équation générale pour déterminer la

surface de glissement qui assure la convergence d'une variable à sa valeur de consigne: [40], [39].

L'équation est donnée par:

$$S(t) = (\partial / \partial t + \lambda)^{(r-1)} e(x) \quad (\text{IV.2})$$

Où : $e(x)$: L'écart de la variable à réguler $e(x) = x_{ref} - x$, λ : Une constante positive qui interprète la bande passante du contrôle désiré, r : Degré relatif, représentant le nombre de fois qu'il faut dériver la surface pour faire apparaître la commande.

$$\text{Pour } r = 1, S'(x) = \dot{e}(x) \quad (\text{IV.3})$$

$$\text{Pour } r = 2, S'(x) = \lambda x \dot{e}(x) + \dot{e}(x) \quad (\text{IV.4})$$

$$\text{Pour } r = 3, S'(x) = \lambda x^2 \ddot{e}(x) + 2\lambda x \dot{e}(x) + \dot{e}(x). \quad (\text{IV.5})$$

$S'(x) = 0$ est une équation différentielle linéaire dont l'unique solution est $e(x) = 0$.

L'objectif de la commande est de maintenir la surface à zéro. Cette dernière est une équation différentielle linéaire dont l'unique solution est $e(x) = 0$. Pour un choix convenable du paramètre, ceci revient à un problème de poursuite de trajectoire qui est équivalent à une linéarisation exacte de l'écart tout en respectant la condition de convergence [39].

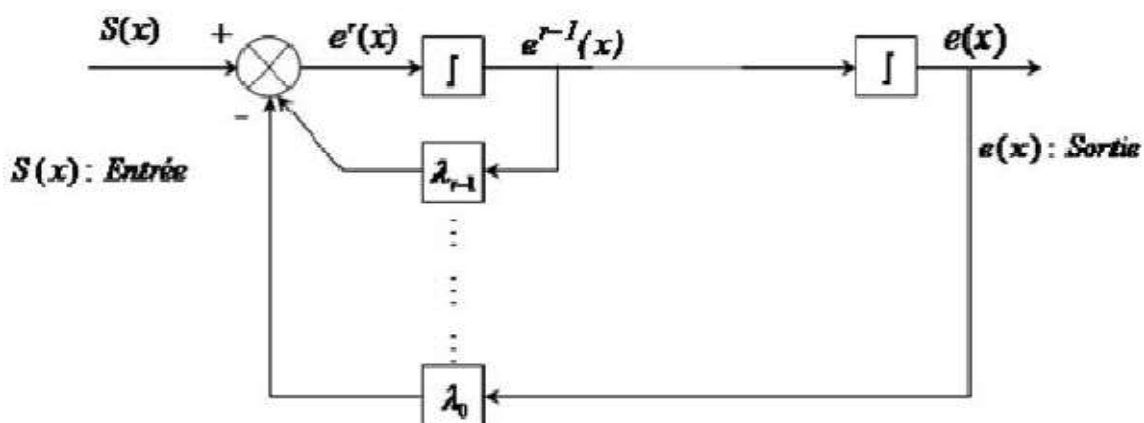


Figure IV.2 : Linéarisation exacte de l'écart

IV.3.2. Conditions d'existence de la convergence

Les conditions de convergence permettent aux dynamiques du système de converger vers les surfaces de glissement. Nous retenons de la littérature deux conditions, celles-ci correspondent au mode de convergence de l'état du système [41].

- ❖ Fonction directe de commutation
- ❖ Fonction de Lyapunov

IV.3.3. Détermination de loi de commande

IV.3.3.1. La commande équivalente

Un vecteur de commande équivalente U_{eq} se définit comme étant les équations du régime glissant idéal. Nous nous intéressons au calcul de la commande équivalente et par la suite au calcul de la commande attractive du système défini dans l'espace d'état par l'équation (III.2). Le vecteur U est composé de deux grandeurs U_{eq} et U_n soit : [40]

$$U(t) = U_{eq} + U_n \quad (IV.6)$$

L'utilisation de l'équation (IV.1) et (IV.10) permet d'obtenir la commande équivalente U_{eq} :

Nous avons :

$$S(x) = \frac{dS}{dt} = \frac{\partial S}{\partial x} \cdot \frac{dx}{dt} = \frac{\partial S}{\partial x} [f(x,t) + B(x,t)U_{eq}(t)] + \frac{\partial S}{\partial t} [x, t] \quad (IV.7)$$

En mode de glissement et en régime permanent, la surface $S(x)$ est nulle par conséquent sa dérivée et la composante discontinue U_n sont aussi nulles. D'où, nous déduisons l'expression de la commande équivalente:

$$U_{eq} = -[\frac{\partial S}{\partial x} B(x,t)]^{-1} (\frac{\partial S}{\partial x} f(x,t)), U_n = 0 \quad (IV.8)$$

En portant U_{eq} dans l'équation (III.3), on obtient l'équation du régime glissant idéal :

$$\dot{x}(t) = f(x,t) - B(x,t) [\frac{\partial S}{\partial x} B(x,t)]^{-1} \frac{\partial S}{\partial x} f(x,t) \quad (IV.9)$$

Cette équation représente la dynamique du système équivalent dans la surface de glissement. La commande équivalente U_{eq} peut être interprétée comme la valeur moyenne modulée ou grandeur continue que prend la commande lors de la commutation rapide entre U_+ (U_{max}) et U_- (U_{min}) [42],[39].

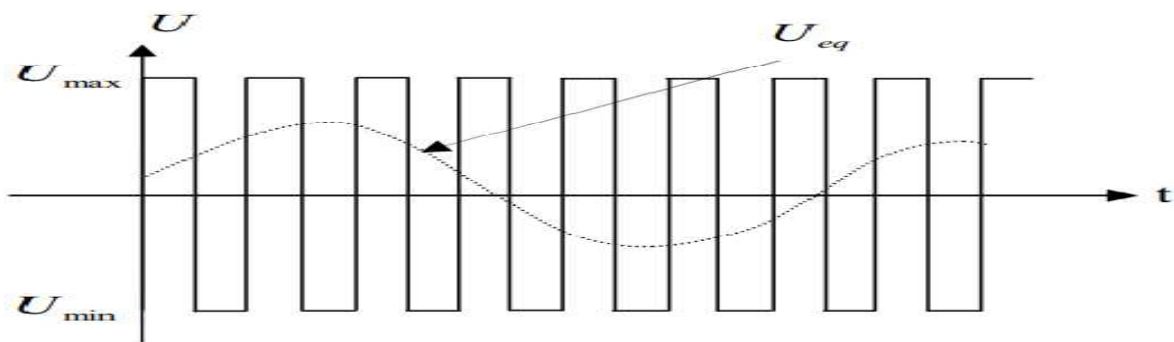


Figure IV.3: Commande équivalente U_{eq}

Tant que le régime glissant est assuré le système décrit par l'équation (IV.1) est robuste, indépendant des variations des paramètres de la partie Commandée et des perturbations qui agissent sur lui.

IV.3.3.2. La Commande discontinue de base

❖ Commande signe

Plusieurs choix pour la commande discontinue (U_n) peuvent être faits. Le plus simple consiste à exprimer la commande discontinue $U_n = [U_1, U_2, \dots, U_m]$ avec la fonction 'sign' par rapport à $S = [S_1, S_2, \dots, S_m]$.

$$\begin{cases} \text{Sig}'(S(x)) = +1 \text{ pour } S(x) > 0 \\ \text{Sig}'(S(x)) = -1 \text{ pour } S(x) < 0 \end{cases} \quad (\text{IV.10})$$

Ce premier choix de la fonction discontinue est représenté sur la figure (IV.4). U_n s'exprime donc comme :

$$U_n = K \cdot \text{Sig}'(S(x)) \quad (\text{IV.11})$$

Où K est un gain positif.

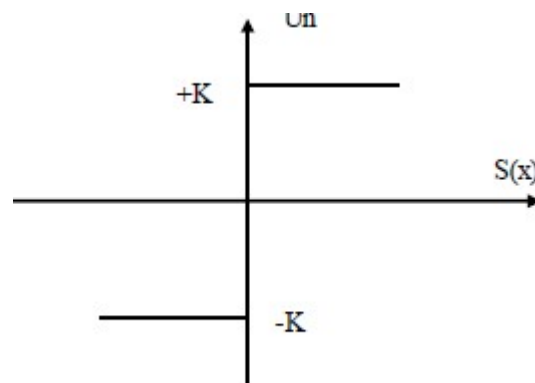


Figure IV.4 : Fonction sign

❖ Commande avec un seul seuil

Cette commande est caractérisée par un seuil et la commande discontinue est donnée par l'expression :

$$\begin{cases} 0 & \text{si } |(x)| < e \\ U_n = K \cdot (S(x)) & \text{si } |(x)| > e \end{cases} \quad (\text{IV.12})$$

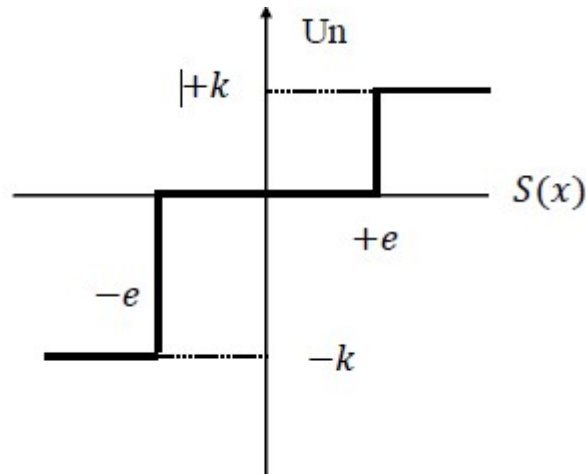


Figure IV.5 : Fonction sign de la commande avec un seul seuil

❖ Commande douce

Dans le but de diminuer progressivement la valeur de la commande U_n en fonction de la distance entre la trajectoire de la variation à régler, et la surface de glissement, donc il s'agit d'encadrer la surface par une bande avec un ou deux seuils.

On peut distinguer trois zones qui dépendent de la distance du point à la surface de glissement. Si la distance est supérieure au seuil, alors la fonction sign est activée. Si la distance est inférieure au seuil e_1 alors U_n est nulle (zone morte). Si le point est dans la bande $(e_1, 2)$, alors U_n est une fonction linéaire de la distance (droite de pente $K / (e_2 - e_1)$).

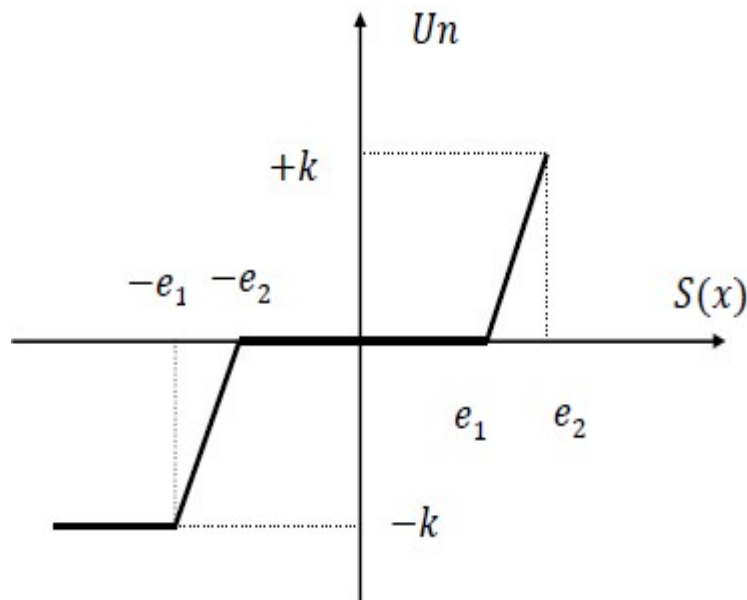


Figure IV.6: Fonction sign de la commande adoucie

❖ Commande continue avec composante intégrale

Les oscillations de hautes fréquences qui apparaissent sur les réponses en régime glissant peuvent être évitées en rendant continue la commande U_{net} en remplaçant la fonction sign par la fonction continue suivante [42] :

$$U_n = K \cdot S(x) / |S(x)| + \lambda \quad (IV.13)$$

Où λ : est un paramètre définissant le degré d'atténuation des oscillations. Lorsque $\lambda = 0$ on tend vers la commande $K \cdot \text{sign}(S(x))$.

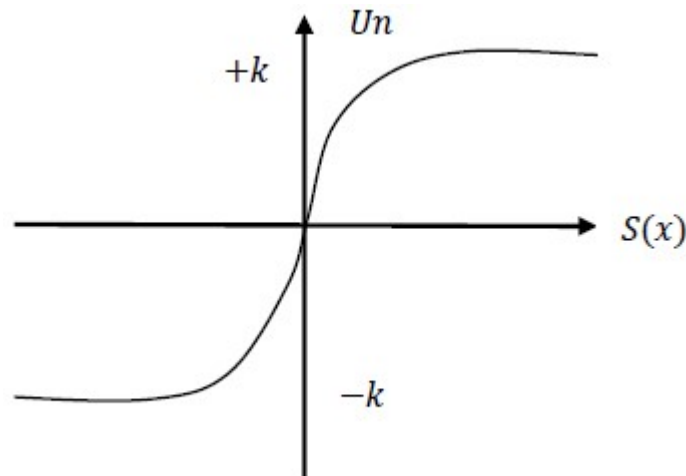


Figure IV.7 : Commande rendue continue

Afin d'augmenter la précision de la réponse du système, on peut utiliser une commande continue incluant une composante intégrale. La loi d'attractivité sera donc :

$$U_n = K \cdot S(x) / |S(x)| + \lambda + \eta \quad (IV.14)$$

Tel que

$$\lambda = \lambda_0 + |\gamma|$$

Avec :

$$\{\gamma = \gamma_0 \int (x) \cdot dt \text{ si } |(x)| < e \gamma = 0 \text{ si } |(x)| > e \quad (IV.15)$$

Et

$$\{\eta = \eta_0 \int (x) \cdot dt \text{ si } |(x)| < e \eta = 0 \text{ si } |S'(x)| > e \quad (IV.16)$$

Où $\lambda_0, 0, 0$, sont des constantes ou paramètres adaptatifs en fonction des références. L'utilisation de la commande rendue continue (intégrale), est l'une des meilleures solutions proposées. Elle diminue considérablement l'amplitude des oscillations de hautes fréquences.

IV.4. Application de la commande par mode glissant à la machine synchrone à aimants permanents

Après avoir présenté la théorie de la commande à structure variable (CSV) avec les différentes structures de la commande non linéaire, nous allons analyser dans cette partie l'application de la commande par mode glissant à la régulation de la vitesse du moteur synchrone à aimants permanents afin de valider l'approche présentée, par des résultats de simulation. Nous rappelons également les équations d'ordre électrique, ainsi que celles d'ordre mécanique représentant la dynamique de la machine

$$I_d = R_s / L_s i_d + P\Omega i_q + V_d / L_s$$

$$I_q = -R_s / L_s i_q - P\Omega i_d - \phi f / L_s P\Omega + V_q / L_s$$

$$J\Omega = C_e - C_r - f_r \Omega \quad (IV.17)$$

IV.4.1. Stratégie de réglage à trois surfaces

Le réglage de la vitesse de la MSAP nécessite le contrôle du courant absorbé par la machine. Une solution classique consiste à utiliser le principe de la méthode de réglage en cascade (structure de trois surfaces) la boucle interne permet de contrôler les courants, tandis que la boucle externe permet de contrôler la vitesse.

La figure (IV.8) représente la structure cascade de régulation de vitesse par mode glissant de la MSAP alimentée par un onduleur de tension.

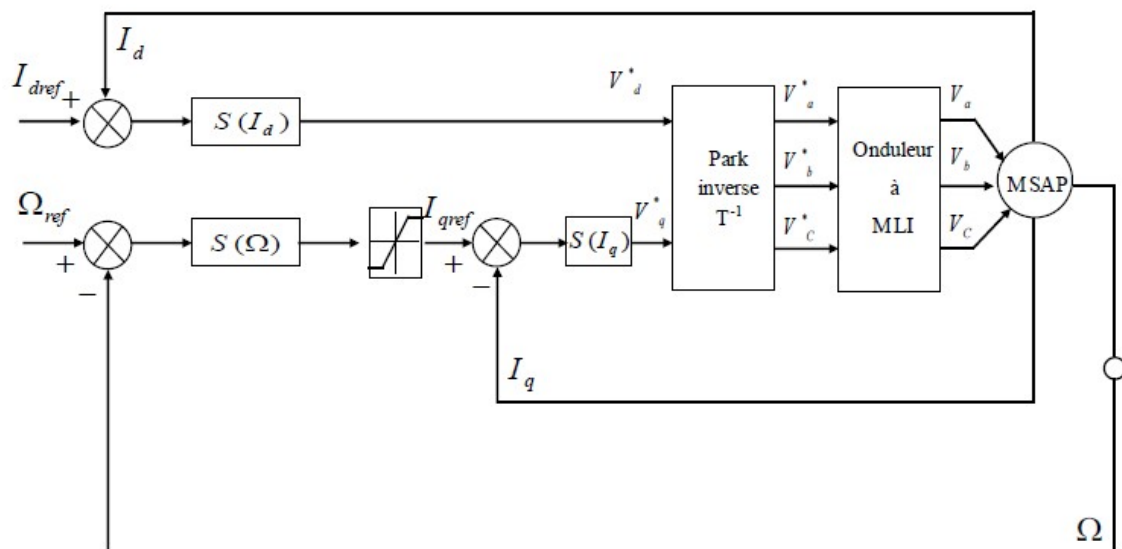


Figure IV.8 : Schéma global de réglage par mode glissant, stratégie à trois surfaces.

A. Commande du courant direct (i_d)

Le degré de la surface de glissement est égal à un, donc nous déduisons l'expression de la surface :

$$(i_d) = i_{dréf} - i_d \quad (IV.18)$$

La dérivée de la surface est donnée par

$$S(i_d) = R_s/L_s i_d - P\Omega \cdot i_q - V_d/L_s \quad (IV.19)$$

Durant le régime permanent, la surface devient nulle, de même que sa dérivée, ce qui conduit à l'expression de la commande équivalente :

$$S'(i_d) = 0 \Rightarrow V_{deq} = R_s i_d - P L_s i_q \Omega \quad (IV.20)$$

Et $V_{dn} = 0$

Où V_{deq} et V_{dn} sont les deux composantes de la tension de commande V_d .

La condition $S(i_d) < 0$ Est satisfaite par le choix suivant :

$$V_{dn} = K_d \cdot (s(i_d)) \quad (IV.21)$$

Par conséquent, la commande totale à la sortie du régulateur devient:

$$V_d = R_s i_d - P L_s i_q \Omega + K_d \cdot s(i_d) \quad (IV.22)$$

B. Commande de la vitesse

La structure de la commande de la vitesse contient deux boucles en cascade, l'une est extérieure concerne la vitesse Ω et l'autre est intérieure concerne le courant i_q .

❖ Commande de la vitesse ($S(\Omega)$)

La surface de glissement pour un degré relatif égal à 1 est donnée par:

$$(\Omega) = \Omega_{réf} - \Omega \quad (IV.23)$$

Durant le régime permanent, la surface (Ω) devient nulle de même que sa dérivée :

$$S(\Omega) = 0 \Rightarrow i_{qe} = 2(fr\Omega + Cr)3P\phi f \quad (IV.24)$$

et $i_{qn} = 0$

Durant le régime transitoire, la condition de convergence $(\Omega)(\Omega) < 0$, tel que:

$$i_{qn} = K_\Omega ((i_q)) \quad (IV.25)$$

C- Commande du courant en quadrature (i_q)

La valeur de $i_{qréf}$ à la sortie du régulateur de vitesse est comparée à celle mesurée.

L'erreur

résultante sera corrigée par un régulateur fonctionnant en mode de glissement.

L'expression de la surface est donnée par :

$$S(i_q) = i_{qréf} - i_q \quad (IV.26)$$

Sa dérivée est définie par :

$$S'(i_q) = R_s/L_s i_q + P\Omega i_d + P\Omega\phi f/L_s - V_q/L_s \quad (IV.27)$$

Durant le mode de glissement la surface (s) devient nulle de même que sa dérivée :

$$S'(s) = 0 \Rightarrow V_{qe} = R s i_q + (\varphi f + \dot{s}) \quad (IV.28)$$

$$\text{et } V_{qn} = 0$$

La condition $(s)(i_q) < 0$ est vérifiée afin d'assurer la convergence :

$$V_{qn} = K_q \cdot (s(i_q)) \quad (IV.29)$$

La commande V_q devient :

$$V_q = R s i_q + p' \Omega (\varphi f + L s \dot{i}_d) + K_q \sin(s(i_q)) \quad (IV.30)$$

IV.5. Avantage et inconvénients de la commande par mode glissant

IV.5.1 Avantage :

Il y'a plusieurs avantages pour la commande par mode glissant :

- ❖ la précision
- ❖ stabilité
- ❖ simplicité
- ❖ faible temps de réponse
- ❖ la robustesse.

IV.5.2. Inconvénients:

Néanmoins, elle présente aussi des inconvénients car cette technique fait appel à un grand effort de commande, chose qui peut détériorer les organes de commande. De plus, en réalité, on n'a pas le glissement idéal sur la surface mais des zigzags autour de celle-ci. Ce phénomène est appelé 'broutement' ou encore 'chattering', il engendre plusieurs effet indésirable sur la qualité et la réalisation de la commande et sur le système [43].

IV.6. Résultats de Simulation

Afin de tester la robustesse de la commande mode glissant, Trois tests Sont effectués de la manière suivante :

- ❖ Variation de la charge,

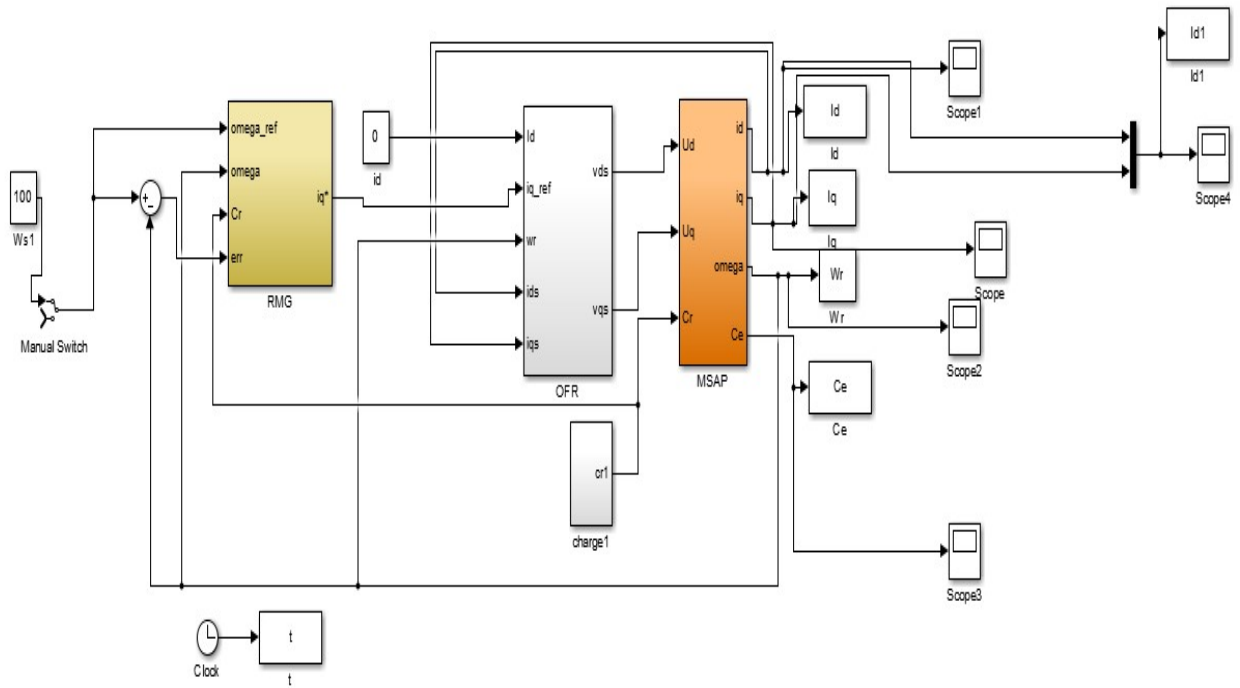


Figure IV.9: Schéma bloc de la MSAP commandée par mode glissant

En vide :

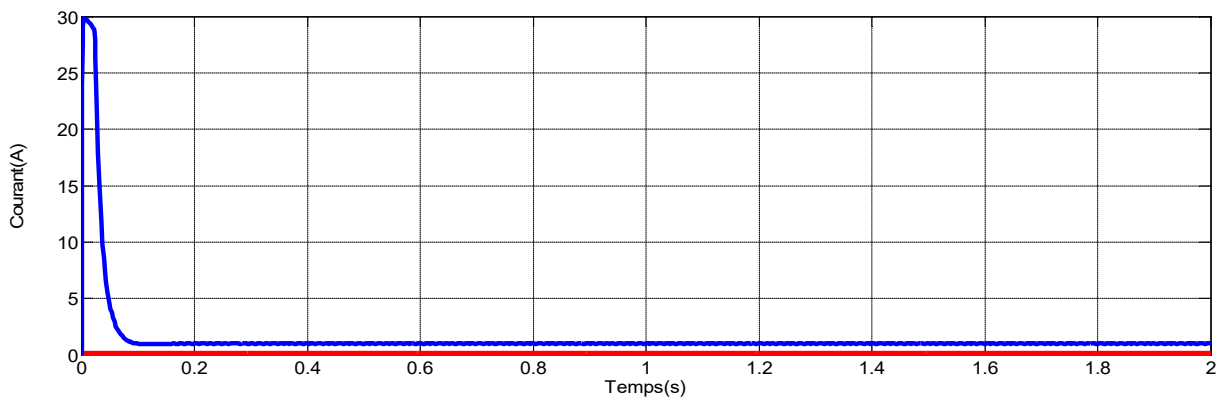


Figure IV.10 : Courant Id Iq(A)

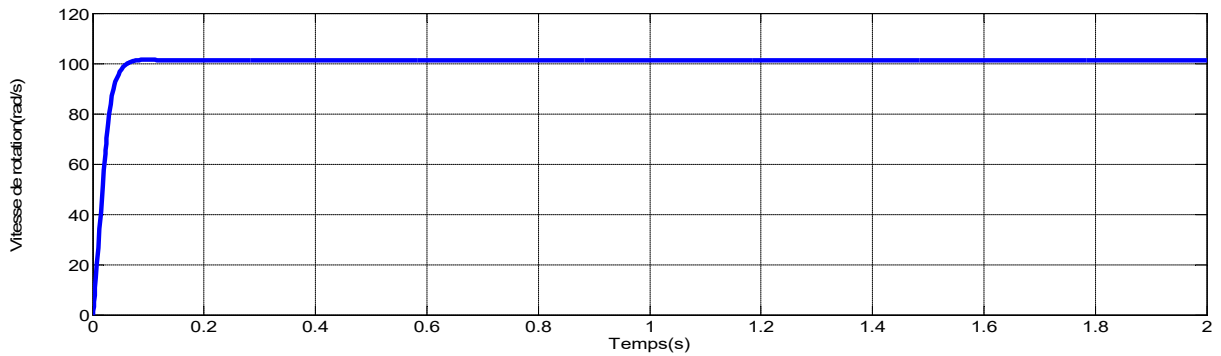


Figure IV.11 : Vitesse de rotation (rad/s)

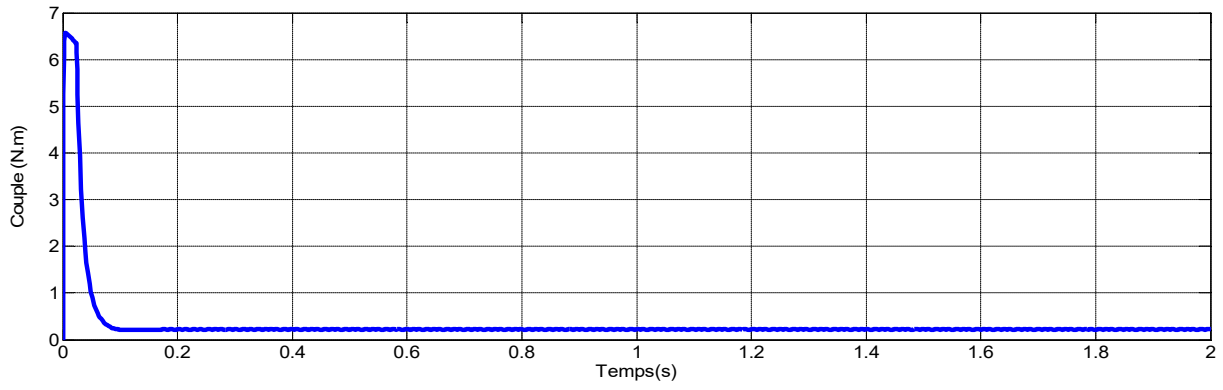


Figure IV.12: Couple (N.m)

En charge :

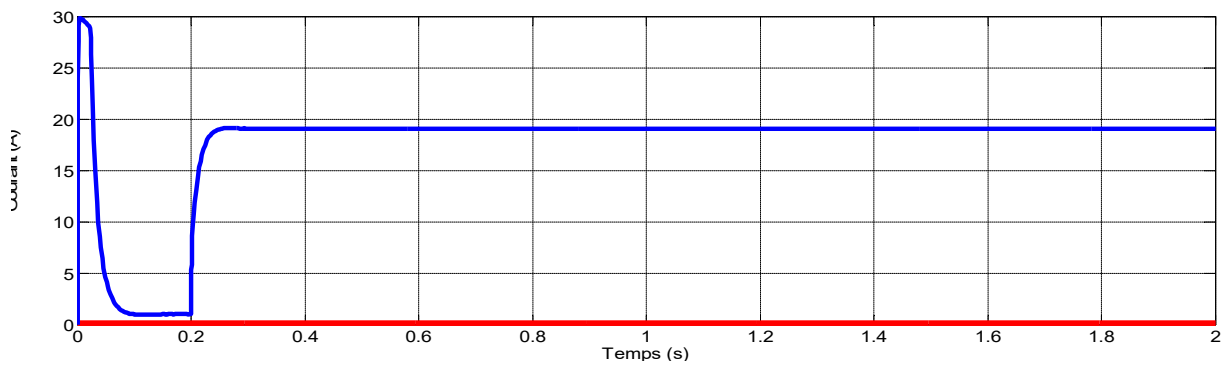


Figure IV.13: Courant Id Iq (A)

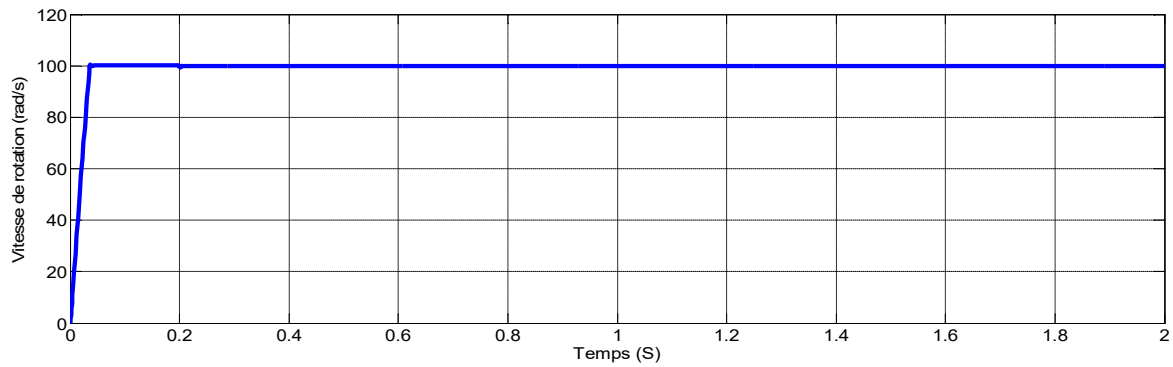


Figure IV.14: Vitesse de rotation (rad/s)

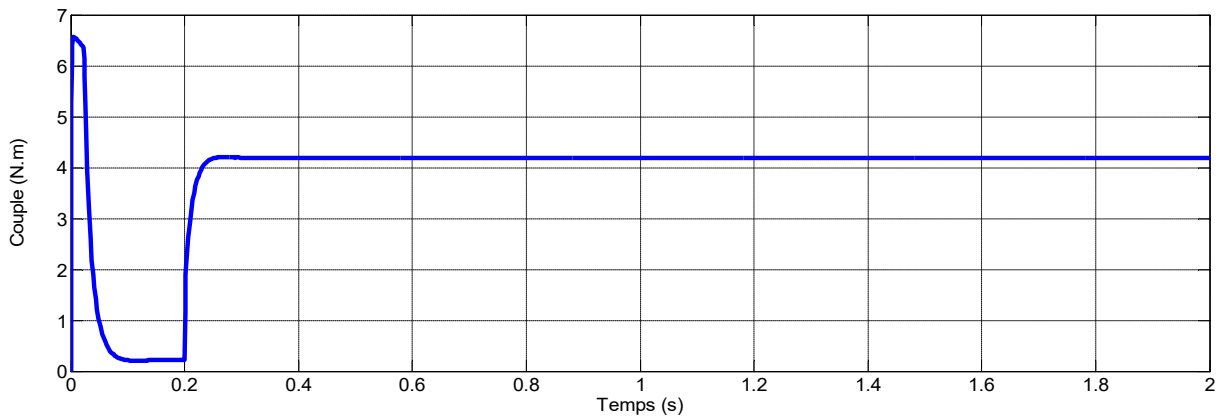


Figure IV.15: Couple (N.m)

IV.7. Interprétation des résultats

Les résultats de simulation montrent que la vitesse rotorique suite la vitesse de référence, sa réponse est rapide sans dépassement ni erreur statique, le couple électromagnétique subit un dépassement à chaque variation de charge puis il rejoint sa valeur finale et que l'allure du courant en quadrature est proportionnelle à celle du couple électromagnétique, ce qui montre de façon plus claire le découplage existant. On remarque aussi que le courant direct est confondu avec celle de référence.

IV.8. Comparaison au niveau de la variation de charge

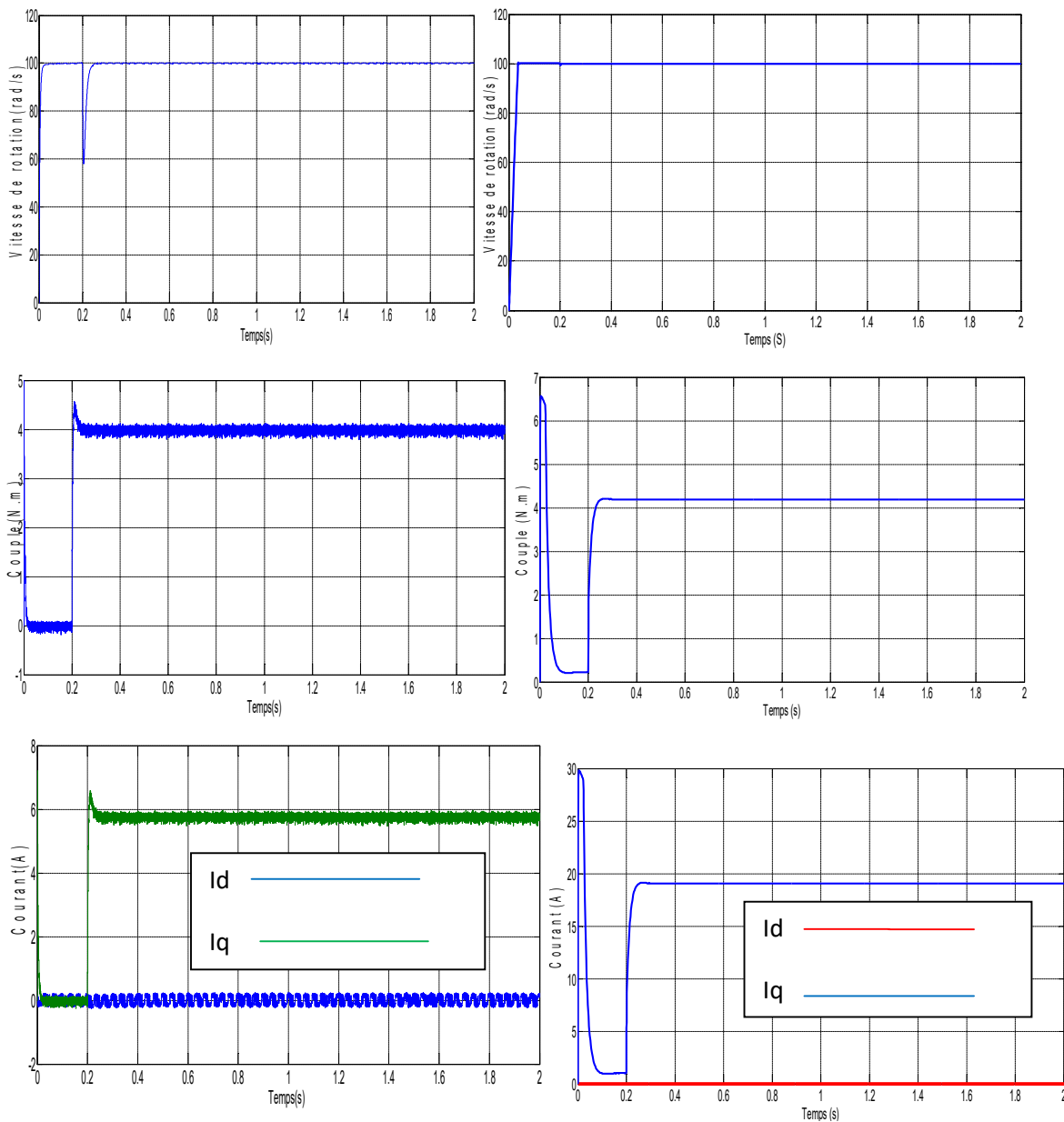


Figure. (IV.16) : Commande vectorielle

Figure. (IV.17) : Commande par mode de glissant

Les résultats de simulation montrent que à l'instant de l'application de la charge la vitesse subit à une diminution rejeté par la suite dans le cas de la commande vectorielle, par contre dans la commande par mode glissant la vitesse ne subit à aucun chute, on remarque aussi que le couple électromagnétique est fortement ondulée dans le cas de la commande par mode glissant. Donc on peut dire que la commande par mode glissant rejette la perturbation complètement mais possède l'inconvénient de crée les ondulations au niveaux du couple.

IV.9. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté système a structures variables en MG , conception de la commande par MG ,Détermination de loi de commande ,Application de la commande par MG à MSAP, avantages et Inconvénients de MG.

Les résultats de simulation nous montrent que les réponses avec la CSV pour l'asservissement en vitesse sont rapides et robustes lors des variations de la charge ou de la vitesse.

Finalement, on a présenté une étude comparative entre la commande vectorielle à régulateur PI et la CSV de la MSAP.

La commande par mode glissant présente plusieurs avantages tel que, robustesse, précision importante, stabilité et simplicité, temps de réponse très faible.

Conclusion Générale

Conclusion Générale

Les systèmes industriels ont souvent un comportement significativement non linéaire. La linéarisation autour d'un point de fonctionnement est souvent inadaptée pour les besoins de la commande, par conséquent il est important de développer des méthodes de commande pour les systèmes non linéaires. Pour notre cas le système non linéaire avec des incertitudes dans ses paramètres, c'est une Machine Synchrones à Aimants Permanents.

Le travail présenté dans ce mémoire à porter sur étude et la commande de MSAP.

Tout d'abord, nous avons abordé la constitution et modélisé la MSAP, ensuite, on a utilisé l'outil MATLAB/Simulink pour faire des simulations permettant de visualiser l'évolution des grandeurs électriques et mécaniques. Le modèle doit être capable de représenter fidèlement les différentes dynamiques. Cette modélisation est basée essentiellement sur la transformation de *Park*. Les machines synchrones utilisées en vitesse variable doivent être autopilotées, à travers l'utilisation d'un onduleur.

Dans ce travaille on a étudié la commande vectorielle.

La commande vectorielle de la MSAP associé à des régulateurs PI. Les résultats de simulation de l'entraînement sont dans l'ensemble acceptables. Ils montrent bien les performances de la commande vectorielle: la perturbation est rejetée en un temps très court, la réponse est rapide et le dépassement est négligeable. Cependant l'inconvénient majeur de cette technique de commande se manifeste lors des variations paramétriques de la machine.

Et à la fin La commande par mode glissant à fait l'objet d'un deuxième chapitre, c'est une

commande robuste liée aux systèmes à structures variables, dont le but est de palier les inconvénients des commandes classiques, vu que la commande à structures variables est par nature une commande non linéaire et que leur loi de commande se modifié d'une manière discontinue.

L'avantage de cette technique de régulation est la simplicité de mise en œuvre et la robustesse par rapport aux perturbations et aux incertitudes du système. Cependant

Conclusion Générale

le principal inconvénient du réglage par mode glissant réside dans l'existence d'une loi de contrôle discontinu produisant l'effet de Chattering.

Le dernier chapitre présent l'application de la commande par mode de glissement de la machine synchrone à aimant permanent et à la fin de ce chapitre on a donné les résultats de Simulation.

Finalement, on peut conclure que la commande par mode glissant montre de bonnes performances en suivi et en régulation de la vitesse (rapidité de réponse sans dépassement, sans erreur statique et un rejet de perturbation instantané).

Références Bibliographiques

Références Bibliographiques

- [1] **E. benyoussef** & S. ouanes « Estimation Parametrique de la Machine Asynchrone à induction » thèse d'ingénieur de l'université de M'sila, 2009.
- [2] **B. I. Bakhti** & N. S « Conception d'un observateur par mode glissant d'une machine à induction » Mémoire d'ingénieur de l'université de M'sila, 2007.
- [3] **K. Alameh**, « Contribution au diagnostic et à l'analyse de défauts d'une machine synchrone à aimants permanents », Automatique, Université de Normandie, 2017.
- [4] **R. Chauprade**, Francis Milsant, *Commande électronique des moteurs à courant alternatif – À l'usage de l'enseignement supérieur, écoles d'ingénieurs, facultés, CNAM*, Paris, éd. [Eyrolles](#), coll. « Ingénieurs EEA », 1980.
- [5] **R. Saou**, « Modélisation et optimisation de machines lentes à aimants permanents : Machines à double saillance et à inversion de flux », Thèse de doctorat d'état, ENP d'Alger, 2008.
- [6] **A. Kaddouri**, « Etude d'une commande non-linéaire adaptative d'une machine synchrone à aimants permanents », Thèse de Doctorat, Université de Laval, Québec, Novembre 2000.
- [7] **M. Ezzat**. « Commande non linéairesans capteur de la machine synchrone à aimants Permanents. Automatique / robotique ». Ecole centrale de Nantes. Français 2011.
- [8] **A. Hamichi, F. Benkerrou**, « Etude et modélisation d'une machine synchrone à aimant permanent », Mémoire de Master, Université de Bejaia, 2014.
- [9] **M. Ounnadi**, « Elaboration d'un model en régime dynamique d'une machine à aimant permanent », Mémoire de Magister, Université de Tizi-Ouzou, 2011.
- [10] **S. Hamache, Dj. Ghemeri** « Modélisation par éléments finis d'une machine synchrone à aimant permanent », Mémoires d'Ingénieur, Université de Bejaia

[11] **B. Boussad**, «contribution à la modélisation des systèmes couples machines convertisseurs : application aux machines à aimant permanents (BDCM-PMSM)», Thèse de doctorat à université MOULOUD MAMMERI TIZI-OUZOU, Février 2012

[12] **G.Lacroux**, « Les aimants permanents », Edition technique et documentation, 1989.

[13] **R.Saou**, « Modélisation et optimisation de machines lentes à aimants permanents : Machines à double saillance et à inversion de flux », Thèse de doctorat d'état, ENP d'Alger, 2008

[14] **A.Parviainen.**, « Design of axial flux permanent magnet low speed machines and Performance comparison between radial flux and axial flux machines, » thèse de Doctorat, Lappeenranta University of Technology, Finland, 2005.

[15] **B. Singh B.P, Singh, S. Dwivedi**, « A State of Art on Different Configurations of Permanent Magnet Brushless Machines» IE(I) Journal–EL, pp. 63-73, vol87, June 2006.

[16] **S.Ramdani**.Commande Par Backsteppin Du Moteur Synchrone A Aimants Permant Alimenté Par onduleur De Tension .Mémoire de Master , Université Aboubekr Belkaid Tlemcen, 2013.

[17] **A.Hamichi, F.Benkerrou**, « Etude et modélisation d'une machine synchrone à aimant permanent », Mémoire de Master, Université de Bejaia, 2014.

[18] **A. Ameur**, Commande sans capteur de vitesse par DTC d'une machine synchrone à aimants permanents dotée d'un observateur d'ordre complet à mode glissant, mémoire de magister, Université de Batna, 2005 .

[19] **M.I. Hemmami**, Commande sans capteur de Vitesse d'un Moteur Synchrone à Aimants Permanents (MSAP) par l'utilisation de la Commande directe du couple et d'un observateur de vitesse à Mode Glissant, mémoire de magister, Université de Biskra,

[20] **H.Abdellaoui**, Etude Expérimentale de la Position Rotorique d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents par Variables Eclectiques, mémoire de magister, Université de Tizi-Ouzou,

- [21] **M.S.Mahgoun**, «Application de La Commande H^∞ Aux Systèmes Linéaires Perturbés». Mémoire de Magister 2012.
- [22] **R. Abdessemed**, «Modélisation et simulation des machines électriques», Presse de Université de Batna, 2011.
- [23] **R.Abdessemed, M.Kadjoudj**, « Modélisation des Machines Electriques », Presses de L'Université de Batna ,1997.
- [24] **Leila Parsa**, «Performance Improvement Of Permanent Magnet AC Motors». Thèse Is of Doctoral, University of Science and Technology, Tehran, Iran, May 2005.
- [25] **M.S. Merzoug, 2008**. «Étude comparative des performances d'un DTC et d'un FOC d'une machine synchrone à aimants permanents (MSAP) », Mémoire de magistère, Université de Batna.
- [26] **H.Aid et W.Aina, 2013**. « Synthèse de lois de commande non-linéaires pour un entraînement électrique à vitesse variable basé sur un moteur synchrone à aimants permanents», Mémoire de Master, Université Abou Bekr Belkaïd Tlemcen.
- [27] **F. Boumaaza, 2014**. « commande non linéaire par linéarisation entrée-sortie de la machine synchrone à aimants permanents», mémoire de master, université Larbi Ben M'Hidi-Oum Elbouaghi-.
- [28] **N.Bounasla**. «Commande Par Mode de Glissement D'ordre Supérieur de La Machine Synchrone à Aimants Permanents» Mémoire de Magister en Electrotechnique 2014.
- [29] **R. Sadouni**, « Commande par mode glissant flou d'une machine asynchrone à double étoile», Mémoire de Magister, Université de Sidi Bel Abbès, 2010.
- [30] **K. Nabti**, «Stratégies de commande et techniques intelligentes appliquées aux machines de type synchrone», Thèse de Doctorat, Université de Constantine, 2010

[31] **G. Grellet**, and G. Clerc, « Actionneur électriques, principes, modèles, commande » Eyrolles, 1997.

[32] **H. Amrous**, « Commandes adaptatives d'une machine synchrone à aimants permanents », Mémoire de Magister, Ecole Nationale Polytechnique, 2009.

[33] **F. Benchabane**, « Commande en position et en vitesse par mode de glissement d'un moteur synchrone triphasé à aimants permanents avec minimisation du chattering », Mémoire de Magister, Université de Biskra, 2005.

[34] **N.S. Amirouche**, « Contribution à la commande adaptative et neuronale d'une machine synchrone à aimants permanents », Thèse de Doctorat, Ecole Nationale Polytechnique, 2007.

[35] **H.Aid et W.Aina, 2013.** « Synthèse de lois de commande non-linéaires pour un entraînement électrique à vitesse variable basé sur un moteur synchrone à aimants permanents », Mémoire de Master, Université Abou BekrBelkaïd Tlemcen.

[36] **H. Bouchareb.** « Observateur non linéaire mode glissant », mémoire de magister, université Ferhat Abbas-Setif1, **2013.**

[37] **H. Med. Lyes.** « commande sans capteur de vitesse d'un moteur synchrone à aimant permanent par l'utilisation de la commande directe du couple et d'un observateur de vitesse à mode glissant », université Med.Khider-Beskra-.

[38] **H. Amrous**, « Commandes adaptatives d'une machine synchrone à aimants permanents », Mémoire de Magister, Ecole Nationale Polytechnique, 2009.

[39] **V. Bregeault**, « Quelques contributions à la théorie de la commande par modes glissants », Thèse de Doctorat, École Centrale de Nantes, 2010.

[40] **I. Deghboudj**, « Commande des systèmes non linéaires par mode glissant d'ordre supérieur », Mémoire de Magister, Université de Constantine 1, 2013.

[41] **M. Kercha, 2005.** « Commande par mode de glissement d'un moteur pas à pas à aimant permanent», Mémoire de magister, université de Batna.

[42] **A. E. Khaldi,** « Diagnostic et Commande d'une Machine Synchrone a Aimants Permanents», Mémoire de magistère, Ecole Nationale Polytechnique, El- Harrach, 2006.

[43] **N.Bounasla.** « Commande Par Mode de Glissement D'ordre Supérieur de La Machine Synchrone a Aimants Permanents» Mémoire de Magister en Electrotechnique 2014.