

UNIVERSITE KASDI MERBAH OUARGLA

Faculté des Sciences Appliquées

Département de Génie Electrique



Mémoire

MASTER ACADEMIQUE

Domaine : Sciences et technologies

Filière : Electrotechnique

Spécialité : Machines électriques

Présenté par :

Danoune Imad El Ddine abd El Bassat

Hachemi Abdelmalek

Thème:

**COMMANDE DE VITESSE PAR MODE GLISSANT
D'UNE MACHINE SYNCHRONNE À AIMANTS
PERMANENTS**

Soumis au jury composé de :

Mr Bourek Yacine	MCA	Président	UKM Ouargla
Mr Benyoussef El akhdar	MCA	Encadrant/rapporteur	UKM Ouargla
Mr Ider Zahir	MAA	Examineur	UKM Ouargla

Année universitaire 2021/2022



Remerciements

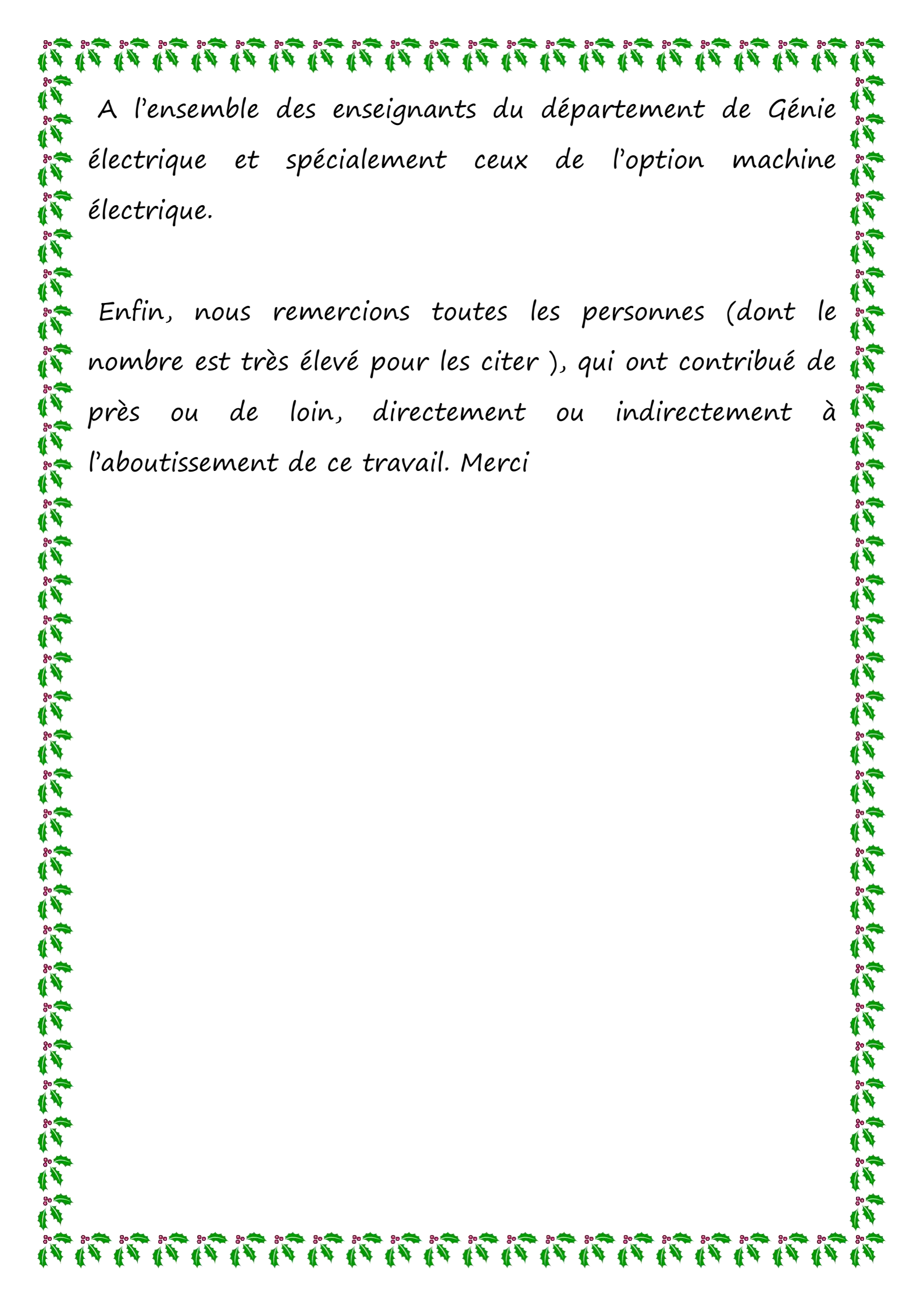
Nous remercions ALLAH qui nous a donné la force et la patience Pour terminer ce travail.

Nous exprimons nos sincères remerciements :

Un remerciement particulier à Monsieur Benyoussef Elakhdar Docteur à l'Université de Kasdi Merbah Ouargla ,pour son soutien, ses conseils et son encadrement que nous ont été bénéficié pour mener à bien ce travail.

Nous exprimons notre reconnaissance à Monsieur Bourek yacine docteur à l'Université de Kasdi Merbah Ouargla, pour avoir bien voulu accepter de présider le jury.

Ainsi, nous remercions vivement Monsieur Ider zahir docteur à l'Université de Kasdi Merbah Ouargla, pour avoir accepté d'examiner ce mémoire.



A l'ensemble des enseignants du département de Génie électrique et spécialement ceux de l'option machine électrique.

Enfin, nous remercions toutes les personnes (dont le nombre est très élevé pour les citer), qui ont contribué de près ou de loin, directement ou indirectement à l'aboutissement de ce travail. Merci



Dédicace

Je dédie ce mémoire à :

L'esprit de mon père pur

Ma mère

Et

Mes frères chacun son nom ; les deux grands mère

Et

Mes sœur chacun son noms Mes enseignant et tout

ma

famille chacun son nom



Dédicace

Je dédie ce mémoire à :

*Les deux personnes les plus chères à mon cœur,
mon père et ma mère, qui m'ont apporté soutien et
confort tout au long de mes études*

Le Résumé

Résumé :

Aujourd'hui, les moteurs synchrones à aimants permanents (MSAP) sont recommandés dans plusieurs domaines industrielle tel que transportation et Aéronautologie. Ceci est dû au fait qu'ils sont simples, fiables et moins encombrants que les moteurs à courant continu. Ainsi, leur construction est plus simple puisque ils n'ont pas des interfaces mécaniques entre le partie mobile et celle statique. Par conséquent il s'augmente leur durée de vie et évite un entretien permanent.

Dans le cadre d'améliorer les performances de la commande de la machine synchrone à aimants permanents « MSAP », nous présentons la technique de la commande vectorielle régulée par mode glissant.

Dans une première partie, On a présentée une étude de modélisation et simulation de la machine synchrone à aimants permanents « MSAP », alimentée par un réseau triphasé.

Dans une deuxième partie, On a présentée une étude de modélisation et commande de la machine synchrone à aimants permanents « MSAP », alimentée par un onduleur de tension et contrôlé par la technique MLI sinus-triangle.

Dans la troisième partie la commande vectorielle PI a été introduit et utilisé dans le but d'avoir un modèle découplé « découplage entre le couple et le flux » et pour passer à une commande simplifiée ou on se rapproche d'un modèle linéaire. Et cette technique de commande permet d'assimiler la « MSAP » à la machine à courant Continu à excitation séparée du point de vue couple. Un régulateur PI classique est utilisé pour la commande de la vitesse. Cependant, donne des résultats acceptables mais pas aussi performances.

Une étude générale sur le mode glissant présentée suivant a été appliquée pour le contrôle de la vitesse de la MSAP.

Dans la dernière partie nous intéressons dans ce cas par CV, Cette nouvelle technique de commande adaptative, a permis de répondre aux objectifs espérés, notamment, le rejet de perturbations. et pour obtenir les meilleurs résultats.

Mots Clés : MSAP, Onduleur triphasé, Commande vectorielle, Commande à structure variable, commande vectorielle régulée par mode glissant.

ملخص:

اليوم، يوصى باستخدام المحركات المتزامنة ذات المغناطيس الدائم (PMSM) في العديد من المجالات الصناعية مثل النقل والملاحة الجوية. هذا لأنها بسيطة و موثوقة وأقل حجماً من محركات التيار المستمر. وبالتالي ، فإن بنائها أبسط لأنها لا تحتوي على واجهات ميكانيكية بين الجزء المتحرك والجزء الثابت. نتيجة لذلك، يزيد من عمرهم ويتجنب الصيانة الدائمة.

في سياق تحسين أداء التحكم في الآلة المتزامنة ذات المغناطيس الدائم "MSAP" ، نقدم تقنية التحكم في شعاعي التي ينظمها الوضع الانزلاق.

في الجزء الأول ، قدمنا دراسة لنمذجة ومحاكاة الآلة المتزامنة بمغناطيس دائم "MSAP" ، التي توفرها شبكة ثلاثية الطور.

في الجزء الثاني ، قدمنا دراسة عن النمذجة والتحكم في الآلة المتزامنة ذات المغناطيس الدائم "MSAP" ، المزود بعاكس للجهود ويتم التحكم فيه بواسطة تقنية sine-delta PWM.

في الجزء الثالث، تم إدخال التحكم في ناقل PI واستخدامه من أجل الحصول على نموذج منفصل "فصل بين عزم الدوران والتدفق" والتحول إلى تحكم مبسط أو تقترب من نموذج خطي. وتتيح تقنية التحكم هذه استيعاب "MSAP" في آلة التيار المستمر

بإثارة منفصلة من وجهة نظر عزم الدوران. يتم استخدام وحدة تحكم PI التقليدية للتحكم في السرعة. ومع ذلك ، يعطي نتائج مقبولة ولكن ليس كأداء.

تم تطبيق دراسة عامة حول الوضع المنزلق الموضح أدناه للتحكم في سرعة PMSM.

في الجزء الأخير نحن مهتمون بهذه الحالة من خلال السيرة الذاتية ، لقد أتاحت تقنية التحكم التكيفية الجديدة هذه تلبية الأهداف المتوقعة ، على وجه الخصوص ، رفض الاضطرابات والحصول على أفضل النتائج.

Summary:

In nowadays, permanent magnet synchronous motors (PMSM) are recommended in several industrial fields such as transportation and Aeronautics. This is because they are simple, reliable and less bulky than DC motors. Thus, their construction is simpler since they do not have mechanical interfaces between the mobile part and the static one. As a result, it increases their lifespan and avoids permanent maintenance.

In the context of improving the performance of the control of the permanent magnet synchronous machine "MSAP", we present the technique of vector control regulated by sliding mode.

In the first part, we presented a study of modeling and simulation of the synchronous machine with permanent magnets "MSAP", supplied by a three-phase network.

In a second part, we presented a study of modeling and control of the synchronous machine with permanent magnets "MSAP", supplied by a voltage inverter and controlled by the sine-delta PWM technique.

In the third part the PI vector control was introduced and used in order to have a decoupled model "decoupling between the torque and the flux" and to switch to a simplified control or we approach a linear model. And this control technique makes it possible to assimilate the "MSAP" to the DC machine with separate excitation from the torque point of view. A conventional PI controller is used for speed control. However, it gives acceptable results but not as performance.

A general study on the sliding mode presented below was applied for the speed control of the PMSM.

In the last part we are interested in this case by CV, This new adaptive control technique has made it possible to meet the expected objectives, in particular, the rejection of disturbances and to obtain the best results.

*Tableau des
matériaux*

Sommaire

Remercîments	
Dédicace	
Tableau des matières	
tableau des figures	
List des LISTE DES NOTATIONS ET ABREVIATIONS	
Introduction général	
Chapitre I : modélisation de L'MSAP	
I.1 introduction	6
I.2.Principe de fonctionnement de la MSAP ;	
I.3.Avantages et inconvénients de la MSAP :	
II.3.1. Les avantage :	8
I.3.2. Les inconvénients :	
I.4. Modèle de la MSAP :	9
I.4.1. Mise en équations de la MSAP dans le repère (a-b-c) :	
I.4.2. Equations de tensions et flux	10
I.4.3. Les équations mécaniques :	
I.5. transformation de Park (le repère d, q):	12
I.5.1. Expression de la puissance et du couple électromagnétique :	15
I.6. Schéma fonctionnelle de la MSAP :	
I.7.Résultats de simulation :	16
I.7.1.Schéma de bloc du modèle de la MSAP Sans onduleur :	

I.7.2. Résultats de simulation de la MSAP :	17
I.7.3. Interprétation des résultats :	20
I.12. Conclusion	21
<i>Chapitre II : Modélisation du convertisseur statique</i>	
II.1.Introduction	23
II.2.Modélisation du convertisseur statique :	
II.2.1. Source électrique à courant alternatif :	24
II.2.2. Redressement triphasé non commandé double alternance :	
II.2.2.1. Principe du fonctionnement :	
II.2.2.2. Valeur moyenne de la tension redressée	25
II.2.3.Filtrage :	
II.2.4. Onduleur :	26
II.2.4.1. Principe de fonctionnement d'un onduleur de tension triphasé :	26
II.3. Modélisation de l'onduleur triphasé de tension à deux niveaux :	27
II.4. Différents méthodes de commande des interrupteurs :	29
II.4.1.Commande de l'onduleur de tension à MLI naturelle (sinus-triangle) :	
II.4.1.1. Principe de la commande par (MLI sinus-triangle) :	
II.5. Résultats de simulation de l'onduleur :	32
II.6. Interprétation des résultats :	33

II.7. Conclusion :	34
<i>Chapitre III : commande vectorielle de la MSAP et Mode glissant</i>	
III.1. Introduction :	36
III.2. Commande vectorielle de la MSAP par régulateur PI	37
III.2.1. Principe de la commande vectorielle	
III.2.2. Découplage	38
III.2.3. Découplage par compensation	39
III.2.4. Description du système global :	40
III.3. La régulation	
III.3.1. Calcul des régulateurs	41
a- Détermination des régulateurs de courants	
b. Détermination du régulateur de vitesse :	43
III.4. Schéma fonctionnelle de la commande vectorielle :	45
III.5. Simulations du comportement du MSAP associé à la commande	
III.6. La commande par mode glissant:	
III.6.1. Système à structure variable	50
III.6.2. Principe de la commande à structure variable par régime glissant	50
III.6.2.3. Conception de la Commande par Mode de Glissement :	
III.6.3.1. Choix de la surface de glissement	51

III.6.3.2 Conditions d'existence de la convergence :	53
III.6.4. Détermination de loi de commande	54
III.6.4.1. La commande équivalente	
III.6.4.2. Commande signe	55
III.6.4.3. Commande continue avec composante intégrale	
III.6.5. Synthèse des régulateurs pour la stratégie avec deux surfaces :	56
III.6.5.1 Réglage de vitesse :	
III.6.5.2. Réglage de courant I_{ds} :	57
III.7. Schéma fonctionnelle de la commande vectorielle par mode glissant:	58
III.8. Simulations du comportement du MSAP associé à la commande MG :	58
III.11. Étude comparative :	62
III.12. Conclusion	63
<i>Conclusion générale</i>	
<i>Résumé</i>	
<i>Les références bibliographie</i>	
<i>Les annexes</i>	

*Tableau des
figures*

CHAPITRE I : MODÉLISATION DE L'MSAP	
Figure (I.1): stator d'un MSAP.	7
Figure (I.2): Emplacement des aimants dans le rotor : a) aimants en surface, b) aimants insérés, c) aimants enterrés, d) aimants à concentration du flux [6].	7
Figure(I.3) : Représentation d'une machine synchrone à aimants permanents [6].	10
Figure (I.4): Représentation du moteur synchrone à aimants dans le repère d-q ainsi que α - β .	13
Figure (I.5) : Schéma bloc d'une MSAP alimentée en tension	16
Figure (I.6) : Schéma de simulation de la MSAP alimentée par un réseau triphasé.	17
Figure (I.7) : Résultats de simulation de la MSAP alimentée par un réseau triphasé à vide : a: les réponses de la vitesse de la machine. b : la réponse de couple de la machine. c : la réponse du courant traverse la machine.	17 18 18
Figure (I.8) : Résultats de simulation de la MSAP alimentée par un réseau triphasé avec charge : a: les réponses de la vitesse de la machine. b : la réponse de couple de la machine. c : la réponse du courant traverse la machine.	19
CHAPITRE II : MODÉLISATION DU CONVERTISSEUR STATIQUE	
Figure (II.1) : structure de l'alimentation de la MSAP.	23
Figure (III.2) : structure d'un redresseur triphasé.	24
Figure (II.3) : l'allure de tension redresse.	25
Figure(II.4) : Représentation d'un filtre passe- bas	25
Figure (II.5) : schéma fonctionnelle d'un onduleur.	26
Figure (II.6) : Schéma de l'onduleur de tension.	27
Figure (II.7) : Représentation d'un onduleur triphasé de tension à deux niveaux.	27
Figure (II.8) : Génération d'une MLI naturelle pour un signal de la porteuse de 1 kHz (a) et de 2kHz (b)	30-31
Figure (II.9 a et b) : Résultats de simulation des allures de tension et du courant statorique de la MSAP alimentée par onduleur de tension avec charge.	32
CHAPITRE III : COMMANDE VECTORIELLE DE LA MSAP ET MODE GLISSANT	
Figure (III.1) : Ensemble Commande-Onduleur-Machine.	37
Figure (III.2) : Description des couplages.	39

Figure (III.3): Découplage par compensation	40
Figure (III.4): Commande découplé.	
Figure (III.5): Schéma global de la commande vectorielle de la Machine Synchrone à aimants permanents.	41
Figure (III.6): Boucle de régulation du courant Id.	42
Figure (III.7): Boucle de régulation de vitesse	44
Figure (III.8) : schéma fonctionnelle	45
Figure (III.9) : Résultats de simulation de la commande vectorielle du MSAP pour un démarrage à vide puis on applique une couple de charge : a : les réponses de la vitesse de la machine. b : la réponse de couple de la machine. c : la réponse du courant traverse la machine.	46
Figure (III.10): Résultats de simulation de la commande vectorielle du MSAP pour l'augmentation de vitesse : a: les réponses de la vitesse de la machine. b : la réponse de couple de la machine. c : la réponse du courant traverse la machine.	47
Figure (III.11): Résultats de simulation de la commande vectorielle du MSAP pour l'inversion de vitesse. a: les réponses de la vitesse de la machine. b : la réponse de couple de la machine. c : la réponse du courant traverse la machine.	48
Figure (III.12) : Linéarisation exacte de l'écart	52
Figure (III.13). Les différents modes pour la trajectoire dans le plan de Phase.	53
Figure(III.14) : Commande équivalente Ueq.	55
Figure (III.15) : Fonction sign.	
Figure (III.16) : Commande rendue continue.	56
Figure (III.17) : schéma fonctionnelle.	58
Figure (III.18) : Résultats de simulation de la commande par mode glissant du MSAP pour un démarrage à vide puis on applique une couple de charge. a: les réponses de la vitesse de la machine.	59

b : la réponse de couple de la machine. c : la réponse du courant traverse la machine.	
Figure (III.19): Résultats de simulation de la commande par mode glissant du MSAP pour l'augmentation de vitesse. a: les réponses de la vitesse de la machine. b : la réponse de couple de la machine. c : la réponse du courant traverse la machine.	60
Figure (III.20): Résultats de simulation de la commande par mode glissant du MSAP pour l'inversion de vitesse. a: les réponses de la vitesse de la machine. b : la réponse de couple de la machine. c : la réponse du courant traverse la machine.	61

***LISTE DES
NOTATIONS ET
ABREVIATIONS***

LISTE DES NOTATIONS ET ABREVIATIONS

MSAP	Machine synchrone à aimant permanent
MCC	Machine à courant continu
MLI	Modulation par largeur d'impulsion
PI	Correcteur Proportionnel intégrale
CMG	Commande par mode glissants
CSV	Commande à structure variable
MC	Mode de convergence
MG	Mode de glissement
F.e.m	Force électromotrice
F.m.m	Forces magnétomotrices
F_{BO}	Fonction de transfert en boucle ouverte
F_{BF}	Fonction transfert en boucle de fermée
CV	Commande vectorielle
d,q	Composantes de Park (lié au rotor) directe et quadrature
t	Temp(s)
P et S	Opérateur de la Place d/dt
$[V_a \ V_b \ V_c]^t$	Vecteur tension des phases statoriques
$[I_a \ I_b \ I_c]^t$	Vecteur tension des phases statoriques
$[\psi_a \ \psi_b \ \psi_c]^t$	Vecteur des flux traversant les bobines statoriques
R_s	La résistance des phases statoriques
L_s	Inductance statorique
L_d	Inductance dans l'axe (d)
L_q	Inductance dans l'axe(q)
Ω	La vitesse de rotation en rad/s
P	Nombre de pair de pole
C_{em}	Couple électromagnétique
J	Inert
C_r	Couple résistant
ω	Pulsation électrique
ω_r	Vitesse de rotation de la machine
Ψ, ϕ	Flux
ψ_f	Flux des aimants
C_e	Le couple électromagnétique délivré par le moteur
[C]	La matrice de transformation directe de Concordia
[P] et [P] ⁻¹	La matrice de passage directe et inverse de park
ψ_d	Constante indiquant le champ dû à l'aimantation permanente du rotor
$V_{ao}; V_{bo}; V_{co}$	Les tensions à l'entrée de l'onduleur
V_{ao}, V_{bo}, V_{co}	Tensions simple de la machine
N	L'indice de neutre de l'onduleur
f_p	Fréquence de la porteuse
f_r	Fréquence de la référence
S	Opérateur de Laplace
S(x)	Surface de glissement de la variable x
K_i	L'action intégrale du régulateur
τ	Constante de temps électrique
ε_v	Facteur d'amortissement
K_p	L'action proportionnelle du régulateur

Ω_{ref}	Vitesse de référence
I_{dref}	Courant d de référence
I_{qref}	Courant q de référence
$e_d \cdot e_q$	Composantes de la force électromotrice de compensation
T_r	temps de réponse imposé.
R.MGO1	Régulateur par Mode Glissement d'Ordre 1
$\mathcal{E}(x)$	L'écart entre la valeur estimée et l'état réel
$e(x)$	Ecart de la variable à régler
$\lambda(x)$	Constante positive qui interprète la bande passante du contrôle désiré
K	Gain positif
t	Temps

***Introduction
général***

Introduction général :

Les moteurs électriques sont aujourd'hui présents dans toutes les branches de l'industrie. Ils constituent la force motrice principale de nombreux processus. Le domaine des transports fait aussi largement appel aux moteurs électriques. La traction ferroviaire est depuis longtemps acquise à cette technique.

Historiquement, le moteur à courant continu a parfaitement assuré le fonctionnement de la plupart d'équipements industriels. Cependant, ce type d'actionneurs présente des inconvénients majeurs de par son coût élevé, ses limitations en puissance et en vitesse, des difficultés de maintenance...etc.

Le défaut reste le collecteur mécanique que l'on tolère mal dans certains environnements et qui fait augmenter les coûts d'entretien, ces contraintes ont dirigé les études vers les entraînements équipés de machines à courant alternatif, dans cette dernière on distingue deux familles essentielles des machines tournantes à courant alternatif on trouve les machines synchrones et les machines asynchrones

Les machines asynchrones ont nombreux des avantages tels que sa robustesse et ont une construction simple qui limite le coût de fabrication et l'absence des liaisons mécaniques entre la partie statique et ce qui tourne s'augmente le cycle de vie de cette dernière a des pertes liées au rotor, les machines synchrones à rotor bobiné présentent le même problème de MCC donc nous restons rien que la MSAP.

Au cours de ces dernières années les Moteurs Synchrones à Aimants Permanents MSAP ont aussi pris une place concurrente dans le secteur industriel et particulièrement les secteurs de pointe comme l'aéronautique, le nucléaire, la chimie ou encore le ferroviaire, et c'est dû essentiellement à leurs efficacités énergétiques et leur simplicité de construction et d'exploitation ce fonction nous offrons un relativement longévité dure de vie et qui limite le coût et augmente le rapport de puissance massique et addition à sa robustesse.

Dans ces vingt dernières années, le domaine de la conversion de l'énergie électrique a été marqué, comme de nombreux autres domaines, par la révolution de l'électronique de puissance et de la microinformatique. Les méthodes classiques de variation de vitesse (mécaniques et électromécaniques) ont été peu à peu dépassées par des ensembles associant des convertisseurs statiques à des moteurs électriques.

En effet 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, 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.

Il existe de nombreux principes de commande des MSAP, parmi lesquels l'application des techniques de la commande vectorielle qui se distingue comme un outil puissant et efficace, dotant la MSAP de performances dynamiques aussi satisfaisantes que les MCC, mais posant entre autre un problème majeur dû à la variation des paramètres pendant le fonctionnement et les perturbations inconnues et par conséquent, la conservation de la nature non linéaire de la machine, la poursuite de trajectoires prédéterminées, la robustesse aux variations des paramètres et le rejet des perturbations inconnues avec une réponse performante sont les objectifs à satisfaire lors d'une mise en œuvre d'une stratégie de commande.

On propose alors la synthèse d'une loi de commande utilisant une technique réursive, La commande à structure variable (CSV) [4-6], est une commande non linéaire, possède cette robustesse, fut largement adoptée et a montré son efficacité dans de nombreuses applications. Elle change la structure de commande en fonction de l'état du système, en assurant de bonnes performances du système et une robustesse vis-à-vis des perturbations externes et des variations paramétriques. Le régime permanent du système dans ce cas est appelé mode de glissement [7]. C'est à dire que la trajectoire d'état du système est amenée vers une hypersurface dite surface de glissement et commute autour de cette surface jusqu'au point d'équilibre. L'inconvénient majeur des modes glissants classique du premier ordre est l'apparition du Chattering ou broutement [8-11]. La cause principale de ce broutement a été identifiée comme étant la présence de dynamiques parasites non modélisées dans le dispositif de commutation [12].

L'objectif de ce présent travail est l'étude du comportement dynamique de la machine synchrone à aimants permanents lors d'un réglage de vitesse par des régulateurs classiques (PI) et par des régulateurs à base de mode glissement classique d'ordre deux, Pour pallier à ce problème en préposé Ce travail qui répartir en trois chapitres.

Le premier chapitre présente les généralités sur les machines synchrone à aimant permanents. Une étude bibliographique sur les différents constituants de la MSAP et les caractéristiques des aimants permanents utilisés dans la fabrication de ces machines, ensuite nous aborderons un bref aperçu sur le principe de fonctionnement, le domaine d'application et quelques avantages et inconvénients de ces actionneurs, et après la modélisation dynamique de la

machine synchrone à aimants permanents dans les hypothèses simplificatrices de linéarité. Par L'utilisation de la transformation de Park qui permet d'obtenir un modèle plus simple.

Le deuxième chapitre concerne la modélisation de l'onduleur à deux niveaux, et les différentes stratégies de commande qui peut être appliquée sur cet onduleur.

Le deuxième chapitre fera l'objet de l'application de la commande vectorielle à la machine synchrone à aimants permanents. La vitesse est réglée par un régulateur classique de type PI, ensuite en consacré à l'application de la commande par mode glissement classique à la MSAP, on a utilisé la stratégie à deux surfaces.

Charitre I :
modélisation
de MSAP

I.1. Introduction :

L'évolution des aimants permanents modernes, qu'ils soient à base d'alliages métalliques (Alnico), d'oxydes métalliques (ferrites durs anisotrope) ou de terres rares (SmCo, NdFeB) leur a permis d'être utilisés comme inducteurs dans les machines synchrones.

La machine synchrone à aimants permanents représente aujourd'hui une part importante du marché des convertisseurs électromécaniques d'énergie. Elle couvre une gamme de puissance très étendue de quelques watts à des dizaines de mégawatts

Dans ce chapitre, nous rappelons en premier lieu le principe des machines synchrones à aimants permanents et les différents types de rotors. Ensuite, nous détaillons la modélisation de la MSAP.

I.2. présentation de la MSAP:

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

La MSAP possède la même structure que toutes les machines électriques à savoir, un stator et un rotor. Le stator de la MSAP est identique à celui de la machine synchrone, mais la différence entre les deux machines réside dans le rotor, car on trouvera dans la MSAP un rotor à base d'aimants permanents suivie moi pour plus des détails:

Le stator ou induit: est similaire à celui de la machine asynchrone. Il se compose d'un bobinage distribue triphasé, tel que les forces électromotrices générées par la rotation du champ rotorique soient sinusoïdales ou trapézoïdales. Ce bobinage est représenté parles trois axes (a, b, c) déphasés, l'un par rapport à l'autre, de 120° électriques, logés dans les encoches du circuit magnétique fixe. Ce dernier est feuilleté afin de réduire les courants de Foucault et de limiter les pertes relie a le fer le circuit magnétique. Il est généralement construit en tôle à base d'alliage fer-silicium qui permet l'obtention d'une induction élevée (relativement) la figure suivant se donné une peu plus proche image:

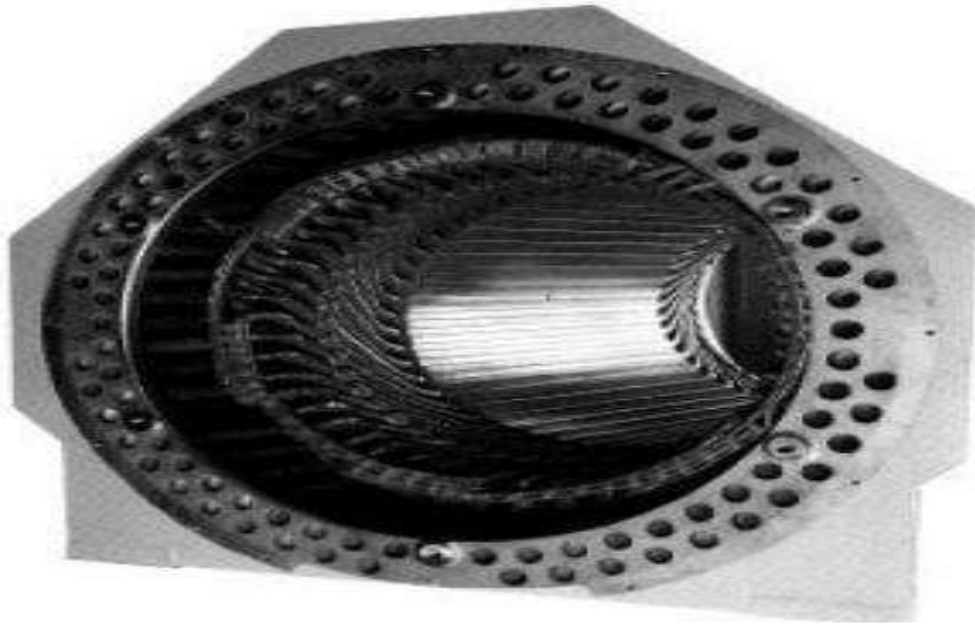


Figure (I.1): stator d'un MSAP.

Le rotor ou inducteur : c'est la partie tournante de la machine, il se compose d'aimants permanents. Ce dernier présente l'avantage d'éliminer la besoin des groupe collecteur balaise ce qui résultant a l'élimination des pertes dissipe au rotor, le rotor de l'MSAP pouvant être un de plusieurs type de l'aiment permanant a plusieurs configurations et des montages en couvre une part de ce largement éloignée des cotes.

Nous pouvons distinguer quatre types de rotors de la MSAP selon le placement des aimants permanents [6] comme le montre la figure(I.2)

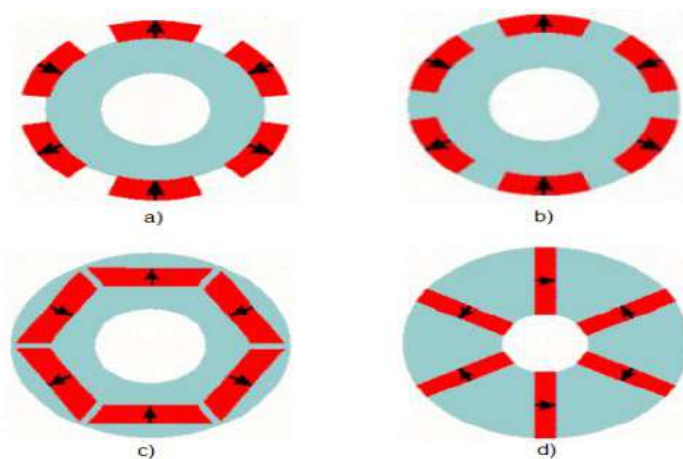


Figure (I.2): Emplacement des aimants dans le rotor : a) aimants en surface, b) aimants insérés, c) aimants enterrés, d) aimants à concentration du flux [6].

- **Aimants permanents montés en surface :**

Les aimants sont déposés sur la surface du rotor dans une direction radiale. Les principaux avantages de ce type sont l'absence de saillance (rapport de saillance = 1) et le faible coût de fabrication vu sa simplicité.

L'inconvénient majeur est l'exposition des aimants permanents à des forces centrifuges qui peuvent les faire décoller du rotor d'où l'utilisation d'un dispositif mécanique pour les maintenir. Ceci limite leur présence dans les applications à faible vitesse de rotation [6].

- **Aimants permanents insérés:**

Dans cette structure, les aimants sont insérés à la surface du rotor ce qui leur permet d'avoir une bonne tenue mécanique sans aucun dispositif auxiliaire [6].

Le jeu entre les aimants est rempli avec le fer ce qui crée une saillance par rapport aux aimants montés en surface (rapport de saillance >1).

- **Aimants permanents enterrés :**

Les aimants sont enterrés à l'intérieur du rotor ce qui garantit une robustesse mécanique. Ils sont bien protégés contre les forces centrifuges ce qui favorise leur présence dans les applications à grande vitesse de rotation [5].

- **Aimants permanents à concentration de flux:**

Les aimants dans cette structure sont enterrés profondément à l'intérieur du rotor. Cette structure offre la possibilité de concentrer le flux généré par les aimants permanents dans le rotor. La construction de ce type de rotor reste compliquée vu la difficulté pour l'insertion des aimants [5].

I.3. Avantages et inconvénients de la MSAP :

I.3.1. Les avantage :

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

- Puissances massiques importantes et élevées.
- Absence de contacts glissants.

- Pas des pertes résistives au rotor ce qui facilite l'évaluation de la chaleur due aux pertes dans la machine. Ainsi, il y a suppression d'équipement de refroidissement au rotor.
- Suppression des bagues et des ballait, ce qui réduit les problèmes de maintenance.
- Possibilité de supporter des surcharges transitoires importantes et un bon comportement dynamique en accélération et en freinage.
- Grande fiabilité.

I.3.2. Les inconvénients :

Comme inconvénients de la MSAP on cite :

- Coût élevé des aimants.
- Interaction magnétique due au changement de structure.
- Influence des vibrations et des chocs sur la structure de la machine [4].
- Il est impossible de varier l'excitation.

I.4. Modèle de la MSAP :

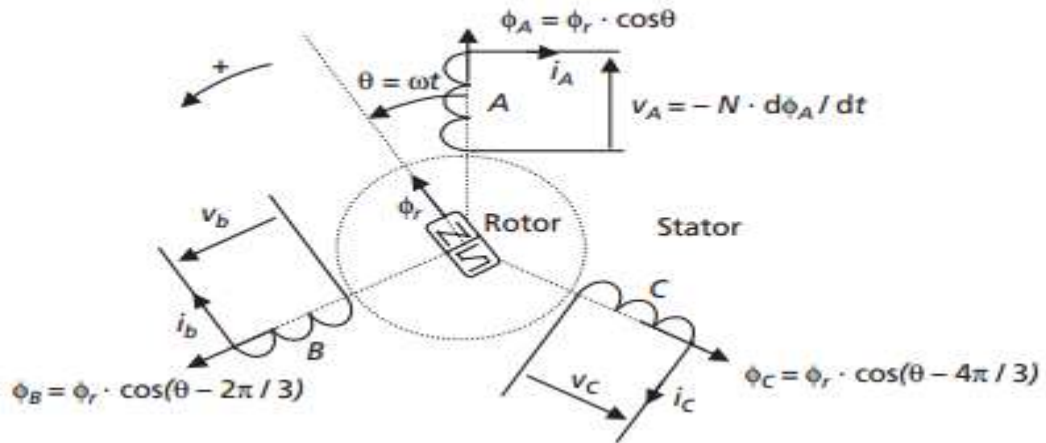
Le modèle présenté dans cette partie sera utilisé dans le chapitre 3 pour présenter la commande en tension de la MSAP.

L'étude du fonctionnement de la machine s'avère délicate et complexe à cause de la formulation mathématique non linéaire et complexe de certains phénomènes comme la saturation, courant de Foucault, hystérésis etc. pour effectuer notre étude on impose quelques hypothèses simplificatrices:

- ✚ Le circuit magnétique n'est pas saturé et parfaitement feuilleté. Donc cela permet de négliger les courants de Foucault.
- ✚ La distribution de la f.é.m. est sinusoïdale, le long de l'entrefer.
- ✚ Le système électrique d'alimentation est assimilé à une source triphasée délivrant des tensions symétriques et équilibrées.
- ✚ La machine est considérée comme une charge équilibrée.
- ✚ La densité du courant dans les sections des conducteurs est supposée uniforme.
- ✚ Les inductances propres sont constantes.
- ✚ Les flux sont considérés additifs.

I.4.1. Mise en équations de la MSAP dans le repère (a-b-c) :

La Figure (I.3) donne la représentation des enroulements pour une machine synchrone triphasée à aimants permanents.



Figure(I.3) : Représentation d'une machine synchrone à aimants permanents [6].

La modélisation d'une MSAP se compose de trois types d'équations qui sont (équations électrique, mécanique et électromagnétique). En les parcourant en commençant par la suite:

I.4.2. Equations de tensions et flux

Les tensions, flux et courants statorique triphasés, sont écrits avec les notations vectorielles suivantes $[V_s]$, $[\phi_s]$ et $[I_s]$ respectivement par:

L'équation tension dans le référentiel du stator s'écrit :

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

Ou :

$[V_s]$: vecteur des tensions statorique.

$[R_s]$: matrice des résistances des enroulements statorique.

$[I_s]$: vecteur des courants

$[\phi_s]$: vecteur des flux statorique.

Les flux statorique et rotorique ont pour expression :

$$[\phi_s] = [I_{ss}] [I_s] + [\phi_f] \quad (I.2)$$

$$\text{Et : } [\phi_f] = \phi_{sf} \left[\cos \theta \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \right]^T \quad (\text{I.3})$$

$$[L_{ss}] = [I_{s0}] [I_{s2}(\theta)]$$

Ou :

ϕ_{sf} : Valeur constante du flux crée par l'aimant permanent à travers les enroulements statorique.

θ : Position absolue du rotor

$[L_{ss}]$: Étant la matrice des inductances statoriques.

$[I_{s0}]$: Qui est constant.

$[I_{s2}(\theta)]$: Qui est en fonction de l'angle, $\theta = p\theta_m$, θ étant l'angle électrique et θ_m est la position mécanique du rotor par rapport au stator.

Le terme $[I_{s0}]$ à pour expression comme suivant:

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

Le terme $[I_{s2}(\theta)]$ s'écrit :

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

Les inductances propre et mutuelle L_{s0} , M_{s0} et L_{s2} sont des constantes.

En introduisant (I.2) dans (I.1) on la résultant aura :

$$[V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt} ([L_{ss}][I_s] + [\phi_f]) \quad (\text{I.5})$$

On remarque que l'équation (I.5) est non linéaire et couplée pour supprimer ce problème on adopte des changements de variable.

I.4.3. Les équations mécaniques :

L'étude des caractéristique de la machine synchrone à aimant permanent fait introduire de la variation non seulement les paramétrés électriques, mais aussi des paramètres mécanique (couple et vitesse).

L'équation du mouvement de la machine s'écrite comme suite :

$$C_e - C_r = J \frac{d\Omega}{dt} + \Omega f \quad (I.6)$$

Ω : la vitesse de rotation mécanique de la MSAP

J : le moment d'inertie du moteur.

f : le coefficient de frottement visqueux.

C_e : le couple électromagnétique délivré par le moteur.

C_r : le couple résistant ou de charge

I.5. transformation de Park (le repère d, q):

Afin d'obtenir une formulation plus simple et de réduire la complexité du modèle de la machine, de son modèle mathématique sera développé sur la base des hypothèses simplificatrices mentionné présidaient (la machine est symétrique, fonctionne en régime non saturé et que les différentes pertes ainsi que l'effet des amortisseurs sont négligeables), Le modèle de la machine synchrone le plus utilisé est basé sur la théorie unifiée des machines électriques. Cette théorie est basée sur la transformation de Park et qui permet d'obtenir un système équivalent formé de deux enroulements orthogonaux qui sont situés dans le même plan que les enroulements a, b et c. Avec cette transformation, nous pouvons passer d'une représentation dans le repère triphasé (a, b, c) à une représentation dans un repère cartésien d'axes (d, q), comme nous le montre la figure suivante :

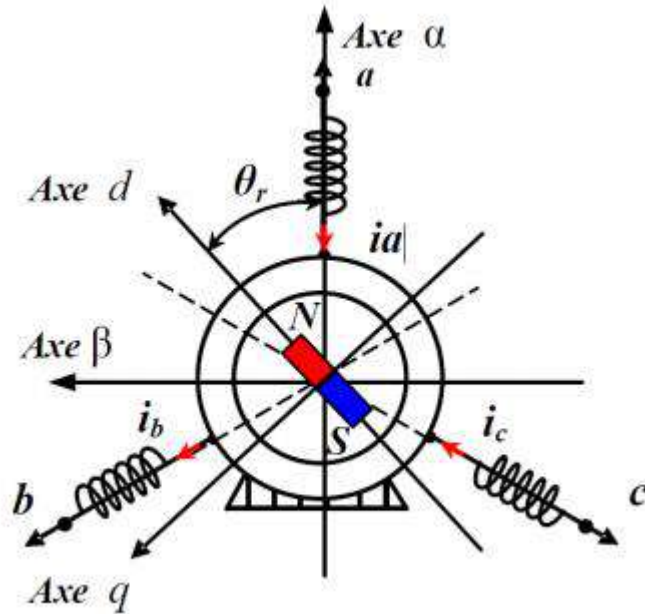


Figure (I.4): Représentation du moteur synchrone à aimants dans le repère d-q ainsi que α - β .

A l'aide de la transformation de Park, on passe des grandeurs statorique réelles (tension, flux courant) à leurs composantes fictives appelées les composantes d-q [1], [3], [4], [6].

Dans le système d'équations suivant effectuons le changement des variables suivant :

$$[p(\theta)][V_d] = [V_s]$$

$$[p(\theta)][I_d] = [I_s]$$

(I.7)

[p] Et $[p]^{-1}$ sont la matrice de passage directe et inverse, elles sont données par :

$$[p(\theta)] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (\text{I.8})$$

$$[p(\theta)]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$

Les équations électriques dans le repère de Park deviennent comme suivant [11] :

$$V_{ds} = R_s \cdot I_{ds} + \frac{d}{dt} \phi_{ds} - \omega \phi_{qs} \quad (\text{I.9})$$

$$V_{qs} = R_s \cdot I_{qs} + \frac{d}{dt} \phi_{qs} + \omega \phi_{ds}$$

Les flux s'écrivent comme:

$$\begin{aligned} \phi_{ds} &= L_{ds} \cdot I_{ds} + \phi_f \\ \phi_{qs} &= L_{qs} \cdot I_{qs} \end{aligned} \tag{I.8}$$

En introduisant (I.2-5) dans (I.7-8) on aura Le modèle électrique du MSAP sous la forme suivante :

$$V_{ds} = R_s \cdot I_{ds} + L_{ds} \frac{d}{dt} \phi_{ds} - \omega L_{qs} \cdot I_{qs} \tag{I.9}$$

$$V_{qs} = R_s \cdot I_{qs} + L_{qs} \frac{d}{dt} \phi_{qs} + \omega L_{ds} \cdot I_{ds} + \omega \phi_f$$

I.5.1. Expression de la puissance et du couple électromagnétique :

Selon Park, l'expression de la puissance s'écrit comme suit :

$$p(t) = V_{ds} \cdot I_{ds} + V_{qs} \cdot I_{qs} \quad (\text{I.10})$$

En remplaçant V_d et V_q par leur expressions il devienne :

$$p(t) = \frac{2}{3} [R_s (I_{ds}^2 + I_{qs}^2) - \left(I_{ds} \frac{d}{dt} \phi_{ds} + I_{qs} \frac{d}{dt} \phi_{qs} \right) + \frac{d}{dt} (\phi_{ds} I_{qs} - \phi_{qs} I_{ds})] \quad (\text{I.11})$$

D'où :

Le 1^{er} terme représente la chute de tension Ohmiques (pertes par effet joule).

Le 2^{ème} terme représente la variation de l'énergie magnétique emmagasinée.

Le 3^{ème} terme représente Puissance électromagnétique. [3]

Sachant que :

$$P_e = C_e \Omega \quad (\text{I.12})$$

D'où

$$C_e = \frac{3}{2} P [\phi_{ds} I_{qs} - \phi_{qs} I_{ds}] \quad (\text{I.13})$$

En remplaçant et par leur expressions il vient :

$$C_e = \frac{3}{2} P [(L_{ds} - L_{qs}) I_{ds} I_{qs} + \phi_f I_{qs}] \quad (\text{I.14})$$

Avec

P : nombre de pair de pôles

Ω : vitesse mécanique de rotation ;

f : Coefficients des frottements visqueux

I.6. Schéma fonctionnelle de la MSAP :

D’après les équations mentionnées au-dessus on obtient le système d’équations suivant :

$$\frac{d}{dt} I_{ds} = \frac{1}{L_{ds}} (V_{ds} - R_s I_{ds} + \omega L_{qs} I_{qs})$$

$$\frac{d}{dt} I_{qs} = \frac{1}{L_{ds}} (V_{qs} - R_s I_{qs} - \omega L_{ds} I_{ds} - \omega \phi_f)$$

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

$$C_e - C_r - f\Omega = J \frac{d\Omega}{dt}$$

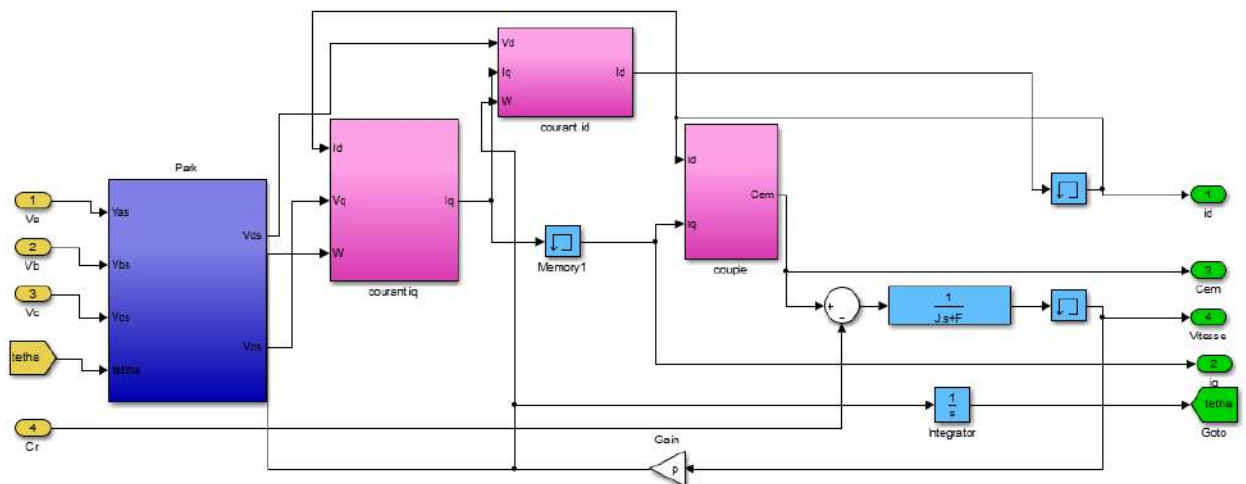


Figure (I.5) : Schéma bloc d'une MSAP alimentée en tension

I.7.Résultats de simulation :

I.7.1.Schéma de bloc du modèle de la MSAP Sans onduleur :

La figure (I.6) montre le schéma bloc de la simulation de la MSAP alimentée par un réseau triphasé, les paramètres de la machine utilisée sont données en l’annexe, on va simuler le modèle d'une machine synchrone à aimants permanents en deux étapes. Dans une premières étape pour un démarrage à vide sous une alimentation de tension efficace $V=220$ v et de fréquence 50 HZ et la deuxième étape on applique un couple résistant de 10 N.m à l’instant $t = 0.8$ s.

On va relever le comportement de la vitesse, du couple électromagnétique, les courant directe et en quadratique i_{ds} et i_{qs} .

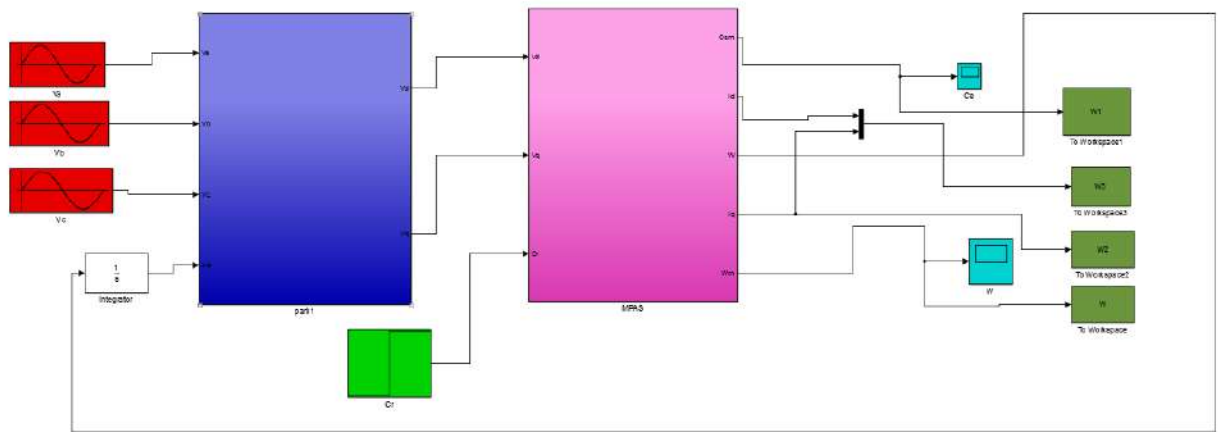
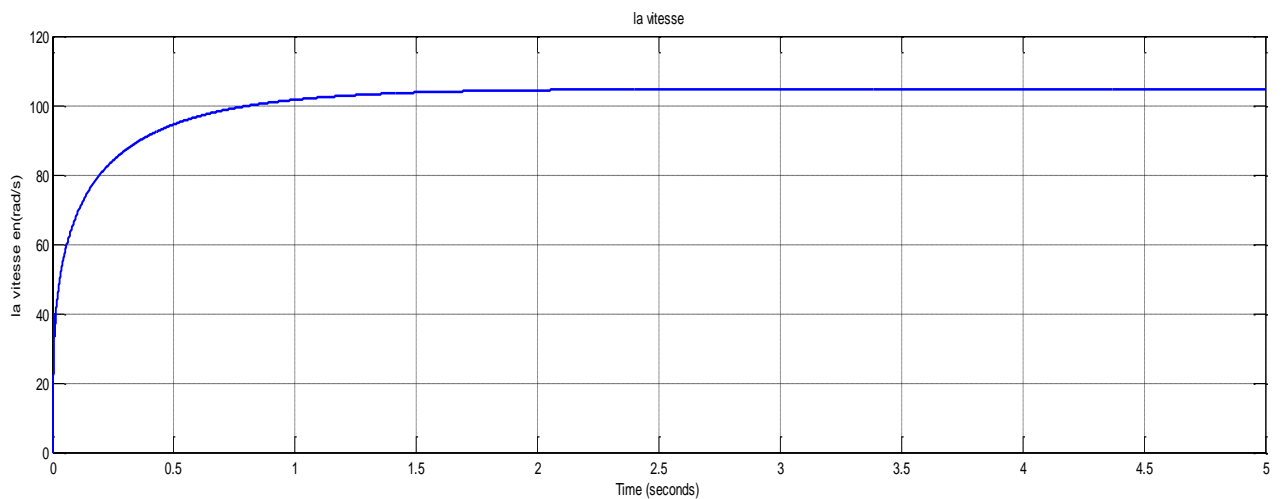


Figure (I.6) : Schéma de simulation de la MSAP alimentée par un réseau triphasé.

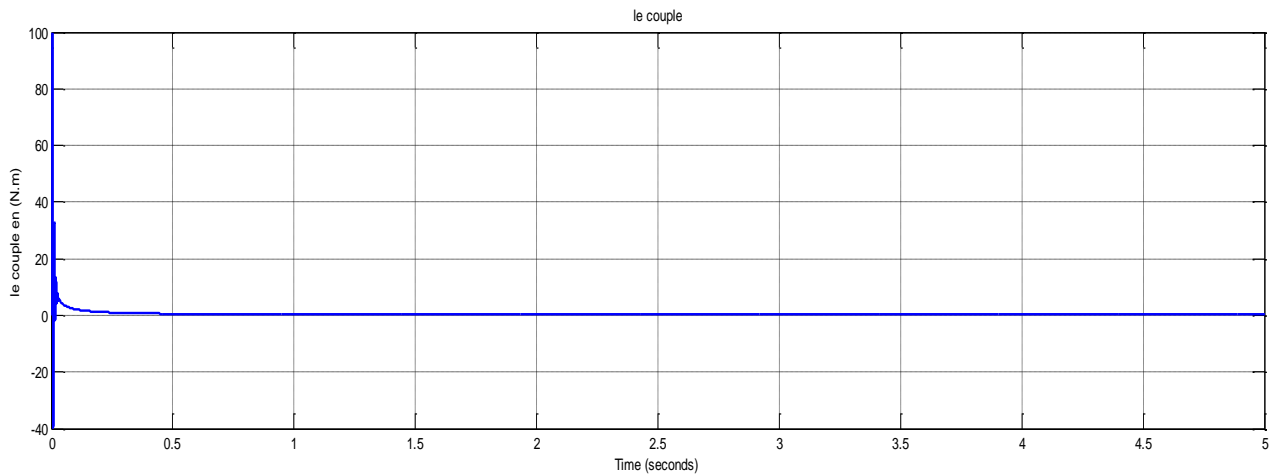
I.7.2. Résultats de simulation de la MSAP :

◆ A vide :

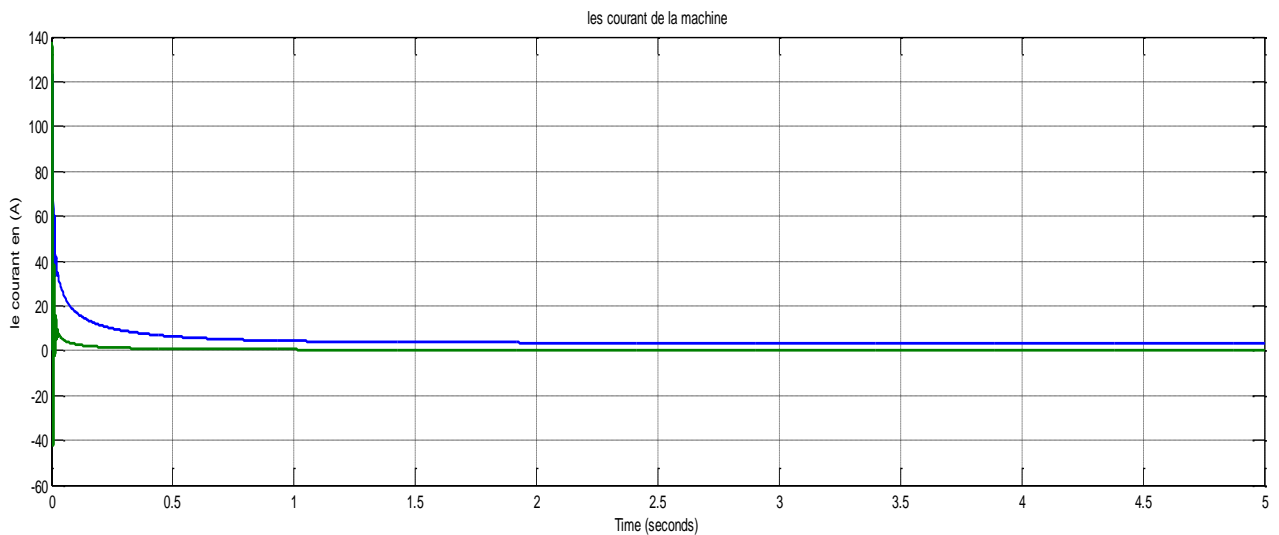
En première étape, on a simulé le fonctionnement de la machine synchrone alimentée directement par le réseau 220V, avec une augmentation lente de la fréquence à 50 Hz, et sans application du couple de charge.



A



B



C

Figure (I.7) : Résultats de simulation de la MSAP alimentée par un réseau triphasé à vide.

En charge :

En première étape, on a simulé le fonctionnement de la machine synchrone alimentée directement par le réseau 220V, avec une augmentation lente de la fréquence à 50 Hz, avec l'application du couple de charge de 10N.m à l'instant 2.5s.

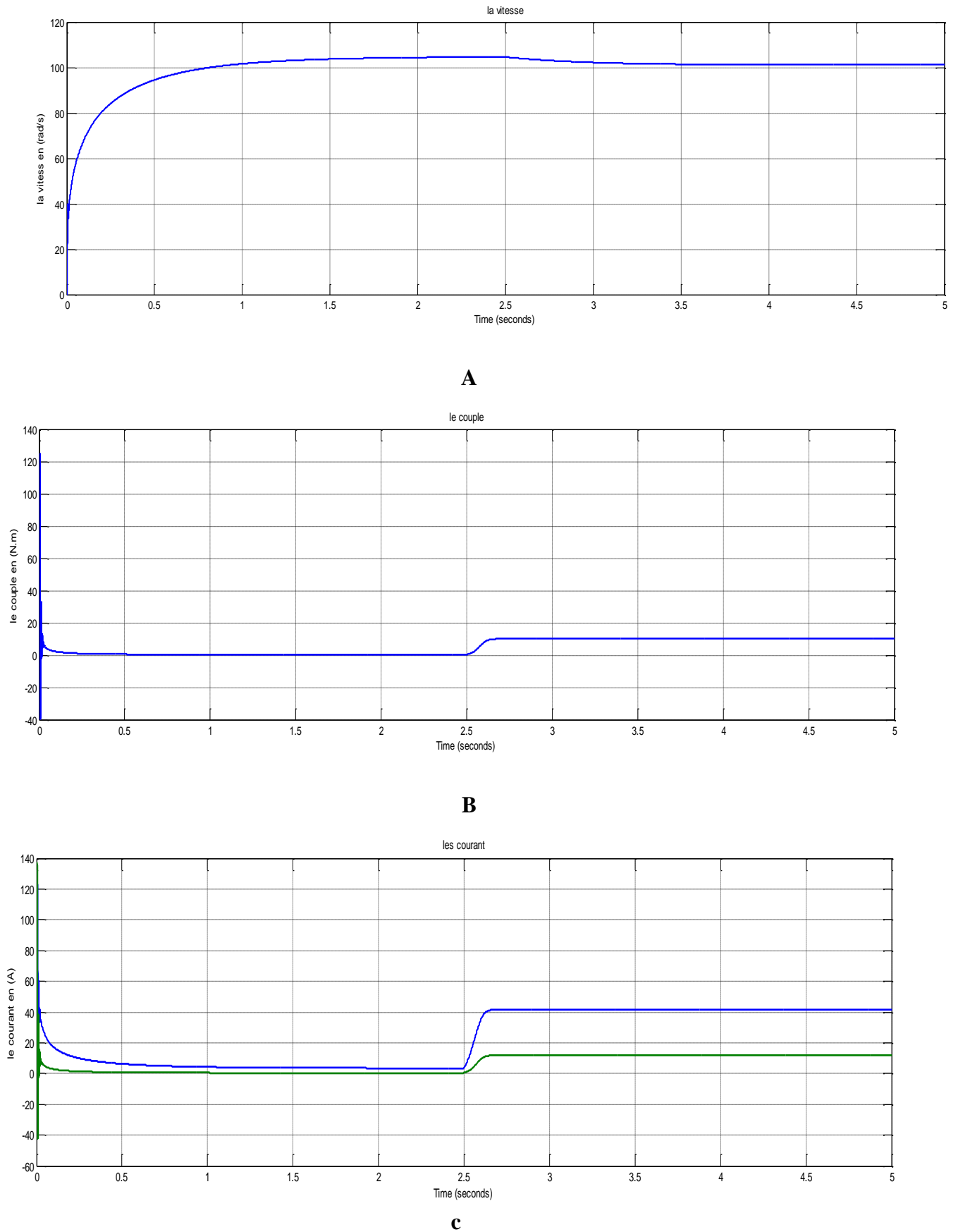


Figure (I.8) : Résultats de simulation de la MSAP alimentée par un réseau triphasé avec charge.

I.7.3. Interprétation des résultats :

Après simulation, L'examen des courbes montre :

L'allure de la courbe du couple électromagnétique présente au démarrage des battements importants dans un intervalle de temps court, puis se stabilise au voisinage de zéro puisque il n'y a pas de charge (la machine est à vide) et les frottements sont négligés.

Pendant le régime transitoire, on remarque que la vitesse prend des pics très importants au début puis se stabilise à la vitesse de synchronisme ; ces pics sont dus à l'absence d'enroulements d'amortissements pour la stabilisation de la vitesse au point de synchronisme.

Au démarrage, les courants direct et en quadrature i_d et i_q sont caractérisés par des pics très importants qui, après le régime transitoire, tendent vers leurs valeurs nominales. Ces pics s'expliquent par une faible f.c.é.m. qui est due à une faible vitesse de démarrage.

D'après l'application d'un échelon du couple résistant ($C_r = 5 \text{ N.m}$) à l'instant ($t = 0.8\text{s}$) Comme le montre la figure (I.8), qui représente les Résultats de simulation de la MSAP alimentée par un réseau triphasé avec charge, on va remarquer que la vitesse prend des pics plus importants que précédemment, mais se stabilise toujours au synchronisme malgré l'application de la charge suivi d'une augmentation du couple électromagnétique à une valeur compensant la charge appliquée. Suivi d'un appel supplémentaire du courant illustré par une augmentation des courants i_q et diminution de i_d .

I.10. Conclusion

La machine synchrone à aimants permanents présente de nombreux avantages par rapport aux machines à courant continu, asynchrones et synchrones à excitation électrique, en plus des inconvénients ci-dessous : [23]

- Coût de la machine élevé.
- Les vibrations et les chocs influent sur la structure de la machine.
- Ondulation de couple, coût élevé des aimants, technologie coûteuse, survitesse pénalisante.
- Risque de désaimantation (irréversible) : limite de température maximale.
- Interaction magnétique due au changement de structure.
- Pertes par courants de Foucault dans les aimants.

Chapitre II :
Modélisation
du
convertisseur
statique

II.1. Introduction:

Comme mentionné précédemment le nom de machine synchrone vient du fait qu'en régime permanent vitesse angulaire Ω de rotation et pulsation ω des grandeurs électriques statorique sont rigoureusement proportionnelles donc si je voudrais varier la vitesse je dois varier la fréquence des tensions de l'induit.

Pour réaliser la régulation de la vitesse ou de la position des MSAP, il est indispensable d'utiliser cet onduleur de tension qui est constitué d'une source de tension continue constante et de six interrupteurs de puissance (cas d'onduleur triphasé) avec des diodes en antiparallèle. Grâce à une séquence d'ouverture et de fermeture de ces interrupteurs, l'onduleur de puissance commute le courant dans les phases de la machine afin d'obtenir un système triphasé de tensions et de courants d'amplitude et de fréquence réglables.

C'est pourquoi nous consacrons ce chapitre aux onduleurs MLI en insistant plus particulièrement sur les onduleurs de tension

II.2. Modèle du convertisseur statique utilisé :

Grâce à l'absence des sources à courant continu capable de couvrir la demande de l'onduleur (une source de puissance forte) nous devons traiter la puissance disponible pour satisfaire les besoins.

Basé sur ce qui précède en préposant le montage suivant:

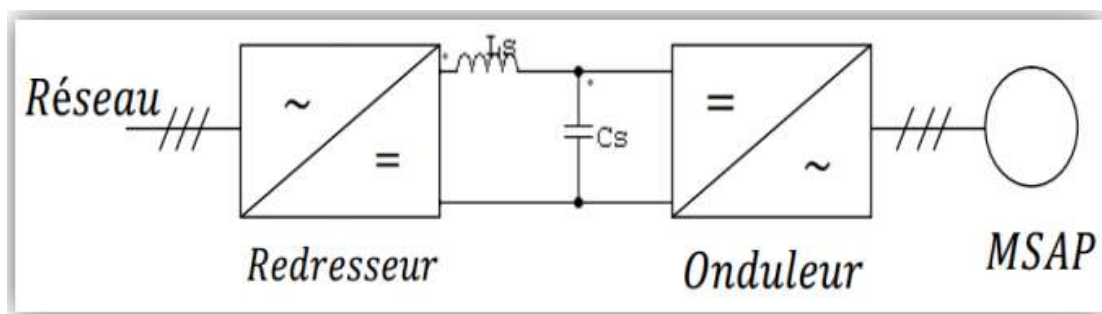


Figure (II.1) : structure de l'alimentation de la MSAP.

On remarque que la chaîne d'alimentation est constituée de plusieurs convertisseurs électroniques [15].

II.2.1. Source électrique à courant alternatif :

La source électrique alternative est généralement obtenue par le réseau triphasé électrique en attaquant la tension alternative par un redresseur.

II.2.2. Redressement triphasé non commandé double alternance :

Le montage redresseur parallèle double (PD3) à diode est constitué de six diodes, connecté sous forme d'un pont parallèle au secondaire d'un transformateur triphasé, dont les enroulements secondaires sont groupés en étoile (figure ci-dessous).

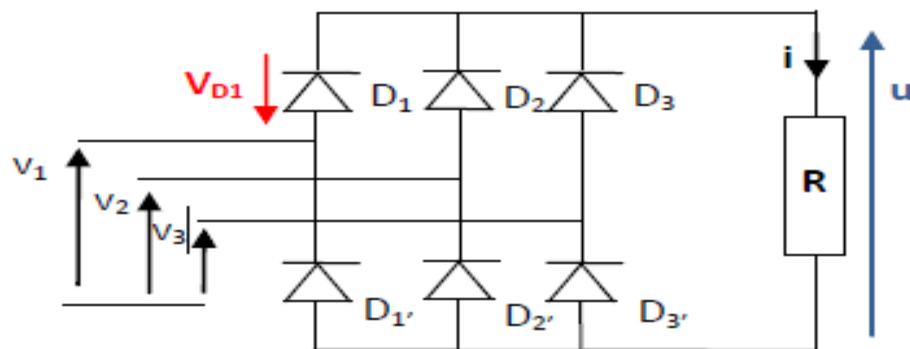


Figure (III.2) : structure d'un redresseur triphasé.

II.2.2.1. Principe du fonctionnement :

L'existence d'un courant continu dans la charge exige la conduction de deux diodes à tout instant, une de chaque commutateur.

La règle pour déterminer les diodes passantes est la même que pour le montage simple alternance :

On a donc :

si $\{v_1 > v_2 > v_3\}$, D1 et D'2 conduisent et $u_d = v_1 - v_2 = u_{12}$

si $\{v_3 > v_1 > v_2\}$, D1 et D'3 conduisent et $u_d = v_1 - v_3 = u_{13}$

si $\{v_2 > v_1 > v_3\}$, D2 et D'3 conduisent et $u_d = v_2 - v_3 = u_{23}$

Etc.

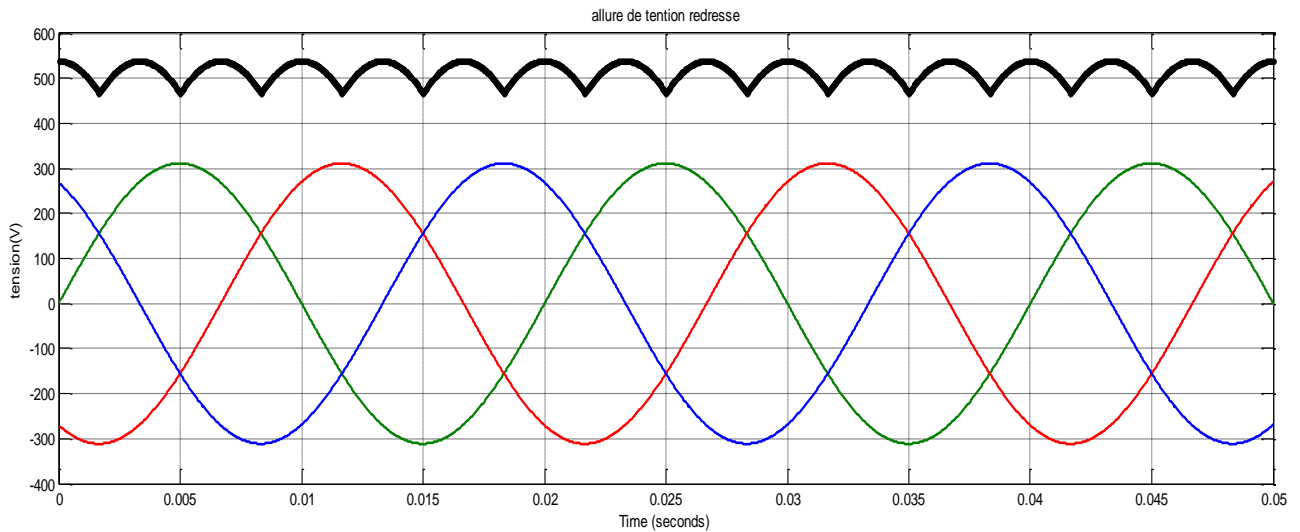


Figure (II.3) : l'allure de tension redresse.

II.2.2.2. Valeur moyenne de la tension redressée

La valeur moyenne de la tension redressée est donnée par :

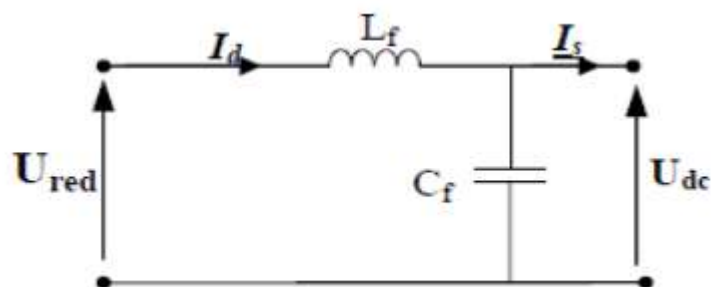
$$U_d(t) = U_m \sin(\omega t) = U \cdot \sqrt{2} \sin(\omega t)$$

$$U_{dmoy} = \frac{1}{T} \int_0^T U_d(t) dt = \frac{6}{2\pi} \int_{\pi/3}^{2\pi/3} U_m \sin(\alpha) d(\alpha)$$

$$U_{dmoy} = \frac{3}{\pi} \cdot U_m = 0.9549 U_m$$

II.2.3. Le Filtrage :

Un circuit ou un filtre est dit passif lorsqu'il ne comporte aucun élément actif. On ne trouve que des résistances, des condensateurs, des bobines (inductances) et des sources de tension ou de courant. C'est le cas du circuit *RLC*.



Figure(II.4) : Représentation d'un filtre passe- bas

Dans notre projet il est a pour Élimine les phénomènes d'ondulation de la tension en sortie du redresseur. Ce filtre, élimine l'anomalie entre la sortie du redresseur et l'entrée de l'onduleur.

II.2.4. Onduleur :

Un onduleur est un convertisseur statique assurant la conversion continue alternative. Pour obtenir une tension alternative à partir d'une tension continue,

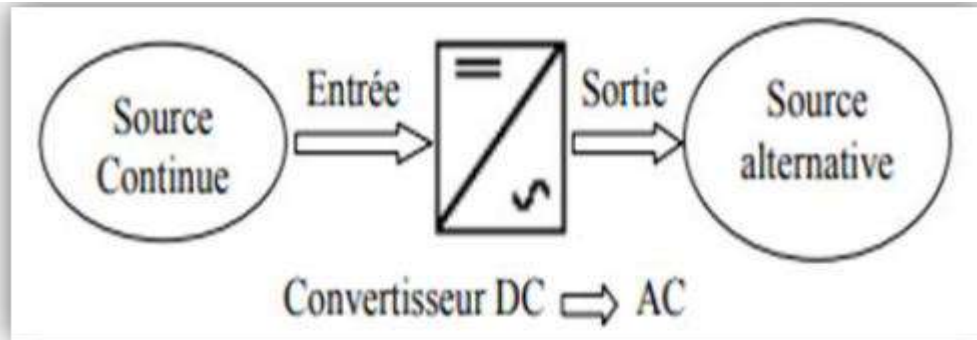


Figure (II.5) : schéma fonctionnelle d'un onduleur.

Il faut découper la tension d'entrée et l'appliquer tantôt dans un sens, tantôt dans l'autre, au récepteur par une séquence adéquate de commande des semi-conducteurs. Il est donc possible de produire à la sortie du convertisseur une tension alternative de valeur moyenne nulle. Cette tension peut comporter un ou plusieurs créneaux par alternance suivant qu'il s'agit d'une commande à un créneau par alternance où d'une commande par modulation de largeur d'impulsion (MLI).

II.2.4.1. Principe de fonctionnement d'un onduleur de tension triphasé :

La figure (II.6) représente le schéma de principe d'un d'onduleur, qui est composé de trois bras, chaque bras est constitué de deux transistors dont la commande est complémentaire. Les transistors sont shuntés par des diodes de récupération, Chaque bras de l'onduleur peut être présenté par un interrupteur à deux positions.

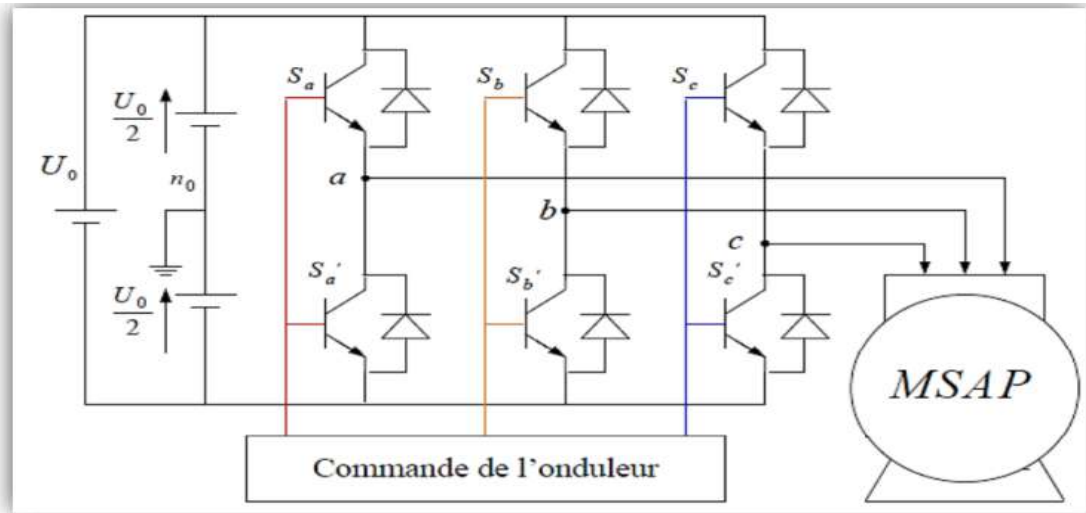


Figure (II.6) : Schéma de l'onduleur de tension.

II.3. Modélisation de l'onduleur triphasé de tension à deux niveaux :

Pour modéliser l'onduleur de tension «Figure (II.7)» on considère son alimentation comme une source parfaite, supposée d'être de deux générateurs de F.E.M égale à $\frac{U_0}{2}$ connectés entre eux par un point noté n_0 . La machine a été modélisé à partir des tensions simples qui nous notons V_{an} , V_{bn} , V_{cn} [B14]. Les commandes des interrupteurs d'un bras sont Complémentaires. Pour chaque bras il y a donc deux états indépendants. Ces deux états :

$$\begin{cases} S_{a,b,c} = 1 : \text{intrepteur du demi bras haute (à boucle fermé)} \\ S_{a,b,c} = 0 : \text{intrepteur du demi bras bas (à boucle fermé)} \end{cases}$$

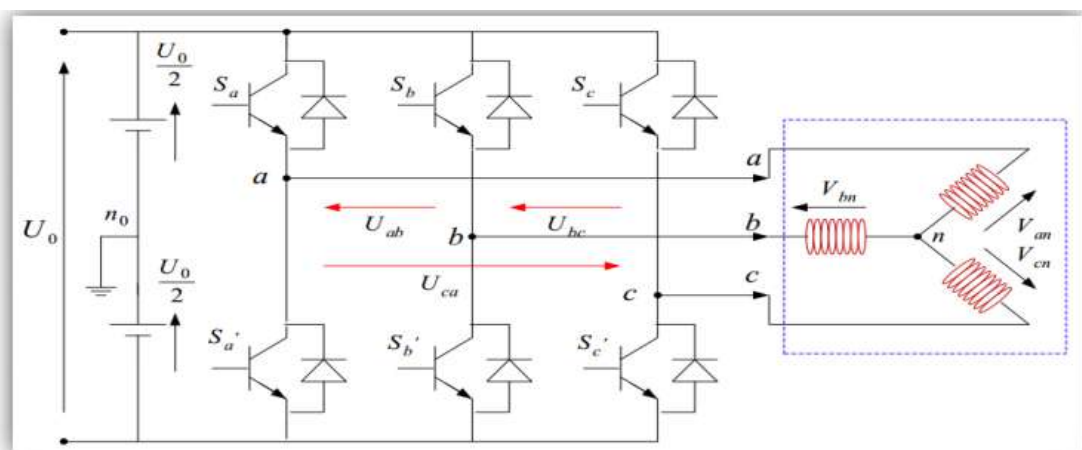


Figure (II.7) : Représentation d'un onduleur triphasé de tension à deux niveaux.

Pour simplifier l'étude, on supposera que [14] [19] :

- La commutation des interrupteurs est instantanée.
- La chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable.
- La charge triphasée est équilibrée, couplée en étoile avec neutre isolé.

U_{ab} , U_{bc} , U_{ca} sont des tensions composées et définies par les relations suivantes :

$$\begin{cases} U_{ab} = U_{a0} + U_{0b} = U_{a0} - U_{b0} \\ U_{bc} = U_{b0} + U_{0c} = U_{b0} - U_{c0} \\ U_{ca} = U_{c0} + U_{0a} = U_{c0} - U_{a0} \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

U_{a0} , U_{b0} , U_{c0} : peuvent être considérées comme des tensions alimentant l'onduleur (tension Continue). Soit « n » l'indice du point neutre du coté alternatif. On a :

$$\begin{cases} U_{a0} = U_{an} + U_{n0} \\ U_{b0} = U_{bn} + U_{n0} \\ U_{c0} = U_{cn} + U_{n0} \end{cases} \quad (\text{II.2})$$

U_{an} , U_{bn} , U_{cn} : sont les tensions simples de la machine.

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

$$U_{an} + U_{bn} + U_{cn} = 0 \quad (\text{II.3})$$

Par la somme des équations de (II.1-3), on a :

$$U_{n0} = \frac{1}{3}(U_{a0} + U_{b0} + U_{c0}) \quad (\text{II.4})$$

En remplaçant (II.4) dans (II.1), on aboutit à :

$$\begin{cases} U_{an} = \frac{2}{3}U_{a0} - \frac{1}{3}U_{b0} - \frac{1}{3}U_{c0} \\ U_{bn} = -\frac{1}{3}U_{a0} + \frac{2}{3}U_{b0} - \frac{1}{3}U_{c0} \\ U_{cn} = -\frac{1}{3}U_{a0} - \frac{1}{3}U_{b0} + \frac{2}{3}U_{c0} \end{cases} \quad (\text{II.5})$$

Alors :

$$\begin{cases} U_{an} = \frac{U_0}{3}(2S_a - S_b - S_c) \\ U_{bn} = \frac{U_0}{3}(-S_a + 2S_b - S_c) \\ U_{cn} = \frac{U_0}{3}(-S_a - S_b + 2S_c) \end{cases} \quad (\text{II.6})$$

Sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} U_{an} \\ U_{bn} \\ U_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (\text{II.7})$$

Il reste à déterminer les fonctions S_i celles-ci dépendent de la stratégie de commande de l'onduleur.

II.4. Différents méthodes de commande des interrupteurs :

Afin de découper la tension appliquée à l'entrée de l'onduleur, il faut intervenir à la commande des interrupteurs qui constituent l'onduleur. Cette dernière a une très grande importance, car c'est elle qui détermine le type de la tension de sortie [17]. Parmi les différents types de commande, on trouve :

- La commande à onde rectangulaire.
- La commande à créneaux de largeur variable.
- La commande à paliers (en marche d'escalier).
- La commande à modulation de largeur d'impulsions (MLI)
- On s'intéresse dans notre travail à la commande (MLI).

II.4.1. Commande de l'onduleur de tension à MLI naturelle (sinus-triangle) :

L'onduleur a pour objectif de générer à sa sortie, des tensions les plus sinusoïdales possibles. A cet effet, différentes stratégies de modulation ont été proposées. Parmi celle-ci, la modulation de largeur d'impulsions MLI triangular-sinusoïdal (en anglais, Pulse Width Modulation PWM).

II.4.1.1. Principe de la commande par (MLI sinus-triangle) :

Le principe général consiste à convertir une modulante (tension de référence au niveau commande), généralement sinusoïdale, en une tension sous forme de créneaux successifs, générée à la sortie de l'onduleur (niveau puissance). Cette technique repose sur la comparaison entre deux signaux :

- Signal de référence (modulatrice).
- Signal de la porteuse (triangulaire).

Le premier, appelé signal de référence, représente l'image de la sinusoïde qu'on désire à la sortie de l'onduleur. Ce signal est modulable en amplitude et en fréquence.

Le second, appelé signal de la porteuse, définit la cadence de la commutation des interrupteurs statiques de l'onduleur. C'est un signal de haute fréquence par rapport au signal de référence [17].

L'intersection de ces signaux donne les instants de commutation des interrupteurs des sorties de l'onduleur. Telle que lorsque le signal de référence est au-dessus du signal de la porteuse, l'impulsion de sortie est 1, et lorsqu'il est au-dessous de la porteuse, l'impulsion de sortie est égale à 0 [B12]. Donc le principe de cette stratégie peut être résumé par l'algorithme suivant :

$$\text{Si } U_r \geq U_p \rightarrow s(t) = 1, \text{ si non } s(t) = 0$$

U_r : la tension de référence.

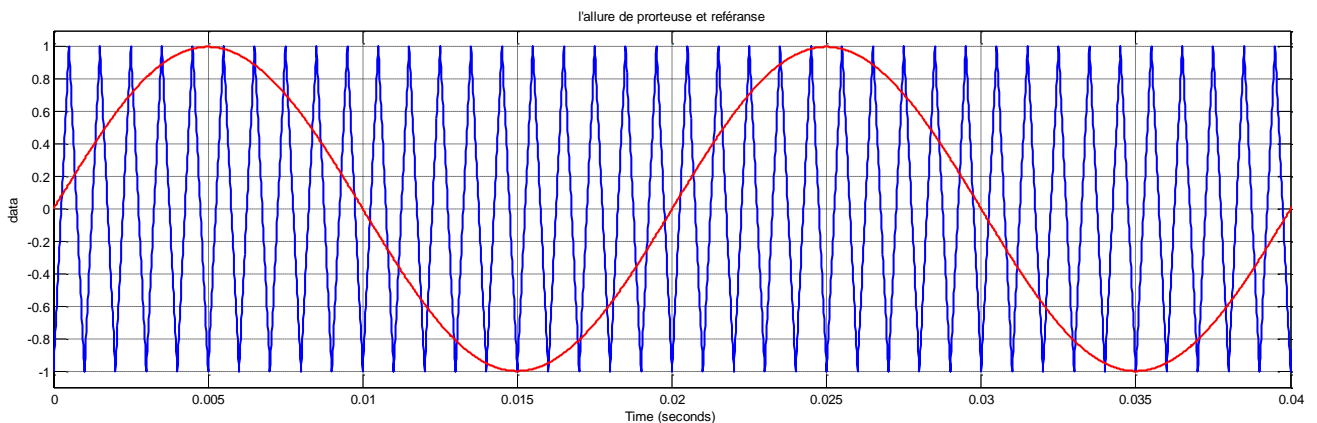
U_p : la tension de porteuse.

$S(t)$: est le signal MLI résultant.

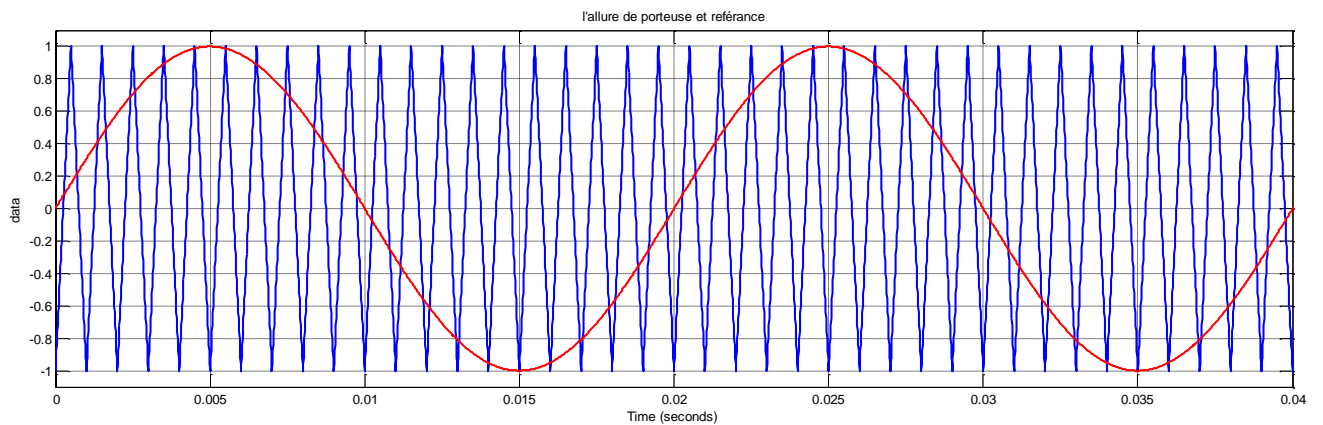
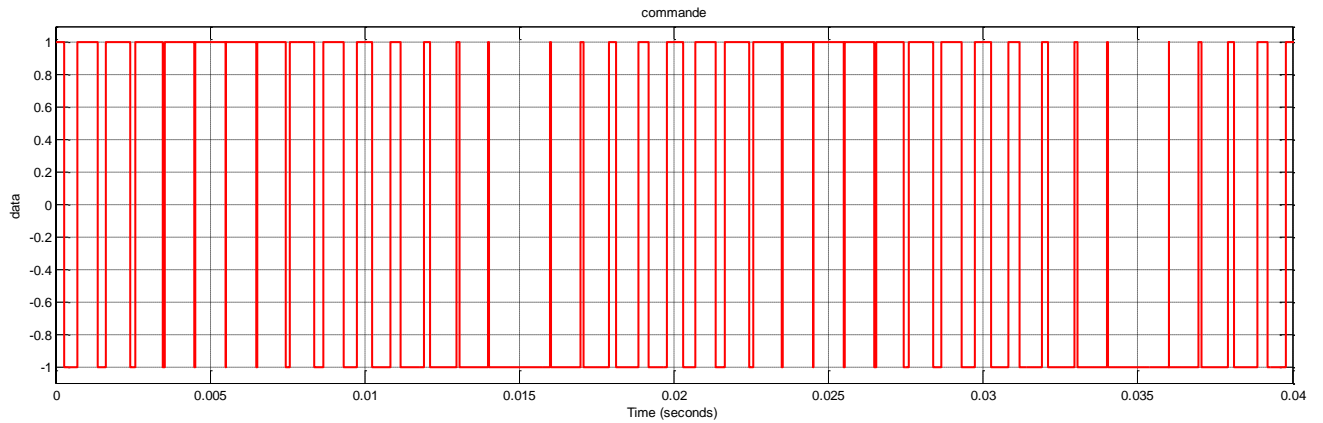
L'onde en impulsion est meilleure que l'onde rectangulaire si :

$$f_{\text{porteuse}} > 20 \cdot f_{\text{référence}} \tag{II.8}$$

Pour faire montré le différence effectué par augmentation la fréquence de porteuse les figure (II.8) représentent deux signaux à MLI générés par la comparaison de deux signaux de deux signaux de la porteuse en triangle ayant deux fréquences différentes 1kHz (figure II.8.a) et 5kHz (figure II.8.b), avec le même signal de référence sinusoïdal.



L'impulsion imposée au bras de l'onduleur (a).



L'impulsion imposée au bras de l'onduleur(b).

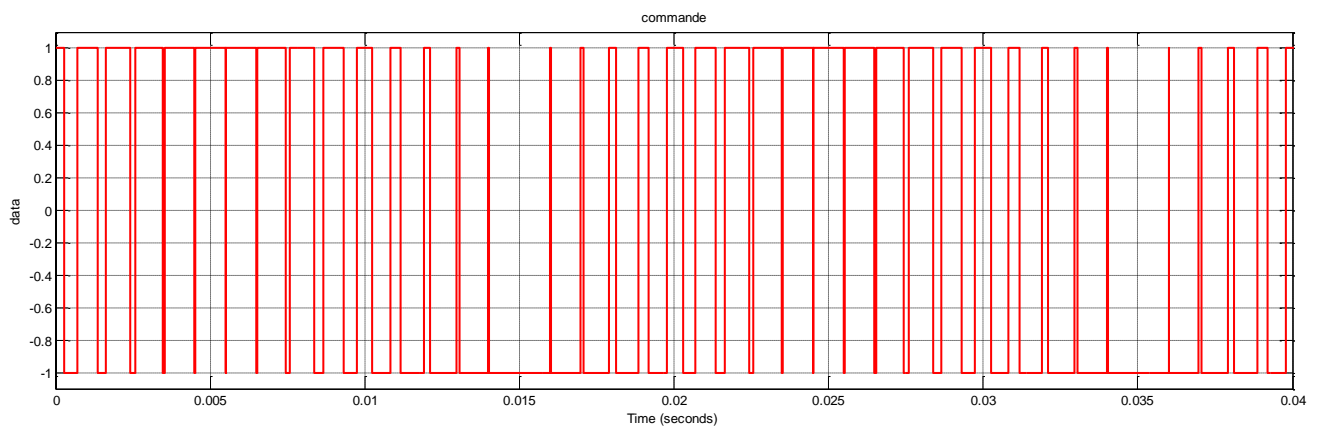


Figure (II.8) : Génération d'une MLI naturelle pour un signal de la porteuse de **1 kHz (a)** et de **5kHz (b)**

II.5. Résultats de simulation de l'onduleur :

En pratique le moteur synchrone à aimant permanents est toujours associé, lors de son fonctionnement, à un convertisseur statique. Dans ce cas, les excès d'oscillations dans les caractéristiques de couple et de courant ne sont pas observés. Les résultats présentés ci-dessous ne sont que des tests théoriques pour valider l'onduleur de tension.

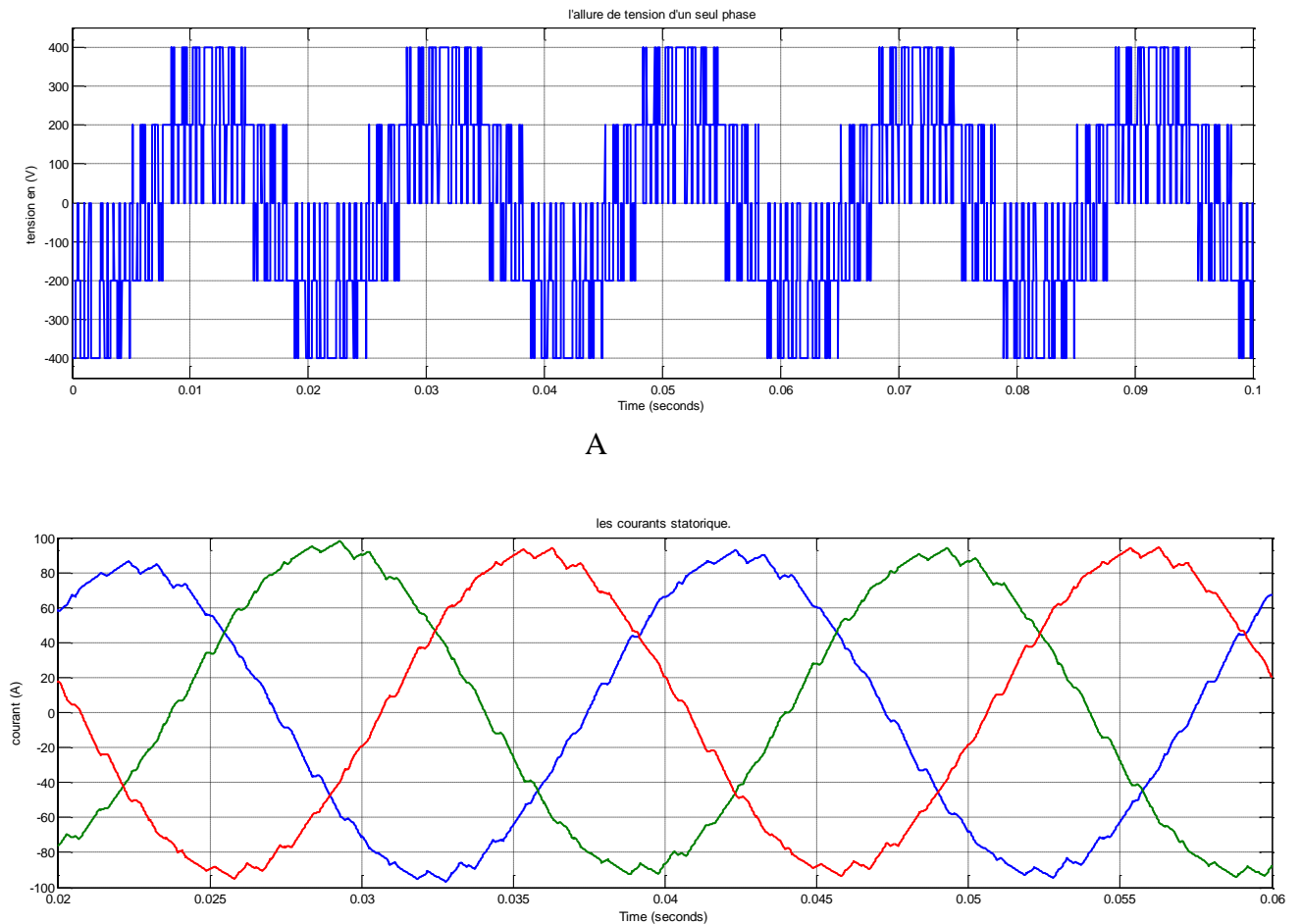


Figure (II.9) : Résultats de simulation des allures de tension et du courant statorique de la MSAP alimentée par onduleur de tension avec charge.

II.6. Interprétation des résultats :

Lors de la comparaison des résultats obtenus de la MSAP alimentée par un onduleur et obtenu de l'absence de l'onduleur. On note que les résultats sont similaires, sauf que la présence de l'onduleur engendre des ondulations sur la vitesse, le couple et les courants statorique. La commande par MLI permet de varier la fréquence des tensions d'alimentation afin de varier la vitesse de rotation du MSAP mais présente des ondulations du couple et de la vitesse.

II.7. Conclusion :

Dans ce chapitre on a présenté la modélisation de la machine synchrone à aimants permanents, ainsi que sa dynamique, on va baser sur un ensemble d'hypothèses simplificatrices, le modèle de MSAP dans le repère de Park a été établi dans le but de linéariser le système et faciliter l'étude, et aussi on a présenté le modèle de l'onduleur de tension et de sa commande. Il s'agit de la technique de commande par : MLI sinus-triangle. Et en dernière partie, on a simulé le modèle de la MSAP alimenté par une source parfaite, puis par un onduleur de tension commandé par MLI sinus-triangle.

D'après les résultats de simulation qu'on a pu avoir, les réponses sont très rapides et stables mais on remarque que les performances ne sont pas bonnes surtout au démarrage. Donc, pour obtenir des performances statiques et dynamiques élevées. Les résultats obtenus après simulation numérique sous MATLAB nous ont permis d'analyser le comportement dynamique de la MSAP. Pour faire une approche simple de l'utilisation du moteur synchrone on considère ($i_d=0$), pour la suite de nos travaux et ce dans la commande vectorielle. On applique la commande vectorielle qui sera développée dans le chapitre suivant.

Chapitre III :
commande
vectorielle de
la MSAP et
Mode glissant

III.1. Introduction :

Le réglage de la vitesse d'une machine à induction n'est pas simple que celui d'un moteur à courant continu. Les onduleurs à fréquence de sortie variable sont la principale application des dispositifs de puissance à semi-conducteurs pour la commande de moteur à courant alternatif. Pour obtenir des caractéristiques de commande comparables à celle d'un moteur à courant continu, il faut utiliser un équipement de commande et de puissance plus compliqué.

La commande des machines à courant alternatif est difficile du fait qu'il existe un couplage complexe entre le flux et le couple. Cette difficulté a encouragé le développement de plusieurs techniques de commande afin que ces machines se comportent comme des machines à courant continu, caractérisées par un découplage naturel du flux et du couple. L'idée fondamentale de cette stratégie est d'assimiler le comportement de la machine synchrone à celui d'une machine à courant continu, à excitation séparée. C'est-à-dire un modèle linéaire et découplé ce qui permet d'améliorer son comportement dynamique la commande vectorielle est la plus connue [14]. Blanche et Hasse en 1972, ont proposé une technique de commande dite Commande vectorielle appelée aussi commande par orientation de flux FOC (Field Oriented Control). [15].

La commande vectorielle basée sur Les lois de commande classiques du type PID, associe dans sa structure des termes de compensation qui permettent de découpler l'axe (qui sera utilisé pour le réglage du flux), de l'axe (qui sera utilisé pour le réglage du couple). Cette configuration permet de réalise des systèmes d'actionnement électriques ayant les performances exigées par les domaines d'application [17]. Après l'étude de la modélisation de la machine synchrone à aimants permanents (MSAP) Et suite a sa simulation, nous présentons dans ce chapitre la commande vectorielle appliquée à la MSAP alimentée par un onduleur de tension. La stratégie de commande de l'onduleur est contrôlée par la technique MLI, La simulation est réalisée grâce au logiciel MATLAB/SIMULINK.

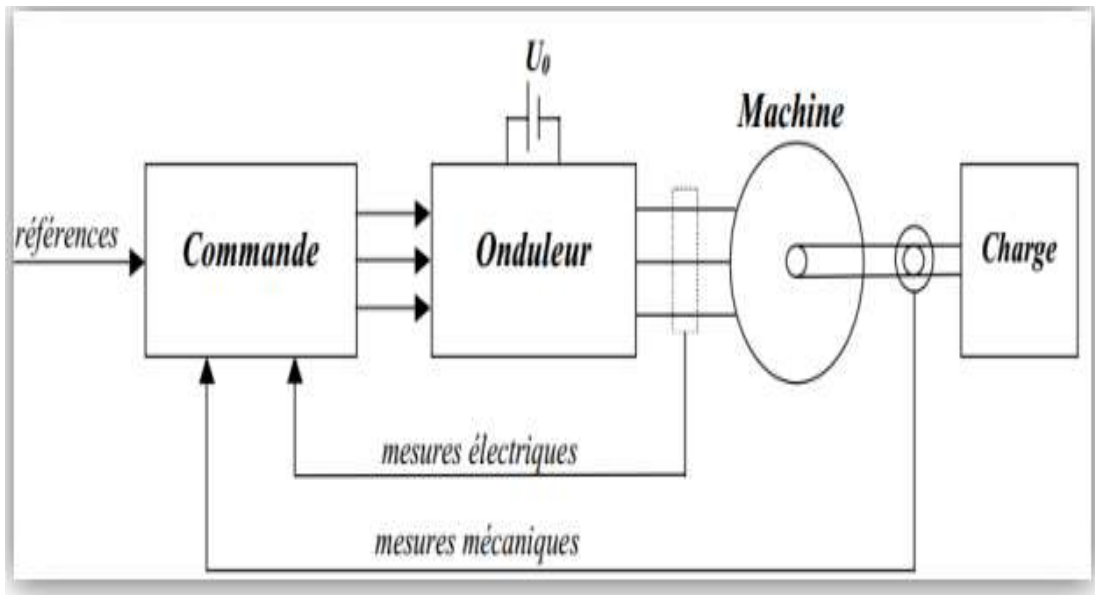


Figure (III.1) : Ensemble Commande-Onduleur-Machine.

III.2. Commande vectorielle de la MSAP par régulateur PI

III.2.1. Principe de la commande vectorielle

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 [20,26]. L'équation (III.1), donnant le couple, montre que celui-ci dépend de deux variables, i_d , i_q .

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 [26,27]. L'équation (III.1), donnant le couple, montre que celui-ci dépend de deux variables.

$$C_{em} = \frac{3}{2} \cdot P [(L_d - L_q) i_d i_q + i_q \phi_f] \quad (III.1)$$

C_{em} : couple électromagnétique.

I_d : courant direct.

I_q : courant quoadratique.

ϕ_f : flux de l'aiment.

Parmi les stratégies de commande, on utilise souvent celle qui consiste à maintenir la composante i_d nulle. Cette stratégie permet de l'obtention d'une loi de commande simplifiée avec

une relation linéaire entre le couple et le courant. On retrouve alors une caractéristique similaire à celle de la machine à courant continu à excitation séparée [42].

L'expression du couple devient :

$$C_{em} = k_t i_q \quad (\text{III.2})$$

Avec :

$$k_t = \frac{3}{2} P \phi_f \quad (\text{III.3})$$

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.

III.2.2. 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 $L_q \omega i_q$, $L_d \omega i_d$.

$$\begin{cases} V_d = \left(L_d \frac{di_d}{dt} + R_s i_d \right) - L_q \omega i_q \\ V_q = \left(L_q \frac{di_q}{dt} + R_s i_q \right) + \omega (L_d i_d + \phi_f) \end{cases} \quad (\text{III.4})$$

Avec :

V_d : tension direct.

V_q : tension quaoidratrique.

L_d : inductance direct.

L_q : inductance quaoidratrique.

R_s : résistance de la machine.

ω pulsation propre.

Ce couplage est éliminé par une méthode de compensation [29]. Cette dernière méthode consiste à faire ajouter des termes afin de rendre les axes d et q complètement indépendants.

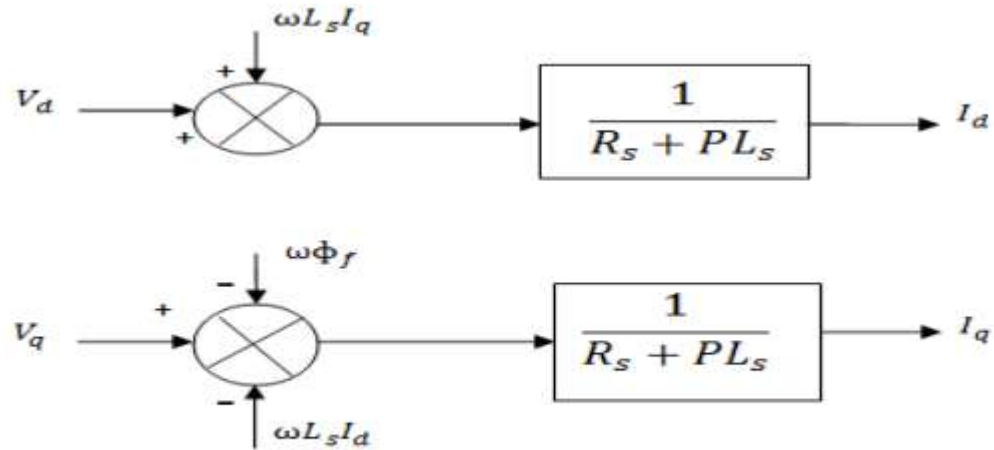


Figure (III.2) : Description des couplages.

III.2.3. Découplage par compensation

La compensation donc, a pour but de découpler les axes d et q. Ce découplage permet d'écrire les équations de la machine et de la partie régulation d'une manière simple et ainsi de calculer aisément les coefficients des régulateurs. Le principe de ce découplage revient à définir deux nouvelles variables de commande e_d , e_q représentées dans la Figure (III.3) telle que [29]:

$$\begin{cases} V_d = V_{d1} - e_d \\ V_{qs} = V_{q1} + e_q \end{cases} \quad (\text{III.5})$$

Avec :

$$\begin{cases} V_{d1} = L_d \frac{d}{dt} I_d + R_s I_d \\ V_{d1} = L_q \frac{d}{dt} I_q + R_s I_q \end{cases} \quad (\text{III.6})$$

Et :

$$\begin{cases} e_d = \omega L_q I_q \\ e_q = \omega(L_d I_d + \phi_f) \end{cases} \quad (\text{III.7})$$

On a donc les courants i_d et i_q sont découplés. Le courant i_d ne dépend que de V_{d1} et i_q ne dépend que de V_{q1} , à partir de l'équation (III.6) les courants i_d et i_q s'écrivent de la façon suivante:

$$\begin{cases} i_d = \frac{V_{d1}}{R_s + p.L_d} \\ i_q = \frac{V_{q1}}{R_s + p.L_q} \end{cases} \quad (III.8)$$

P ou S: Opérateur de Laplace.

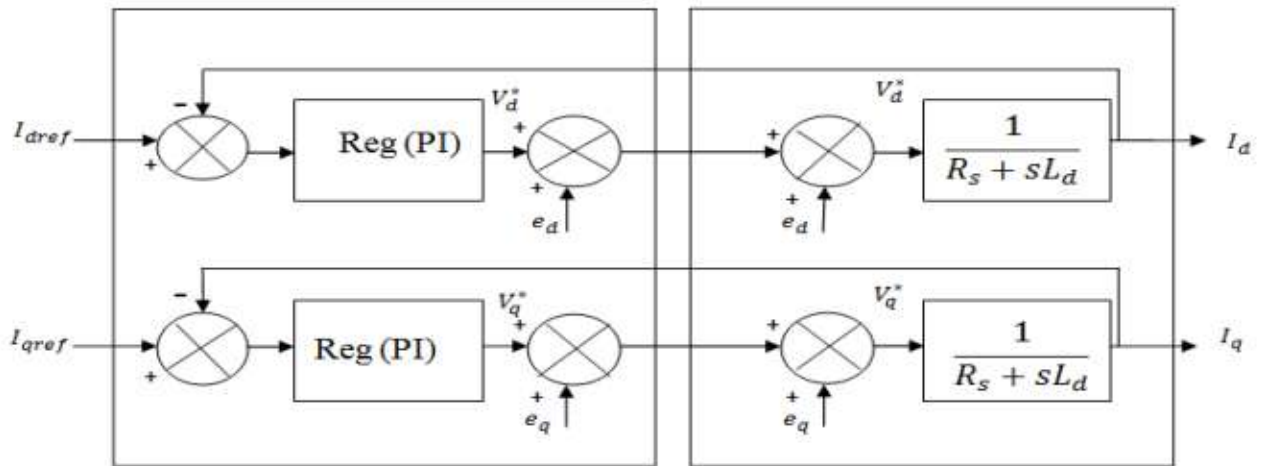


Figure (III.3): Découplage par compensation

Les actions sur les axes d et q sont donc découplés et représentées par la Figure III.4.

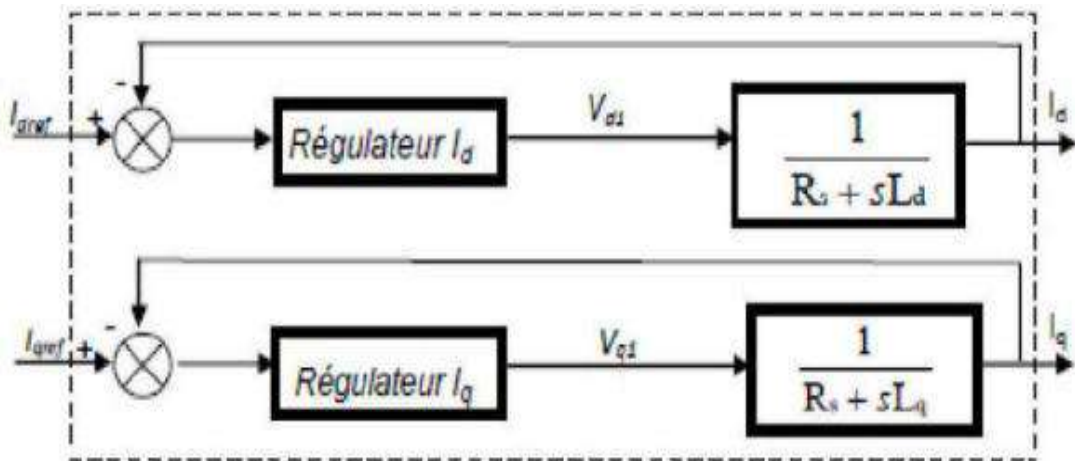


Figure (III.4): Commande découplée

III.2.4. Description du système global :

La régulation sur l'axe d est faite par une seule boucle, tandis que la régulation sur l'axe q est faite par deux boucles en cascades l'une interne pour réguler le courant et l'autre externe pour réguler la vitesse. La vitesse est régulée à travers la boucle externe, la sortie de son régulateur est

permet de générer le courant de référence i_{qref} qui est comparé à la valeur du courant i_q issue de la mesure des courants réels et leur erreur appliqué à l'entrée du régulateur du courant i_q . En parallèle avec cette boucle, on trouve une boucle de régulation du courant i_d qui est maintenu à zéro.

Les sorties des régulateurs de courant i_d et i_q sont appliquées à un bloc de découplage qui permet de générer les tensions de référence V_{dref} , V_{qref} et par passage du repère (d, q) au repère (a, b, c) qui nous donne les deux tensions de référence V_a , V_b , V_c de la commande MLI de l'onduleur de tension. La Figure (III.5) représente le schéma global de la commande vectorielle en vitesse d'une machine synchrone à aimants permanents dans le repère (d, q). [25]

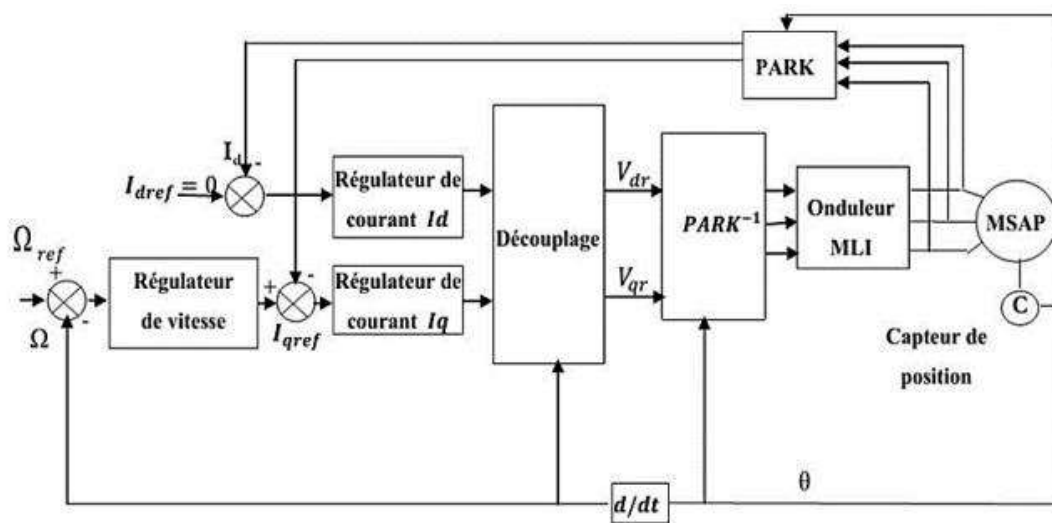


Figure (III.5): Schéma global de la commande vectorielle de la Machine Synchrone à aimants permanents.

III.3. La régulation

Les régulateurs ont, d'une part, la tâche de stabiliser le circuit de réglage, et d'autre part, ils viennent pour assurer une meilleure précision et un temps de réponse meilleur. Les régulateurs standards de type PI ou PID sont les plus utilisés dans le domaine de réglage industriel [30].

III.3.1. Calcul des régulateurs

a- Détermination des régulateurs de courants

Pour satisfaire bien la commande il faut calculer les paramètres des régulateurs, on adopte des modèles linéaires continus. Les méthodes classiques de l'automatique sont utilisables. Ces méthodes

ont l'avantage d'être simples et faciles à mettre en œuvre. Les éléments fondamentaux pour la réalisation des régulateurs sont les actions PID (proportionnelle, intégrale, dérivée) [31-32].

Les algorithmes, même les plus performants, sont toujours une combinaison de ces actions. Pour notre étude, nous avons adopté un régulateur 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. Le système présente donc pour la régulation de I un schéma bloc selon la figure suivante.[25]

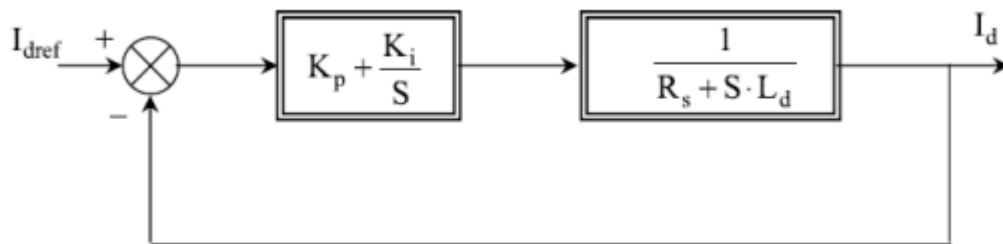


Figure (III.6): Boucle de régulation du courant I_d .

On retrouve la même boucle de régulation pour le courant I_q . La fonction de transfert en boucle ouverte $F_{bo}(S)$ est :

$$F_{bo}(s) = \left(K_p + \frac{K_i}{S} \right) \cdot \left(\frac{1}{R_s + S \cdot L_d} \right) \quad (\text{III.9})$$

Avec :

K_i : composant d'action intégrale.

K_p : composant d'action proportionnelle.

$F_{bo}(S)$: La fonction de transfert en boucle ouverte

Composons le pôle $\frac{L_d}{R_s}$ par $\frac{K_p}{K_i}$ ce qui se traduit par la condition

$$\frac{L_d}{R_s} = \frac{K_p}{K_i} \quad (\text{III.10})$$

La fonction de transfert en boucle ouverte s'écrit maintenant:

$$F_{bo}(s) = \frac{K_i}{S \cdot R_s} \quad (\text{III.11})$$

En boucle fermée, nous obtenons un système de types 1^{ère} ordre avec une constante de temps

$$\tau_{bf} = \frac{R_s}{K_i} \quad (\text{III.12})$$

Avec :

τ_{bf} : constant de temps boucle fermer

$$F_{bf} = \frac{1}{\frac{R_s}{K_i} \cdot S + 1} \quad (\text{III.13})$$

Avec :

F_{bf} : fonction de transfert à la boucle fermée.

L'action intégrale du PI est obtenue comme suite:

$$K_i = \frac{R_s}{\tau_{bf}} \quad (\text{III.14})$$

Si l'on choisit le $T_r = 3 \cdot \tau_{rep, bf}$, on a:

t_{rep} : temps de réponse

$$\begin{cases} K_p = 3 \cdot \frac{L_d}{t_{rep}} \\ K_i = 3 \cdot \frac{R_s}{t_{rep}} \end{cases} \quad (\text{III.15})$$

b. Détermination du régulateur de vitesse :

Dans les conditions de la commande des courants avec compensation, la situation est effectivement devenue similaire à celle de la machine à courant continu. Ceci facilite la conception du contrôle de vitesse. Ainsi, le réglage peut être envisagé suivant le schéma fonctionnel figure (III.7). Où le régulateur adopté est un régulateur PI. On a :

$$\Omega(s) = \frac{1}{J \cdot S + f} (C_e(s) - C_r(s)) \quad (\text{III.16})$$

Avec :

$$C_e = \frac{3}{2} PI_{qref} \cdot \phi_f = K_i \cdot I_{qref} \quad (\text{III.17})$$

Avec :

$\phi(s)$: flux de la machine.

J : moment d'inertie.

F : coefficient de frottement.

C_e : couple électromagnétique.

C_r : couple résistant.

I_{qref} : courant quaoïdratique refinancé.

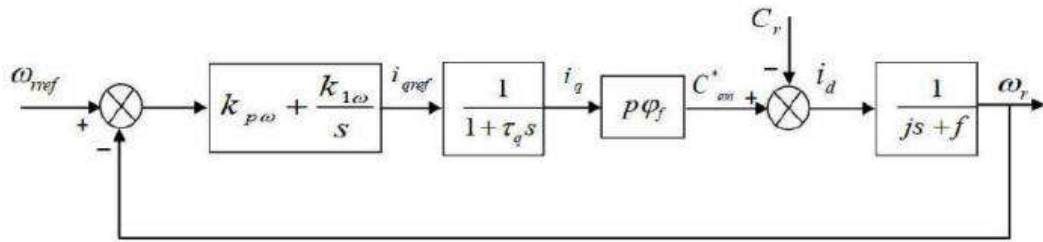


Figure (III.7): Boucle de régulation de vitesse

Avec :

K_{1w} , K_{pw} : Coefficients du régulateur PI

En considérant le couple de charge comme une perturbation, on dispose d'une fonction de transfert en boucle fermée par rapport à la consigne sous la forme :

$$F_{bf}(s) = \frac{\omega_0^2}{s^2 + 2 \cdot \xi \cdot s + \omega_0^2} \quad (\text{III.18})$$

Avec :

$$\begin{cases} \omega_0 = \sqrt{\frac{K_{pv} K_t K_{1w}}{J}} \\ 2 \cdot \xi \cdot \omega_0 = \frac{f}{J} + \frac{K_{pv} K_t}{J} \end{cases} \quad (\text{III.20})$$

Dans notre travail on prend les valeurs suivantes:

Pour les régulateurs de vitesse:

$K_i = 420$.

$K_p = 1.98$.

Puis on ajoute un transfert de fonction pour calculer le rapport entre K_i et K_p .

$$n = \frac{K_i}{K_p} = \frac{2.2}{600} = 0.011$$

III.4. Schéma fonctionnelle de la commande vectorielle :

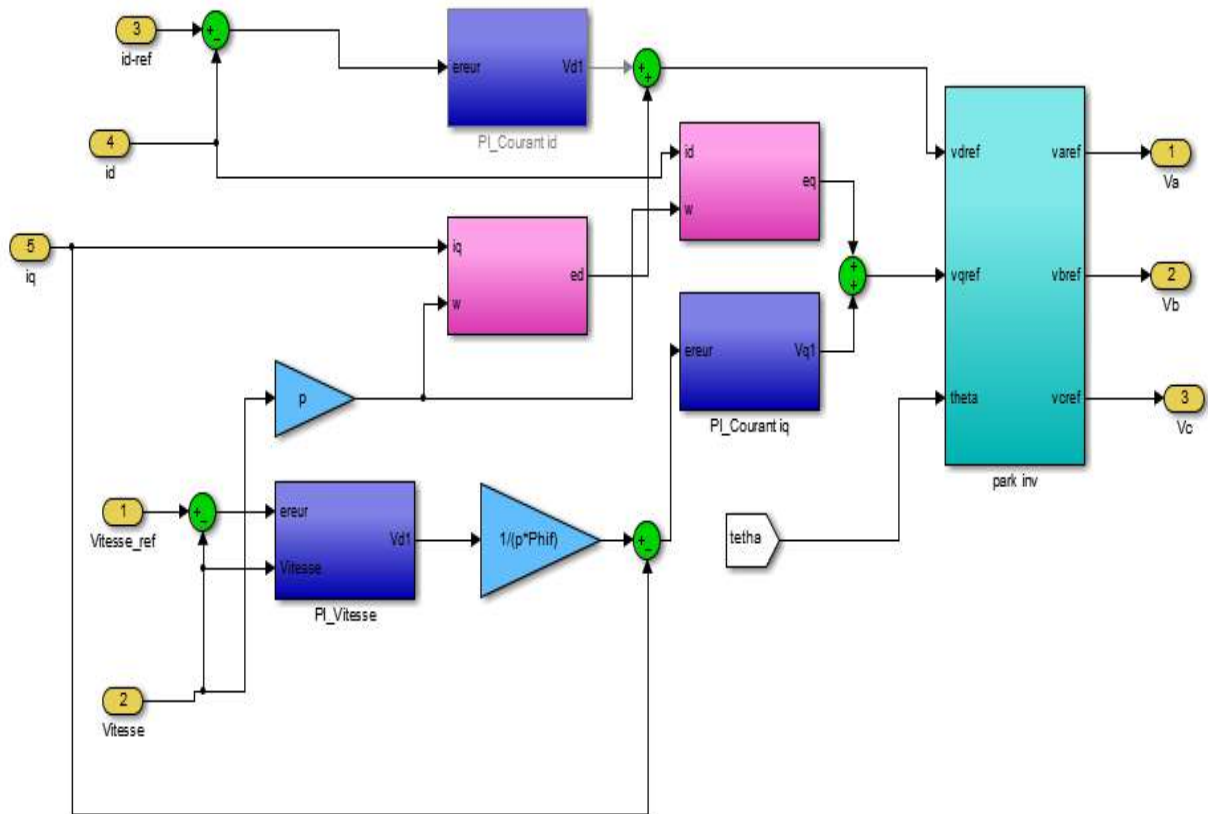


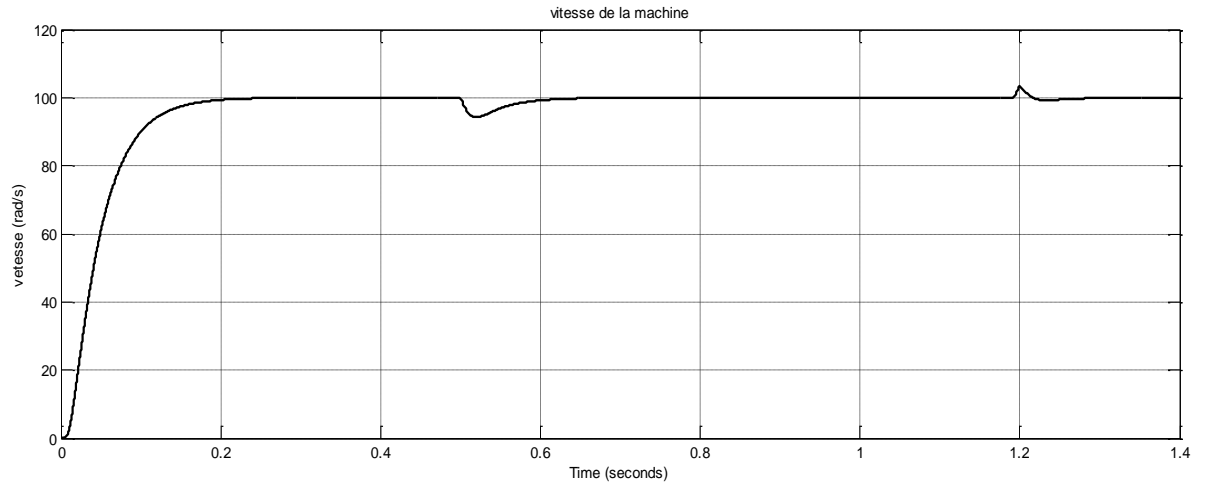
Figure (III.8) : schéma fonctionnelle.

III.5. Simulations du comportement du MSAP associé à la commande :

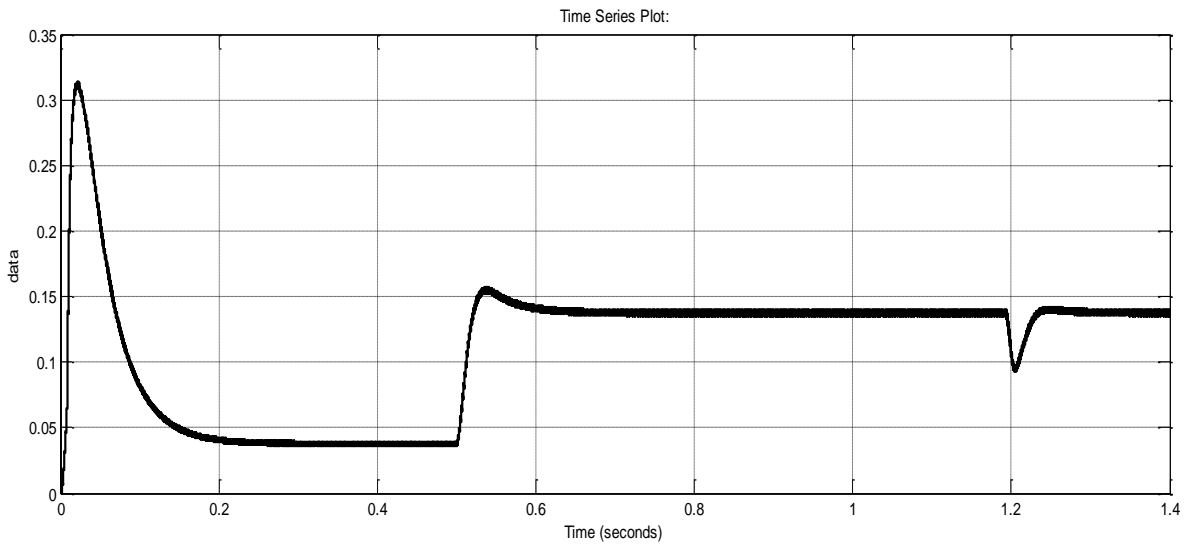
Vectorielle par R.PI et piloté par un onduleur de tension

- **Résultats de simulation ;**

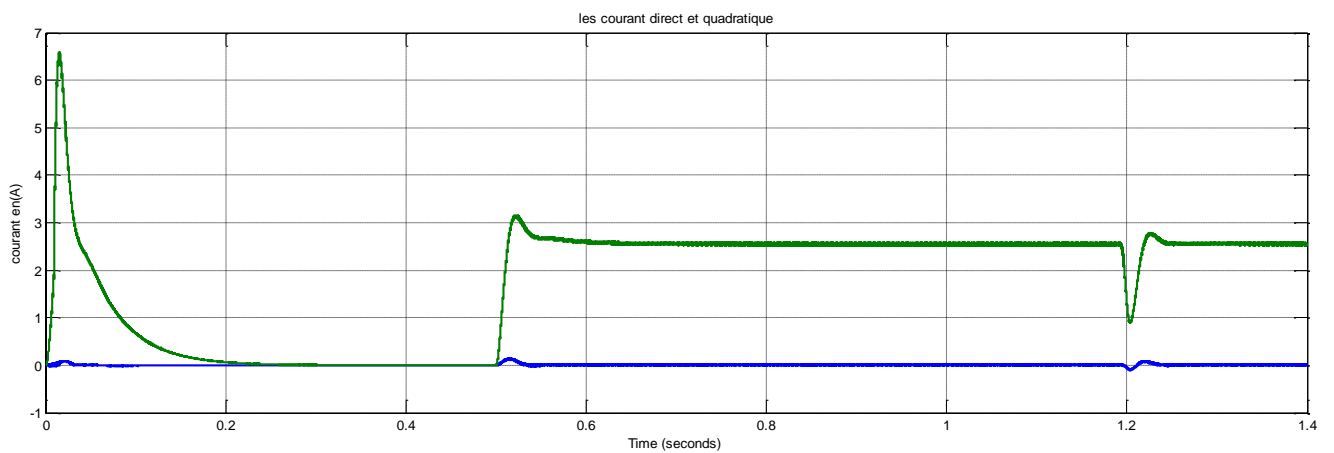
Dans cet este, on démarre la machine à vide puis on applique un couple de charge de 0.1 (N.m) aux instants 0.5s et on l'élimine à 1.2s



a



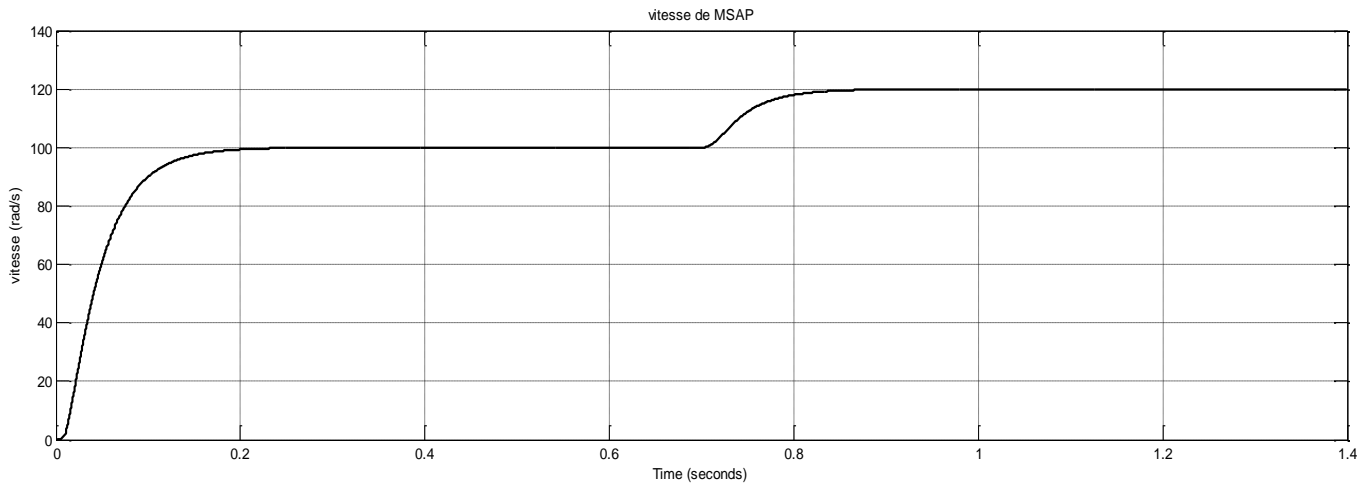
b



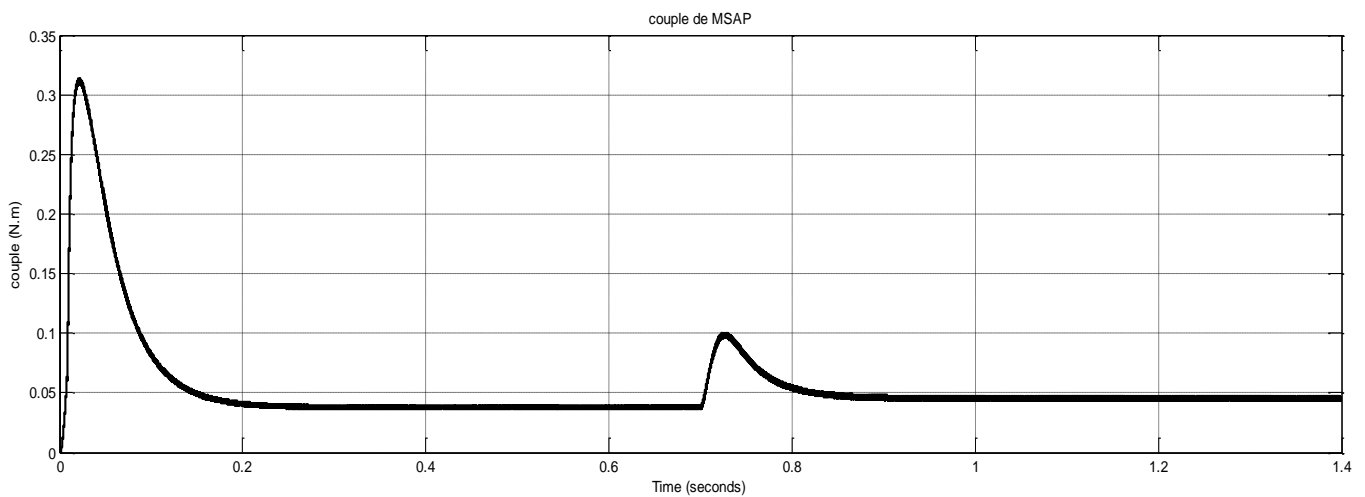
c

Figure (III.9) : Résultats de simulation de la commande vectorielle du MSAP pour un démarrage à vide puis on applique une couple de charge.

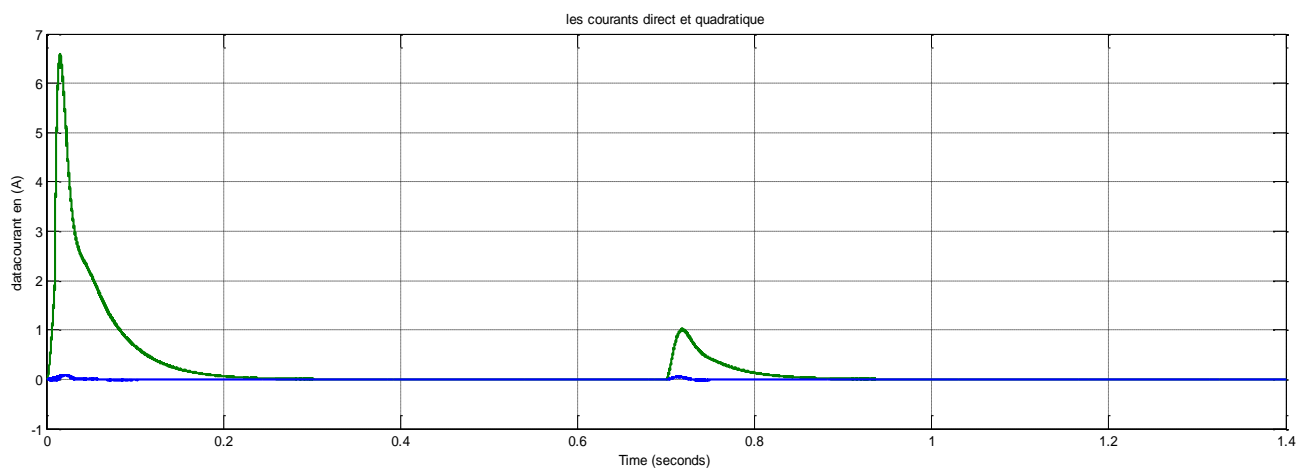
Dans le deuxième essai (figure III.10) a l'instant $t=0.7s$ on a augmenté la vitesse 100(rad/s) à 120(rad/s).



a



b



c

Figure (III.10): Résultats de simulation de la commande vectorielle du MSAP pour l'augmentation de vitesse

Et dans le troisième essai (figure III.11) à l' instant $t=0.7s$ on a inversé le sens de rotation de 100 (rad/s) à -100 (rad/s).

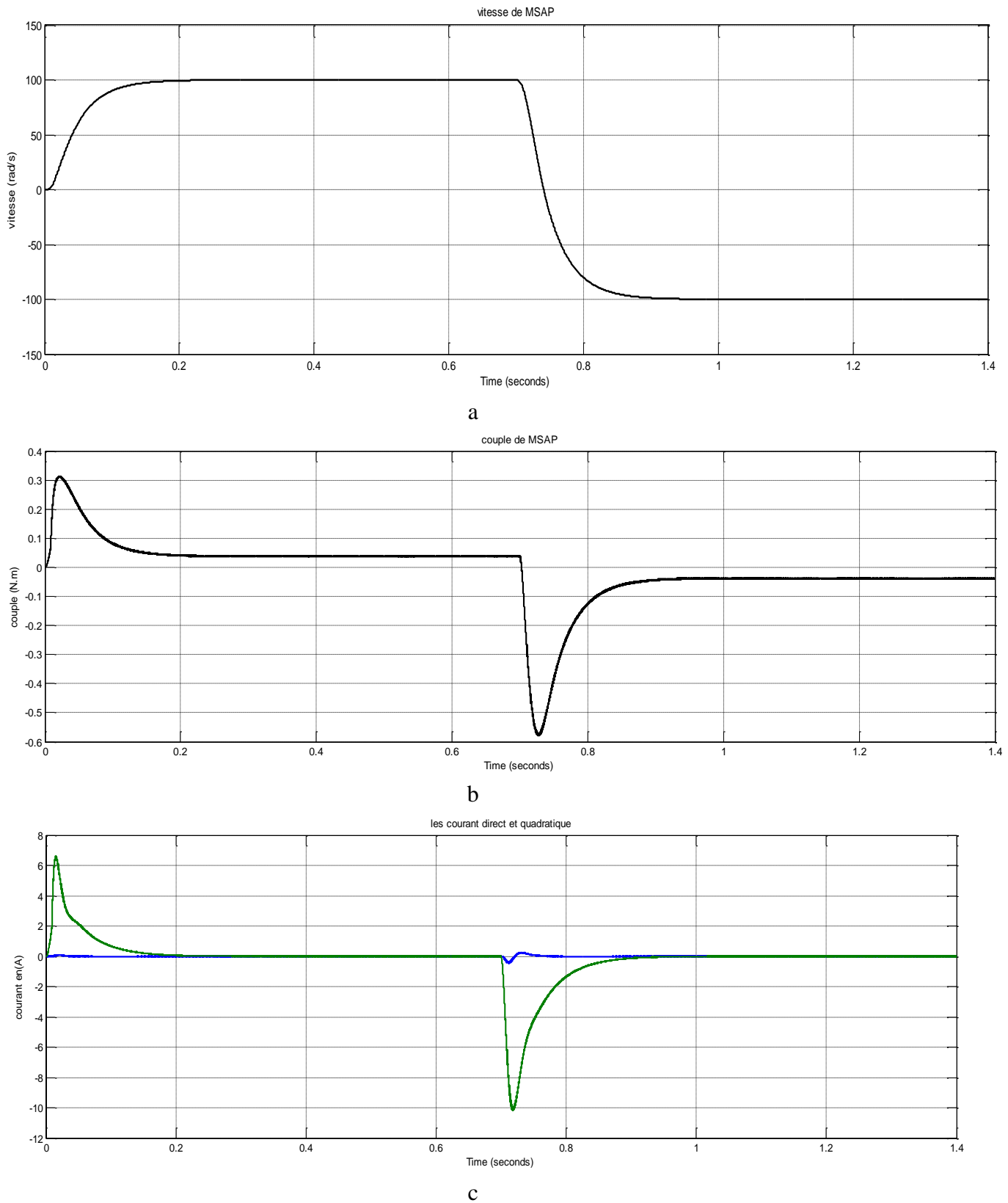


Figure (III.11): Résultats de simulation de la commande vectorielle du MSAP pour l'inversion de vitesse.

On remarque:

- ❖ L'allure de la vitesse suit parfaitement sa référence qui est atteinte rapidement avec un temps de réponse acceptable. L'effet de la perturbation est rapidement éliminé et que le couple électromagnétique se stabilise à la valeur de couple charge.
- ❖ La réponse de composante du courant montre bien le découplage introduit par la commande vectorielle de la MSAP (le courant $I_d=0$).
- ❖ Les résultats de simulation d'inversion de vitesse sont satisfaisants et la robustesse de cette commande est garantie vis-à-vis de ce fonctionnement.

III.6. La commande par mode glissant:

III.6.1. Système à structure variable

La commande à structure variable par régime glissant, apparue depuis le début des années 60, grâce aux résultats théoriques du mathématicien A.F. Philipov, est une commande non linéaire basée sur l'utilisation d'un terme discontinu. Après les travaux développés par l'équipe du professeur Emelyanov en union Soviétique et à cause des problèmes de broutements et de réalisation, la commande à structure variable a attendu la fin des années soixante dix pour connaître sa réapparition et son épopée avec l'avancée de l'électronique et l'informatique. En effet, cette commande est basée sur une commutation à haute fréquence pour un meilleur régime glissant [21].

III.6.2. Principe de la commande à structure variable par régime glissant

La technique des modes glissants consiste à amener la trajectoire d'état d'un système vers la surface de glissement et de la faire commuter à l'aide d'une logique de commutation appropriée autour de celle-ci jusqu' au point d'équilibre, d'où le phénomène de glissement [22].

La forme d'une commande à structure variable peut être donnée par [23] :

$$U = \begin{cases} U^+ & \text{si } s(x) > 0 \\ U^- & \text{si } s(x) < 0 \end{cases} \quad (\text{III.22})$$

U: les composantes du vecteur de commande.

Parmi les propriétés des modes glissants :

- La trajectoire d'état du système en mode de glissement appartient à une surface de dimension inférieure à celle de l'espace d'état, par conséquent l'ordre des équations différentielles régissant le fonctionnement du système en mode de glissement est réduit.
- La théorie des modes glissants s'adapte bien pour les systèmes dont la commande est discontinue.
- La dynamique du système en mode de glissement est déterminée uniquement par le choix des coefficients de la surface de glissement.

III.6.2.3. Conception de la Commande par Mode de Glissement :

Les avantages de la commande par mode de glissement sont importants et multiples, comme la haute précision, la stabilité, la simplicité, un temps de réponse très faible et notamment la robustesse.

Souvent, il est préférable de spécifier la dynamique du système durant le mode de convergence [11].

Dans ce cas, la structure du contrôleur comporte deux parties, une première continue, représentant la dynamique du système durant le mode de glissement et une autre discontinue représentant la dynamique du système durant le mode de convergence.

Cette deuxième est importante dans la commande non linéaire, car elle a pour rôle d'éliminer les effets d'imprécision et de perturbation sur le modèle [5].

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 :

- Choix des surfaces.
- L'établissement des conditions d'existence et de convergence.
- Détermination de loi de commande [8], [11].

III.6.3.1. Choix de la surface de glissement

Le choix de la surface de glissement concerne non seulement le nombre nécessaire de cette surface 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 : [13]

$$\dot{X}(t) = f(x, t) + B(x, t).U(t) \quad (\text{III.23})$$

Avec :

$x(t)$ vecteur d'état,

$U(t)$ vecteur d'entrée

$f(x, t)$ 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 [8]. 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.

Jean jacques E.Slotine (ou 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: [5], [8]

L'équation est donnée par:

$$S(t) = \left(\frac{\partial}{\partial t} + \lambda \cdot x \right)^{r-1} e(x) \tag{III.24}$$

Où:

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

λ_x : 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. Pour :

$$r = 1, S(x) = e(x)$$

$$r = 2, S(x) = \lambda \cdot x \cdot e(x) + \dot{e}(t)$$

$$r = 3, S(x) = \lambda \cdot 2 \cdot e(x) + 2 \cdot \lambda \cdot x \cdot e(t) + e(t)$$

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

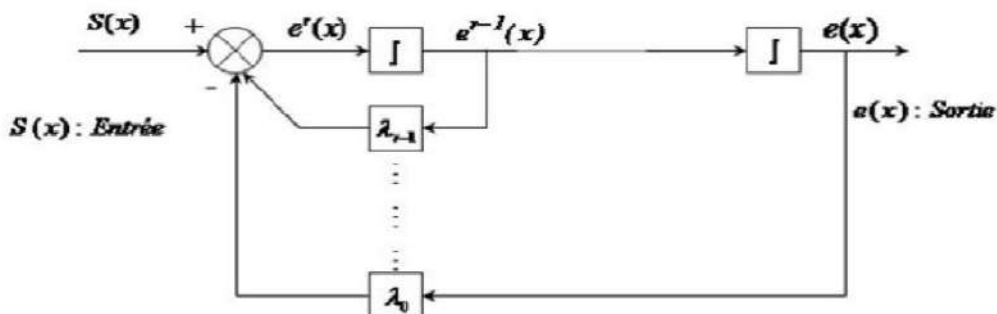


Figure (III.12) : Linéarisation exacte de l'écart

Donc en rappelé chez nous ce qu'en a dit en autre termes

La surface de glissement :

, Si tout point de S est tel qu'il existe des trajectoires d'état hors de S le contenant alors la surface de commutation S est appelée surface de glissement.

Le but d'un système de commande à structure variable est d'amener asymptotiquement l'état du système à partir d'une condition initiale quelconque $s(0) = x_0$ vers l'origine de l'espace d'état quand t tende a l'infinie [24].

La trajectoire dans le plan de phase se compose de trois parties distinctes :

- **Le mode de convergence (MC)**

C'est le mode 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 $S(x) = 0$. Ce mode est caractérisé par la loi de commande et le critère de convergence [22].

- **Le mode de glissement (MG)**

C'est le mode durant lequel la variable d'état a atteint la surface de glissement et tend vers l'origine du plan de phase. La dynamique de ce mode est caractérisée par la détermination de la surface de glissement $S(x) = 0$ [22].

- **Le mode du régime permanent (MRP)**

Ce mode est ajouté pour l'étude de la réponse de système autour de son point d'équilibre (origine de plan de phase) il est caractérisé par la qualité et les performances de la commande [22].

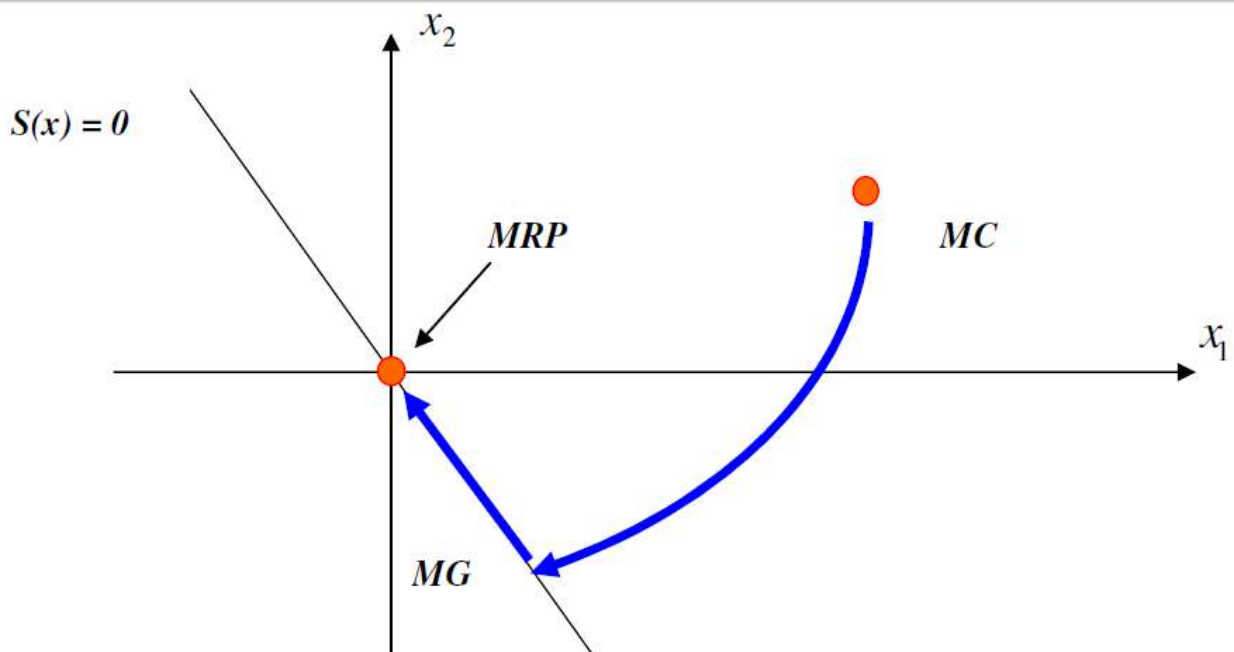


Figure (III.13). Les différents modes pour la trajectoire dans le plan de Phase.

III.6.3.2 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 [11].

III.6.4. Détermination de loi de commande

III.6.4.1. 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 du système défini dans l'espace d'état par l'équation (III.23). Le vecteur U est composé de deux grandeurs U_{eq} et U_n soit : [5]

$$U(t) = U_{eq} + U_n \quad (III.25)$$

L'utilisation de l'équation (III.23) et (III.25) permet d'obtenir la commande équivalente U_{eq} :

Nous avons :

$$\dot{S}(x) = \frac{ds}{dt} = \frac{ds}{dx} \cdot \frac{dx}{dt} = \frac{ds}{dx} [f(x, t) + B(x, t) \cdot U_{eq}(t)] + \frac{ds}{dx} [B(x, t) \cdot U_n] \quad (III.26)$$

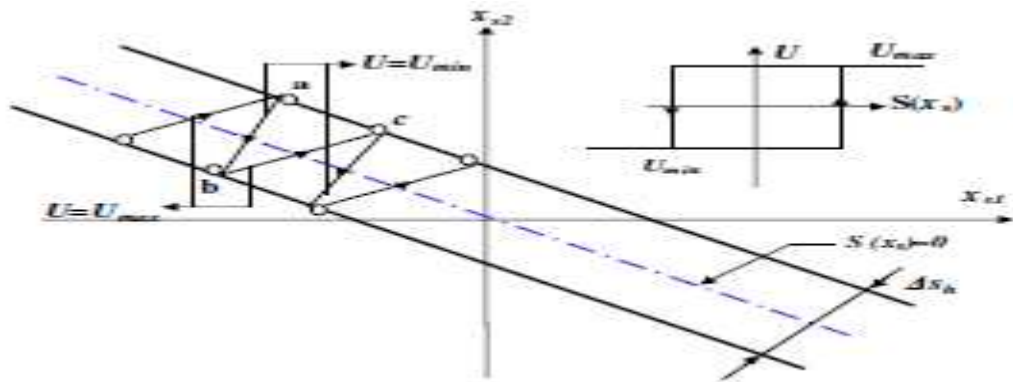
En mode de glissement et en régime permanent, la surface $S(x)$ est nulle par conséquent sa dérivée et la composante discontinue U_n sont aussi nulles. D'où, nous déduisons l'expression de la commande équivalente:

$$U_{eq} = -\left[\frac{ds}{dx} \cdot B(x, t)\right]^{-1} + \left[\frac{ds}{dx} \cdot f(x, t)\right], U_n = 0 \quad (III.27)$$

En portant U_{eq} dans l'équation (III.23), on obtient l'équation du régime glissant idéal :

$$\dot{x}(t) = f(x, t) - b(x, t) \cdot \left[\frac{ds}{dx} \cdot B(x, t)\right]^{-1} \cdot \frac{ds}{dx} \cdot f(x, t) \quad (III.28)$$

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}) [8], [13].



Figure(III.14) : Commande équivalente U_{eq} .

III.6.4.2. 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 $S = [S_1, S_2, \dots, S_m]$.

$$\begin{cases} \text{sign}(s(x)) = +1 & \text{pour } s(x) > 0 \\ \text{sign}(s(x)) = -1 & \text{pour } s(x) < 0 \end{cases} \quad (\text{III.29})$$

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

$$U_n = K \cdot \text{sign}(S(x)) \quad (\text{III.30})$$

Où K est un gain positif.

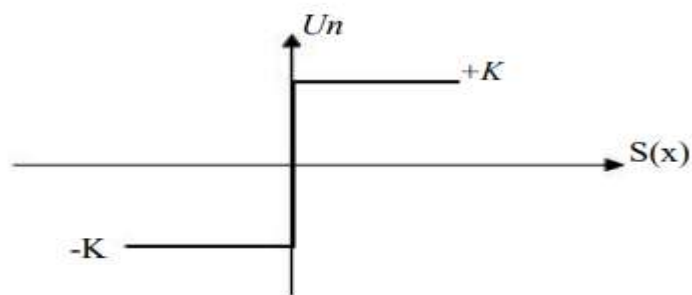


Figure (III.15) : Fonction sign.

III.6.4.3. 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_n et en remplaçant la fonction sign par la fonction continue suivante (smooth) [5] :

$$U_n = K \cdot \frac{S(x)}{|S(x)| + \lambda} \quad (\text{III.31})$$

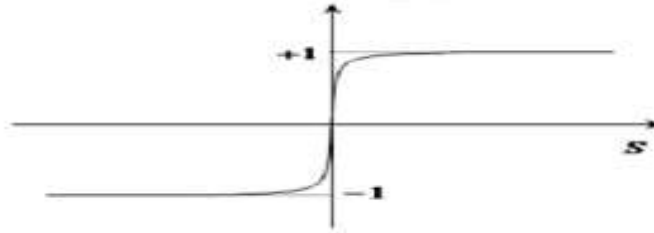


Figure (III.16) : Commande rendue continue.

III.6.5. Synthèse des régulateurs pour la stratégie avec deux surfaces :

À partir du modèle de la MSAP et de l'équation mécanique motionne présidaient la structure comprend une boucle de régulation de vitesse qui génère la référence de courant I_{qsref} laquelle impose la commande V_{qsref} . Alors que la régulation du courant I_{dsref} impose la commande V_{dsref} . Le choix des surfaces pour chaque boucle est décrit Comme suit [13] :

III.6.5.1 Réglage de vitesse :

On prend les surfaces suivantes :

$$S(\Omega) = \dot{e} + \lambda \cdot e \quad (\text{III.32})$$

Avec :

$$e = \Omega_{ref} - \Omega$$

Pour $r=1$, l'équation de contrôle de la vitesse peut être obtenue à partir de l'équation comme suit :

$$\dot{S}(\Omega) = \dot{\Omega}_{ref} + \frac{F}{J} \cdot \Omega - \frac{P\Phi_f}{J} \cdot I_{qs} + \frac{1}{J} \cdot C_r \quad (\text{III.34})$$

Pour $r=2$, l'équation de contrôle de la vitesse peut être obtenue à partir de l'équation comme suit :

$$\dot{S}(\Omega) = \ddot{\Omega}_{ref} + \frac{F}{J} \cdot \dot{\Omega} - \frac{P\Phi_f}{J} \cdot \dot{I}_{qs} + \frac{1}{J} \cdot C_r \quad (\text{III.35})$$

On remplace \dot{I}_{qs} :

$$U_{qref} = \left(J \cdot \frac{L_{qs}}{P\Phi_f} \right) \left(- \left(\frac{F^2}{J^2} \right) \cdot \Omega + \frac{F\Phi_f P}{J^2} I_{qs} - \frac{F}{J^2} C_r + \Omega \cdot I_{ds} \cdot \left(\frac{L_{ds}}{L_{qs}} \right) + \left(\frac{P\Phi_f R_s}{JL_{qs}} \right) I_{qs} + P\Omega \cdot \frac{P\Phi_f^2}{JL_{qs}} \right) \quad (\text{III.36})$$

$$u_{qs}^n = Kq \text{sign}(S(\omega))$$

Kq : constant positive

III.6.5.2. Réglage de courant I_{ds} :

L'erreur de la courant Id est définie par :

$$e_d = I_{dref} - I_d$$

$$\dot{S}(I_d) = \dot{I}_{dref} - \dot{I}_d$$

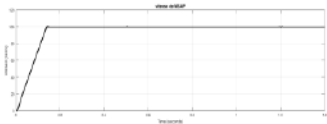
D'après la dérivée de la surface du courant Ids, on peut générer la tension sur l'axe d,

$$\dot{S}(I_{ds}) = \dot{I}_{dref} + \frac{R_s}{L_s} I_{ds} - P \cdot \Omega \cdot \frac{L_{qs}}{L_{ds}} I_{qs} - \frac{1}{L_{ds}} u_{ds} \quad (\text{III.37})$$

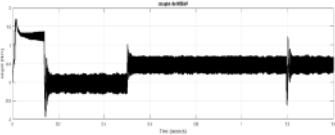
La tension de commande U_{dsref} est définie par :

$$\left\{ \begin{array}{l} u_{dref} = u_{ds}^{eq} + u_{ds}^n \\ \dot{I}_{dref} + \frac{R_s}{L_{ds}} I_{ds} - P \Omega \frac{L_{ds}}{L_{ds}} I_{qs} \\ u_{ds}^n = K_d \text{sgn}(S(I_{ds})) \end{array} \right\} \cdot L_{ds} \quad (\text{III.38})$$

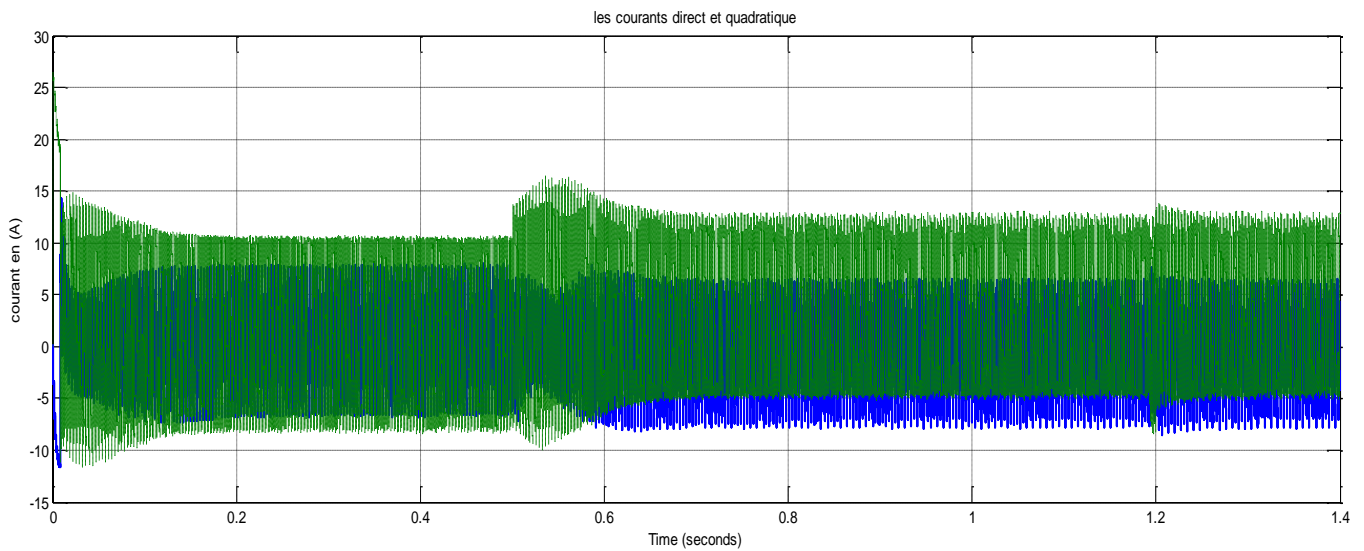
K_d : constant positive.



a



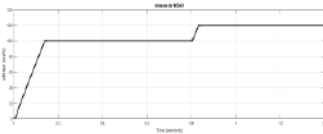
b



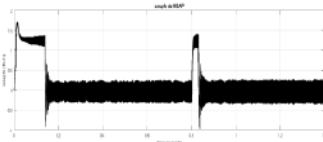
c

Figure (III.18) : Résultats de simulation de la commande par mode glissant du MSAP pour un démarrage à vide puis on applique une couple de charge.

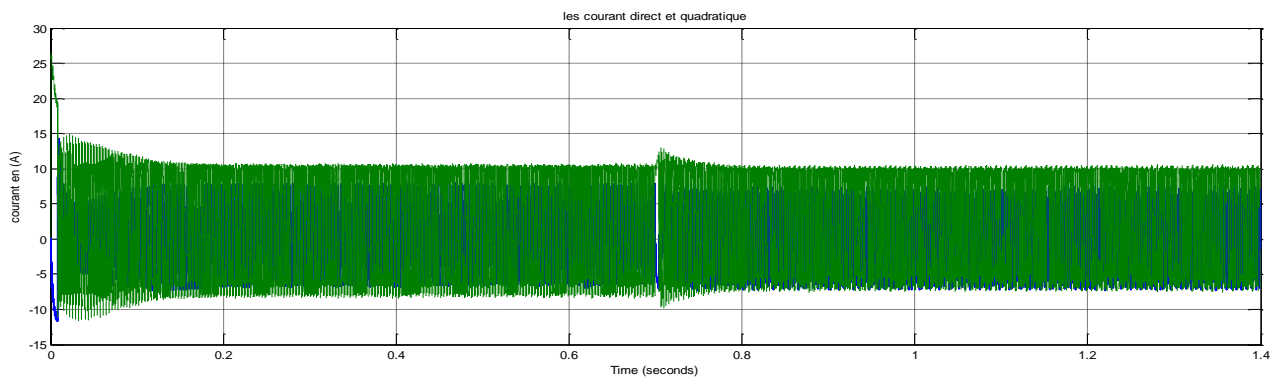
Dans le deuxième essai (figure III.19) a l'instant $t=0.7s$ on a augmenté la vitesse 100(rad/s) à 120(rad/s).



A



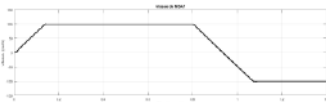
b



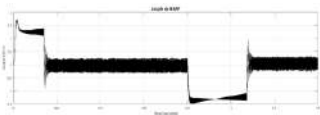
c

Figure (III.19): Résultats de simulation de la commande par mode glissant du MSAP pour l'augmentation de vitesse.

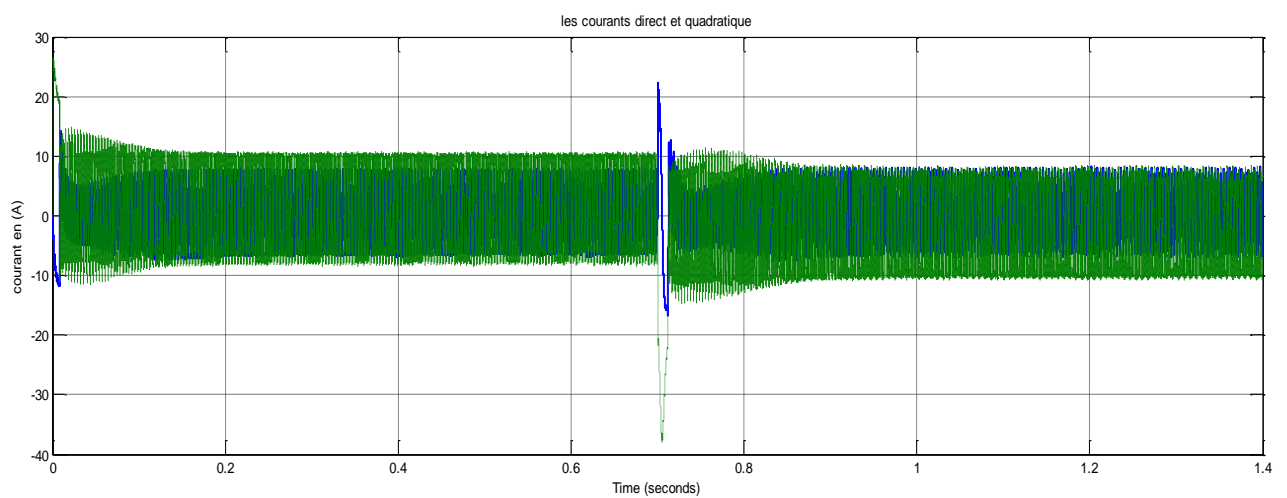
Et dans le troisième essai (figure III.20) à l' instant $t=0.7s$ on a inversé le sens de rotation de 100 (rad/s) à -100 (rad/s).



A



b



c

Figure (III.20): Résultats de simulation de la commande par mode glissant du MSAP pour l'inversion de vitesse.

On remarque:

- ❖ L'allure de la vitesse suit parfaitement sa référence qui est atteinte rapidement avec un temps de réponse court. L'effet de la perturbation n'existe plus et que le couple électromagnétique se relativement stabilise à la valeur de couple charge.
- ❖ Les résultats de simulation d'inversion de vitesse sont satisfaisants et la robustesse de cette commande est garantie vis-à-vis de ce fonctionnement.

III.11.Étude comparative :

Par la comparaisant entre commande vectorielle et celle de mode glissante on a retiré ces remarque :

les résultats de simulation montrent que le couple obtenu par la commande du mode glissant diminue progressivement, tandis que le couple obtenu par la commande CV est retenue a sa valeur maximale plus longtemps et surtout pour la phase de changement du sens de rotation .

Les réponses obtenues montrent que le système commandé avec mode glissant est plus robuste que la commande PI .

Le couple développé par la machine est plus commandable.

Le courant débuté par la machine est un petit peu plus stable.

Malgré la vitesse de mode glissant est parfaitement stable, le couple se papillote beaucoup il faut de considère d'assoie un filtre.

III.12.Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons établi la technique de la commande vectorielle et commande par mode glissante appliquée à la MSAP, L'application de ces commandes à la MSAP nous permet non seulement de simplifier le modèle de la machine mais aussi améliorer ces performances dynamique et statique, le développement de la commande vectorielle au commande par mode glissante permet d'atteindre un découplage entre les axes "d" et "q" ce qui rend la machine synchrone à aimants permanents similaire à la machine à courant continu. Le réglage de la vitesse par la commande vectorielle avec un régulateur classique (PI) La commande par mode glissant permet d'obtenir des performances dynamiques inégales.

La mise en œuvre de cette méthode de commande nécessite principalement trois étapes:

- Le choix de la surface: le choix de la surface de glissement concerne non seulement le nombre nécessaire de ces surfaces, mais également leur forme, en fonction de l'application et l'objectif visé.
- L'établissement des conditions de la convergence: c'est la première condition de convergence qui permet aux dynamiques du système de converger vers les surfaces de glissement.
- La détermination de la commande: une fois la surface de glissement choisie, ainsi que le critère de convergence, il reste à déterminer la commande nécessaire pour ramener la variable à contrôler vers la surface et ensuite vers son point d'équilibre en maintenant la condition d'existence des modes glissants.

Les résultats de simulation montrent que les réponses avec la CSV pour l'asservissement en vitesse sont rapides et robustes. La charge n'a pas d'influence sur la vitesse. Finalement, on a présenté une étude comparative entre la commande vectorielle à régulateur PI est la CSV de la MSAP.

Les résultats de simulation des deux régulateurs, nous montrent que les réponses avec la CMG 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 CMG de la MSAP.

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

*Conclusion
générale*

Conclusion générale :

Dans le présent travail, nous avons étudié, la commande en vitesse par mode de glissement d'une machine synchrone triphasée à aimant permanent. Nous avons étudié les axes suivants :

La modélisation de la machine synchrone à aimants permanents et l'utilisation de transformation de Park pour représenter la machine triphasée dans un repère à deux phases, ce qui simplifie la résolution des équations électromagnétiques de la machine.

On a présenté dans le deuxième chapitre nous avons modélisé l'onduleur de tension triphasée et sa commande à MLI sinus-triangle.

La commande vectorielle de la MSAP pour son asservissement en vitesse, les résultats de simulation de l'association (commande vectorielle, onduleur, moteur), sont acceptables par rapport aux résultats obtenus. Parmi les résultats, la réponse de vitesse qui atteinte rapidement la référence sans dépassement et surtout avec une erreur statique nulle, cela explique directement le comportement insensible de la MSAP, aux variations et aux perturbations extérieures de ces paramètres.

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

D'où la nécessité d'une autre technique basée sur un autre contrôle .Parmi les techniques modernes les plus utilisés actuellement, le réglage par mode glissement. Nous avons analysé le comportement de CSV pour la forme de la commande discontinue de l'asservissement en vitesse, cette forme consiste à considérer la fonction de la commande Un comme un relais. En suite, nous avons fait la comparaison des résultats obtenus avec la MG et avec ceux obtenus avec une commande vectorielle de type PI. Nous concluons que la commande par mode glissant est plus robuste que les régulateurs PI. Comme perspectives à la poursuite de notre travail, on propose :

L'utilisation des régulateurs (CSV, logique floue) au lieu des régulateurs CSV seulement. Identification paramétrique de la machine en utilisant filtre de Kalman .

*Les Références
bibliographiques*

Les références bibliographiques :

- [01] Baghli, L.; Razik, H.; Rezzoug, A., "A field oriented control method using decoupling terms for induction motors," in *Proc. 2nd EPE Chapter symposium on electric drive design and applications*, Nancy, 4-6 June 1996, pp.147-151.
- [02] Yacine, A. " Contribution à la conception et à la commande des machines synchrones à double excitation, Application au véhicule hybride ".Thèse de Doctorat, Université Paris XI,2001
- [03] Benchabane, F. "Commande en position et en vitesse par mode de glissement d'un moteur triphasé à aimants permanents avec minimisation du chatte ring". Thèse de Magistère de l'université de Biskra 2005.
- [04] Bidart.M. commande coopérative des systèmes Mono convertisseurs Multi machines Synchrones, Thèse de Doctorat, L'Institut national polytechnique de Toulouse (INP Toulouse), 2011
- [05] Koteich.M. Commande Vectorielle Sensorless Des Moteurs Brushless De MiniDrones, Master 2 Recherche, The french aerospace LAB, 2012
- [06] **Carlos canudas de Witt.** Commande des moteurs asynchrones . Volume 1 « Modélisation, contrôle vectoriel et DTC » Hermès science publication 2000M.T.Latreche. Commande Floue De La Machine Synchrone A Aimant Permanent (MSAP) Utilisée Dans Un Système Eolien,
- [07] H.Aid, W.Aina. Synthèse De Lois de Commande Non-Linéaires Pour Un Entraînement Electrique A Vitesse Variable Basé Sur Un Moteur Synchrone A Aimants Permanents, Mémoire de Master, Université abou bekr belkaid, Tlemcen, 2013
- [08]-BOUKAROURA Abdelkader, « Modélisation et Diagnostic d'un Onduleur Triphasé par l'Approche Bond-Graph », Magister en électrotechnique, Université Ferhat Abbas de Sétif 2009.
- [9]- Baghli, L., Contribution à la commande de la machine asynchrone, utilisation de la logique floue, des réseaux de neurones et des algorithmes génétiques, Thèse de Doctorat de l'Université Henri Poincaré, janvier 1999. Télécharger (Thèse complète - 3 MO http://baghli.com/dl/these_baghli.pdf)
- [09]- Benbrahim.A « Commande prédictive généralisée d'une machine synchrone à aimants permanents », Thèse de Magister, Université de Batna, 2009.
- [10]- Segulier.G and . Labrique,F 'Les Convertisseurs de l'Electronique de Puissance', Tome 4 : La Conversion Continu-Alternatif', Edition Lavoisier, Technologie et Documentation, 1989.
- [11]- Benadel HANI Choudira MESSAOUD, technique de commande d'un onduleur triphasé, projet de fin d'étude licence génie électrique.

- [12] - Kerouaz.M « Commande vectorielle d'une machine synchrone à aimants permanents alimentée par onduleur de tension » PFE- Université Badji Mokhtar, Annaba 2000.
- [13] - Yagoubi.B- Meniche.S « Commande floue d'un actionneur synchrone à aimants permanents» PFE- Farhet Abbes, Setif 1998.
- [14] -Bounasla.N, « Commande par Mode de Glissement d'Ordre Supérieur de la Machine Synchrone à Aimants Permanents », Mémoire de Magister, Université Ferhat Abbas Sétif, 2014.
- [15] Benyahia.M - Kerroumi.A.H « Commande par linéarisation entrée-sortie de la machine synchrone à aimants permanents », Mémoire de Master en électrotechnique, Université de Abou Bekr Belkaid de Tlemcen, 2015.
- [16] BOUNEMEUR.A « Commande Adaptative Floue Des Systèmes Non Linéaires », Mémoire Magister, Université Constantine 1, 27/11/2014.
- [17] KOBBI.A, M.DEKKICHE « Etude comparative entre la commande vectorielle et la commande non linéaire », mémoire de master en électrotechnique, Université Kasdi Merbah Ouargla, 2017.
- [18] Contrôle Avancées », Thèse de Doctorat, Université Mohamed Kheider – Biskra, Juin 2006.
- [19] BENMOUSSA.A et ABADA.A « commande adaptative floue décentralisée pour une classe des systèmes non linéaires incertains», Mémoire Master, Université Kasdi Merbah Ouargla, 18/09/2019.
- [20] -Kirsane.L"Commande non linéaire de la machine induction aspect expérimental", Mémoire de magister, Université de Batna, 2008.
- [21] Madni, N. Benkhoris, M.F. " Sliding made control of asynchronous motor drive". Power Electronics and variable speed drives. 21-23 September 1998. conference publication No. 456 IEEE 1998.
- [22] LAMELOT.PH. J.GUEZEL. "Les Aimants Permanents Rendent les Moteurs Economes " ;Technologie et Innovations, 2007.
- [23] -Lagoune.Z."Commande par hysteresis d'une machine synchrone a aimants permanents en utilisant maxwell simplorer", These de Master, Université de Setif1,2011.
- [24] -Mahgoun.M.S"Application de La Commande H_{∞} Aux Systèmes Linéaires Perturbés".Thèse de Magister2012

- [25] Guy Séguier. Francis Labrique. Philippe Delarue. LIVRE DUNOD 10^eédition Électronique de puissance 2011.2015.
- [26] K. Nabti."Stratégies de commande et techniques intelligentes appliquées aux machines de type synchrone", Thèse de Doctorat, Université de Constantine, 2010.
- [27] - Grellet.G, and G. Clerc."Actionneur électriques, principes, modèles, commande",Eyrolles, 1997. [28] E. Slotine and W. Li."Applied nonlinear control", Parentice hall Englewood Cliffs. New Jersey 1991 [29] F. Benchabane."Commande en position et en vitesse par mode de glissement d'un moteur synchrone triphasé à aimants permanents avec minimisation du chattring", Thèse de Magister, Université de Biskra, 2005.
- [30] -Benyahia.N. Srairi.K, S. Mimoune.M" Commande de la machine asynchrone par orientation du flux rotorique", pp.147-150, N°06, Juin 2005.
- [31] Annane Adel. «Analyse du comportement du moteur synchrone dans les entraînements électriques à vitesse variable». Mémoire de magister, option ELECTROMECHANIQUE , Université d'Annaba, 2009.
- [32] Aoufi.A." Utilisation d'observateurs à modes glissants pour le contrôle direct de couple et le contrôle vectoriel d'une machine asynchrone à cage", Thèse de magistère, Université de Biskra, 2011

Les annexes

Annexe :**Paramètres de la machine synchrone à aimants permanents utilisée :**

La fréquence	$F = 50 \text{ Hz}$
Résistance statorique	$R_s = 1.4 \Omega$.
Inductance suivant l'axe d	$L_d = 6.6 \text{ e-3 H}$
Inductance suivant l'axe q	$L_q = 5.8 \text{ e-3 H}$.
Nombre de paire de pôles	$P = 3$.
Flux permanent	$\varphi_{sf} = 0.1546 \text{ Wb}$.
Moment d'inertie	$J = 0.00176 \text{ kg.m}^2$.
Coefficient de frottement visqueux	$f = 0.0003881 \text{ n.m/rad/s}$.