



Université Mohamed Khider de Biskra
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département de génie électrique

MÉMOIRE DE MASTER

Sciences et Technologies

Electrotechnique

Machine Electrique

Réf. :

Présenté et soutenu par :
Mustapha Hadj Brahim

Le : dimanche 24 juin 2018

Commande Vectorielle-Floue de la Machine Synchrone a Aimant Permanent.

Jury :

Dr. Derghal Hamid	MAA	Université de Biskra	Président
Pr. Betka Achour	Pr	Université de Biskra	Encadreur
Pr. Ben chouia Mohamed Toufik	Pr	Université de Biskra	Examineur

Année universitaire : 2017/2018

RESUME

Le travail réalisé dans ce mémoire représente la modélisation et la commande vectorielle d'une machine synchrone à aimants permanents, via des régulateurs classique de type PI. En outre, pour améliorer ces performance, un contrôleur de vitesse à base de logique floue a été ajouté, où des tests de robustesse de la commande sont vérifiés et comparés ; à savoir la charge mécanique et l'inversion du sens de rotation.

ملخص

العمل المنجز في هذه المذكرة يمثل التصميم والتحكم الشعاعي لمحرك تزامني ذات مغناطيس دائم عبر منظم كلاسيكي. بالإضافة لتحسين عروضه نضيف متحكم للسرعة يعتمد على المنطق الإهتزازي من خلال تجارب قوة التحكم من حمولة وتغير لإتجاه دوران المحرك

Remerciements

Mes remerciements vont premièrement à **Allah** le tout puissant pour la volonté, la santé et la patience, qu'il m'a donné durant toutes ces années d'études.

Je tiens d'abord à exprimer toute ma gratitude et ma reconnaissance à mon encadreur Monsieur : **BETKA Achour**, Professeur au département d'électrotechnique de l'Université de Biskra, pour m'avoir aidé par ses idées, ses conseils précieux et ses encouragements incessants durant la préparation de ce travail.

Je remercie vivement et très profondément :

*Monsieur **DERGHAL ABDE MADJID**, Professeur au département d'électrotechnique de l'université de Biskra, pour m'avoir fait l'honneur de présider le jury de ma thèse.

* Monsieur **Med Toufik BENCHOUIA**, Professeur au département d'électrotechnique de l'université de Biskra, pour m'avoir fait l'honneur de présider le jury de ma thèse.

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

Hb.Mustapha

DEDICACE

Je dédie ce modeste travail, à l'être le plus cher que j'ai au monde, ma mère.

A l'âme de mon défunt père, que je prie Dieu, le tout Puissant

de l'accueillir dans son vaste paradis.

A mes sœurs et frères,

A tous mes amis et collègues.

Notations et Symboles

MSAP	Machine synchrone à aimants permanents
d, q	Composantes de Park (lié au rotor) directe et quadrature
α, β	Référentiel fixe lié au stator
f.m.m	Force magnétomotrice
MLI	Modulation de largeur d'impulsion
t	Temps(s)
FOC	La commande vectorielle « flux oriented control »
DTC	La commande directe du couple « Direct Torque Control »
MLI	Modulation de largeur d'impulsion
PI	Régulateur Proportionnel Intégrateur
P, S	Opérateur de Laplace
V_s	Tension instantanés des phases statorique (V)
I_s	Courant instantanés des phases statorique (A)
i_a, i_b, i_c	Courants des phases statorique (A)
V_a, V_b, V_c	Tensions des phases statorique (V)
L_a, L_b, L_c	Inductances propres des phases a,b,c respectivement (H)
$\Phi_a \quad \Phi_b \quad \Phi_c$	Flux des phases statoriques (Wb)
ϕ_s	Flux statorique (Wb)
L_{ss}	Inductance statorique (H)
R_s	Résistance statorique (Ω)
f	Coefficient de frottement visqueux (Nm/Rad/s)
J	Inertie de l'entraînement(Kg.M ²)
p	Nombre de pair de pôles
Ω	Vitesse de rotation mécaniques (Rad/s)
$\Omega_{réf}$	Vitesse de référence (Rad/s)
ω	Pulsation électrique de rotor (rad/s)
C_e	Couple électromagnétique (N.m)
C_r	Couple mécanique résistant (N.m)
θ	Position réelle (Rad)

V_d, V_q	Tensions statorique du repère de Park (V)
I_d, I_q	Courants statorique du repère de Park (A)
ϕ_d, ϕ_q	Flux du stator selon les axes d,q (Wb)
L_d, L_q	Inductance du stator selon les axes d,q (H)
ϕ_f	Flux des aimants (Wb)
k_p	L'action proportionnelle du régulateur
k_i	L'action intégrale du régulateur
$[C]$	La matrice de transformation directe de Concordia.
$[p]$	La matrice de transformation directe de Park.
$[p]^{-1}$	La matrice inverse de Park

Liste des figures

Figure I.1 : Principe de la commande vectorielle de la MSAP.	17
Figure I.2 : Schéma synoptique de la commande DTC.	18
Figure II.1 : Schéma bloc d'une régulation de vitesse de la MSAP alimentée en tension et commandée par l'orientation du flux.	23
Figure II.2 : Moteur à rotor intérieur.	25
Figure II.3 : Moteur a rotor extérieur.	26
Figure II.4 : Moteur à entre fer axial.	26
Figure II.5 : Représentation d'une machine synchrone à aimants permanents dans le repère triphasé.	27
Figure II.6 : <i>Schéma équivalent d'un MSAP dans le repère (d,q).</i>	30
Figure II.7 : schéma bloc de la MSAP sur Matlab Simulink.	33
Figure II.8 : réponse de la vitesse en charge.	34
Figure II.9 : réponse de couple électromagnétique en charge.	34
Figure II.10 : le courant statorique direct en charge.	35
Figure II.11 : le courant statorique quadrature en charge.	35
Figure II.12 – Schéma de l'association MSAP-onduleur de tension.	36
Figure II.13 : <i>Schéma de principe de MLI sinus triangle.</i>	37
Figure II.14 : la vitesse de rotation en charge.	38
Figure II.15 : le couple électromagnétique en charge.	39
Figure II.16 : <i>Résultats de simulation de la MSAP alimentée par un onduleur MLI en appliquant un couple de charge $C_r=10N.m$ à $t=0.4s$.</i>	40
Figure II.17 : Redresseur double Alternance triphasée.	41
Figure II.18 : Configuration de l'association convertisseur MSAP.	41
Figure III.1 : Principe de la commande vectorielle.	45
Figure III.2 : Schéma global de la commande vectorielle de la MSAP.	45
Figure III.3 : Description de couplage.	46
Figure III.4 : Découplage par compensation.	47
Figure III.5 : Commande découplée.	47
Figure III.6 : Boucle de régulation de courant Id.	48

Figure III.7 : Schéma fonctionnel du régulateur de vitesse.	49
Figure III.8 : Schéma bloc de simulation de la commande vectorielle avec réglage classique (PI).	50
Figure III.9 : vitesse de rotation (rad/s) avec une charge de (5 Nm a t=0.08s).	51
Figure III.10.a : le couple électromagnétique (N.m) avec une charge de (5 Nm a t=0.08s).	51
Figure III.10.b : le couple électromagnétique (N.m) avec une charge de (5 Nm a t=0.08s), la saturation.	52
Figure III.11 : courant Id (A) avec une charge de (5 Nm a t=0.08s).	52
Figure III.12 : courant Iq (A) avec une charge de (5 Nm a t=0.08s).	53
Figure III.13 : vitesse de rotation (rad/s) avec l'inversion et une charge de 5Nm.	53
Figure III.14 : le couple électromagnétique (N.m) avec une inversion de vitesse et une charge de 5Nm.	54
Figure III.15 : courant Id (A) avec une inversion de vitesse et une charge de 5Nm.	54
Figure III.16 : courant Iq (A) avec une inversion de vitesse et une charge de 5Nm.	55
Figure III.17 : Modèle Simulink du contrôleur flou de vitesse.	56
Figure III.18 : la vitesse de rotation (rad/s).	58
Figure III.19 : Zoom sur la vitesse de rotation w_r (rad/s).	59
Figure III.20 : le couple électromagnétique (N.m).	59
Figure III.21.a : Le courant Id (A).	60
Figure III.21.b : Le courant Iq (A).	60
Figure III.22 : la vitesse de rotation (rad/s).	61
Figure III.23 : Zoom sur la vitesse de rotation w_r (rad/s).	61
Figure III.24 : le couple électromagnétique (N.m).	62
Figure III.25.a : Le courant Id (A).	62
Figure III.25.b : Le courant Iq (A).	63

Liste des tableaux

Tableau III.1 : Base de règles d'inférences a sept ensembles flous.	57
Tableau III.2 : étude comparative entre Régulateur PI et Régulateur LF.	63

Sommaire

Remerciements	3
DEDICACE	4
Notations et Symboles	5
Liste des figures.....	7
Liste des tableaux.....	8
INTRDUCTION GENERALE.....	11
INTRDUCTION GENERALE.....	12
GENERALITE SUR LA COMMANDE DES MACHINES ELECTRIQUES	14
I.1. INTRODUCTION	15
I.2.PRINCIPE DE LA COMMANDE SCALAIRE.....	15
I.3. La COMMANDE VECTORIELLE	15
I.3.1 Principe de la commande.....	16
I.3.2 Avantages et inconvénients	17
I.4. Commande DTC.....	18
I.4.1 Principe.....	18
I.4.2 Avantages et inconvénients	18
I.6.Déférence entre commande vectorielle et commande DTC	19
II.1 INTRODUCTION	22
II.2 Modélisation du système	22
II.3.1 Modélisation de la machine synchrone á aimants permanents	23
II.3.2 Hypothèses simplificatrices.....	23
II.3.3 Avantages de la MSAP.....	24
II.3.4 Inconvénients de la MSAP	24
II.3.5 Domaines d'application.....	24
II.3.6 Différents types de machines à aimants permanents.....	25
II.3.6.1 Moteur à rotor intérieur	25
II.3.6.2 Moteur à rotor extérieur.....	25
II.3.6.3 Moteurs à entre fer axial.....	26
II.3.7 Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents	26
II.4 Mise en équation de la MSAP en triphasé	27
II.4.2 Equations Electriques :	28
II.4.3 Equations magnétiques.....	28
II.4.3.1 Flux statorique :	28
II.4.4 Transformation triphasé – diphasé	29

II.4.4.1 Principe de la transformation de Concordia :	29
II.4.4.2 Principe de la transformation de Park	29
II.4.4.3 Modélisation du MSAP dans le plan de Park.....	30
II.4.5 L'équation mécanique :	31
II.4.5.1 Expression du couple électromagnétique :	31
II.5 RESULTATS DE SIMULATIONS.....	33
II.5.1 Simulation du modèle de la machine en charge :	33
II.6 Modélisation de l'onduleur de tension	35
II.6.1 Types d'onduleurs	35
II.6.2 Association MSAP-onduleur de tension.....	36
II.6.3 Différents types de commande des interrupteurs.....	36
II.6.4 Commande par modulation sinus-triangle	37
II.7 Modélisation de redresseur a diode	40
II.7.1 Définition.....	40
II.7.2 Description de la chaîne de conversion de l'énergie	40
II.8 Conclusion :	41
III.1.INTRODUCTION	43
III.2.PRINCIPE DE LA COMMANDE VECTORIELLE.....	43
III.3.DECOUPLAGÉ PAR COMPENSATION	44
III.4.COMMANDE PAR REGULATEUR PI :	46
III.4.1.DETERMINATION DES REGULATEURS	46
III.4.1.1.REGULATEUR DE COURANTS.....	46
III.4.1.2.REGULATEUR DE VITESSE	48
III.4.2.SCHEMA GLOBAL DE SIMULATION.....	49
III.4.3.Résultats de simulation :	49
III.5.COMMANDE PAR LOGIQUE FLOUE	54
III.5.1.Méthode d'inférence Max-Min :	55
III.5.2.les avantages et les désavantages du réglage par logique de floue	56
III.5.3.Résultat de simulation :	57
III.6.ETUDE COMPARATIVE	62
III.7.Conclusion :	63
CONCLUSION GENERALE	64
Annexe.....	65
Bibliographie	66

INTRODUCTION GENERALE

INTRDUCTION GENERALE

Durant ces dernières années, les composants de l'électronique de puissance ont subi une grande évolution avec l'alimentation de composants interrupteurs rapides, ainsi que le développement des techniques de commande. Cette apparition a permis de concevoir des convertisseurs statiques capables d'alimenter en amplitude et en fréquence variable les moteurs à courant alternatifs. Le collecteur mécanique de la machine à courant continu a été remplacé par des inducteurs de type aimants permanents dans le cas où les machines sont à courant alternatives qui permet de supprimer les contacts glissants. Le développement en parallèle de l'électronique de puissance et des aimants permanents ont conduit à la conception d'un nouveau type de machine synchrone excitée par des aimants permanents d'où le nom : Machine Synchrone à Aimants Permanents (MSAP). Aujourd'hui, les moteurs synchrones à aimants permanents sont recommandés dans le monde industriel. Ceci est dû au fait qu'ils sont fiables. Le moteur synchrone à aimants permanents a une vitesse de rotation proportionnelle à la fréquence d'alimentation et, il est moins encombrant que les moteurs à courant continu grâce à l'élimination de la source d'excitation. Ainsi, leur construction est plus simple, puisqu'il ne comporte pas un collecteur mécanique qui entraîne des inconvénients majeurs, tels que la limitation de puissance, l'usure des balais et les pertes rotoriques. Par conséquent, ceci augmente leur durée de vie et évite un entretien permanent.

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

La commande vectorielle « field oriented control » est une méthode qui se ramène à une structure de commande linéaire par l'hypothèse d'orientation du flux qui permet à la machine synchrone à aimants permanents d'avoir une dynamique proche de celle de la machine à courant continu. Elle a été proposée par Blaschke en 1972. Cependant, cette structure de commande nécessite que les paramètres de la machine soient précis, qui exige une bonne identification des paramètres. En conséquence, le recours à des algorithmes de commande robuste, pour maintenir un niveau de découplage et de performance acceptable est nécessaire.

De ce qui précède, le présent travail traite la commande vectorielle en tension de la MSAP avec des régulateurs classiques, et par logique floue. Le travail est réalisé en trois chapitres :

Dans le premier chapitre, nous présenterons une généralité sur la commande des machines électriques alternatives, commande scalaire, commande vectorielle et commande DTC (Direct Torque Control, commande direct de couple).

Dans le deuxième chapitre, nous présenterons le modèle mathématique de la machine synchrone à aimants permanents (MSAP) permettant l'étude de son comportement dynamique. Le modèle adopté est basé sur la transformation de Park ;

Une première partie est consacrée à la modélisation des éléments de la machine synchrone, puis une deuxième partie pour l'étude de la commande à MLI et la description du convertisseur qui l'alimente.

Le troisième chapitre décrit le principe de la commande vectorielle de la MSAP pour l'asservissement de vitesse. À la première partie La vitesse est réglée par un régulateur proportionnel intégral (PI) et à la deuxième partie la vitesse est réglée par un régulateur par Logique floue.

Pour asservir la vitesse de la machine il faut mesurer celle-ci par l'intermédiaire d'un capteur mécanique de vitesse. On réalise, en premier, la boucle interne qui assure le réglage du courant puis la boucle externe qui assure la régulation de la vitesse. Le réglage du courant est réalisé par la commande à modulation de largeur d'impulsion.

CHAPITRE I
**GENERALITE SUR LA
COMMANDE DES MACHINES
ELECTRIQUES**

I.1. INTRODUCTION

Les moteurs électriques sont aujourd'hui présents dans toutes les branches de l'industrie. Les domaines des transports, de la traction ferroviaire et la propulsion navale font aussi largement appel à ces machines.

L'intérêt grandissant envers les moteurs électriques est justifié par le besoin des processus industriels à la vitesse variable. Cette solution permet, en effet, de contrôler un processus ou un système avec une dépense minimale d'énergie et de matière première.

Le succès des solutions électriques pour la variation de vitesse par rapport aux solutions mécaniques et hydrauliques vient des caractéristiques incomparables que leur confère l'électronique, tant sur le plan de la conversion d'énergie que celui de l'asservissement de vitesse. L'essor que connaît actuellement le développement des composants de l'électronique de puissance et les techniques de commande a accentué l'intérêt pour les variateurs par moteurs électriques.

Dans ce chapitre, on présente d'une manière brève les principes de commande de la machine synchrone à exciter : la commande scalaire ; la commande vectorielle et la commande directe de couple.

Commande Scalaire

I.2. PRINCIPE DE LA COMMANDE SCALAIRE

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

Son principe est de maintenir $V/f = \text{Constant}$ ce qui signifie garder le flux constant. Le contrôle du couple se fait par l'action sur le glissement. En effet, d'après le modèle établi en régime permanent, le couple maximum s'écrit :

$$C_{max} = \frac{3p}{2N_r} \left(\frac{V_s}{\omega_s} \right)^2 \quad (1.1)$$

On voit bien que le couple est directement proportionnel au carré du rapport de la tension sur la fréquence statorique. En maintenant ce rapport constant et en jouant sur la fréquence statorique, on déplace la courbe du couple électromagnétique (en régime quasi-statique) de la machine asynchrone.

COMMANDE VECTORIELLE

I.3. La COMMANDE VECTORIELLE

La commande vectorielle, aussi appelée commande à flux orienté (*field-oriented control* en anglais), est une méthode de commande des variateurs de vitesse électrique dans laquelle les courants statoriques triphasés d'un moteur électrique à courants alternatifs sont transformés en deux composantes orthogonales qui peuvent être considérées comme étant des vecteurs. Le premier vecteur permet le réglage du flux magnétique du moteur, tandis

Que la seconde règle le couple. Ils sont alors découplés et le fonctionnement devient alors similaire à celui d'un moteur à courant continu.

Le calculateur calcule alors à partir de la consigne de vitesse du moteur, le flux et le couple nécessaire, desquels on déduit les courants requis. Typiquement, un régulateur PI sert à maintenir le courant à la valeur demandée. La modulation de largeur d'impulsion (MLI) gère ensuite la commutation des transistors du variateur de vitesse électrique en fonction de la consigne de tension qui lui parvient. Un régulateur PI est placé après les consignes de courant afin de stabiliser l'ensemble.

La commande vectorielle est utilisée pour les machines synchrones et asynchrones, ainsi que pour les onduleurs en général, par exemple dans le cas des installations haute tension à courant continu. Elle a été conçue au départ pour des applications demandant de bonnes performances de la part du moteur : fonctionnement régulier sur toute la plage de vitesse, couple maximal à vitesse nulle, bonnes performances dynamiques combinés à des accélérations et décélérations rapide. La technique s'est toutefois démocratisée car elle permet également de réduire la taille du moteur, et donc son coût, ainsi que sa consommation électrique.[15]

I.3.1 Principe de la commande

Le principe du découplage permet de modéliser la machine synchrone comme une machine à courant continu, par application de cette nouvelle technique de commande. Ceci concilie les avantages des propriétés du moteur à courant continu et de l'absence du collecteur mécanique. Le contrôle du couple d'une machine alternative nécessite un contrôle en phase et en amplitude des courants d'alimentation d'où le nom de contrôle vectoriel. Pour réaliser un contrôle similaire à celui des machines à courant continu à excitation séparée, il est nécessaire de maintenir le courant I_d nul et de réguler la vitesse ou la position par le courant I_q via la tension V_q . Physiquement, cette stratégie revient à maintenir le flux de réaction d'induit en quadrature avec le flux rotorique produit par le système d'excitation.

La commande vectorielle sert alors à contrôler les deux composantes (i_d) et (i_q) du courants statorique en imposant les tensions (V_d) et (V_q) qui conviennent. Pour imposer ces tensions il suffit d'imposer les tensions de référence (V_{qref}) et (V_{dref}) à l'entrée de l'onduleur. A l'aide des régulateurs, nous allons obtenir des courants de référence (i_{qref}) et (i_{dref}).

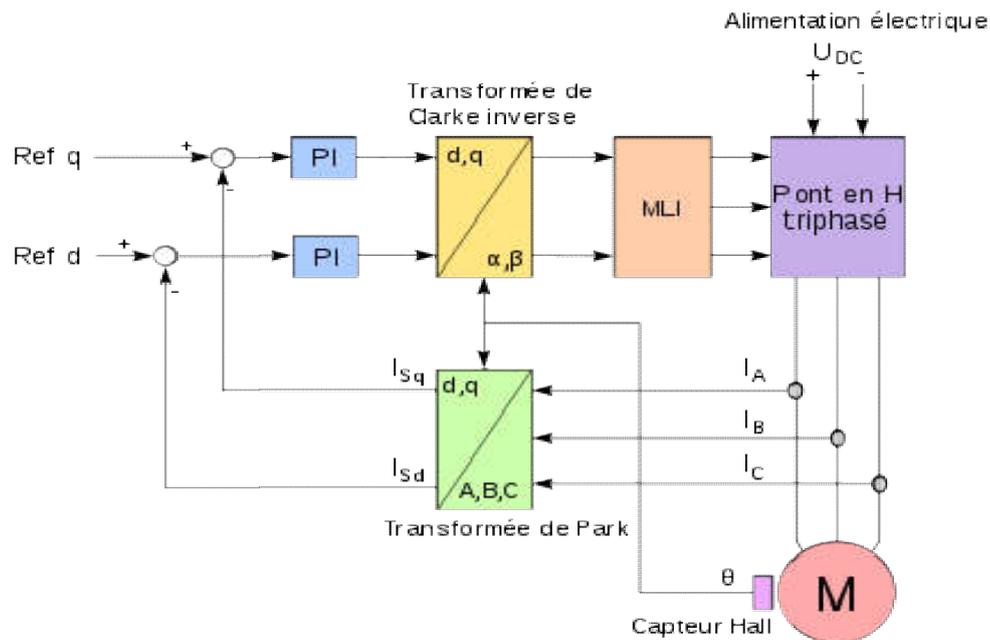


Figure I.1 : Principe de la commande vectorielle de la MSAP.

I.3.2 Avantages et inconvénients

Elle a également certains inconvénients :

- Coûteuse (encodeur incrémental ou estimateur de vitesse, DSP.). Le processeur doit être capable de calculer l'algorithme environ toutes les millisecondes.
- Faible robustesse aux variations paramétriques et en particulier à celles de la constante de temps rotorique.
- Nécessité d'un modulateur pour la commande rapprochée de l'onduleur qui provoque des retards, surtout à basse fréquence de modulation (grande puissance). Ces retards sont responsables d'une augmentation du temps de réponse en couple, ce qui pénalise les variateurs utilisés en traction.
- Présence de transformations de coordonnées dépendant d'un angle θ_s estimé.
- La vitesse de rotation intervient explicitement dans l'algorithme de commande. Quand on ne mesure pas cette vitesse (variateur sans capteur de vitesse), les erreurs sur l'estimée de cette vitesse dégradent les performances du variateur.
- Par rapport à la commande directe du couple, l'algorithme de la commande vectorielle doit être calculé moins fréquemment. La première est donc globalement moins coûteuse que la seconde. Le tableau suivant résume les principales différences entre ces deux méthodes (fin de chapitre)

I.4. Commande DTC

La **commande directe du couple** (*Direct torque control* ou *direct self-control* en anglais) est une méthode de commande des variateurs de vitesse électrique. Comme son nom l'indique, elle se concentre sur la commande du couple, la vitesse du moteur électrique en découlant indirectement. La méthode estime le flux magnétique et le couple du moteur à partir de la mesure des tensions et des courants alimentant celui-ci. Si le couple ou le flux sortent d'une plage de tolérance prédéfinies, les transistors du variateur de vitesse sont commutés vers l'état suivant de telle manière à revenir dans la plage aussi vite que possible.

Elle a été inventée en 1984. Au départ réservée aux machines asynchrones, des variantes permettent de l'utiliser pour les machines synchrones.

Elle offre de très bonnes performances dynamiques et a une faible fréquence de commutation et donc des pertes faibles. Elle est également très robuste. Elle nécessite toutefois des capteurs de bonne qualité et un contrôleur suffisamment puissant pour pouvoir calculer l'algorithme tous les 10 à 30 μs . Elle est donc relativement coûteuse. Elle concurrence la commande vectorielle.

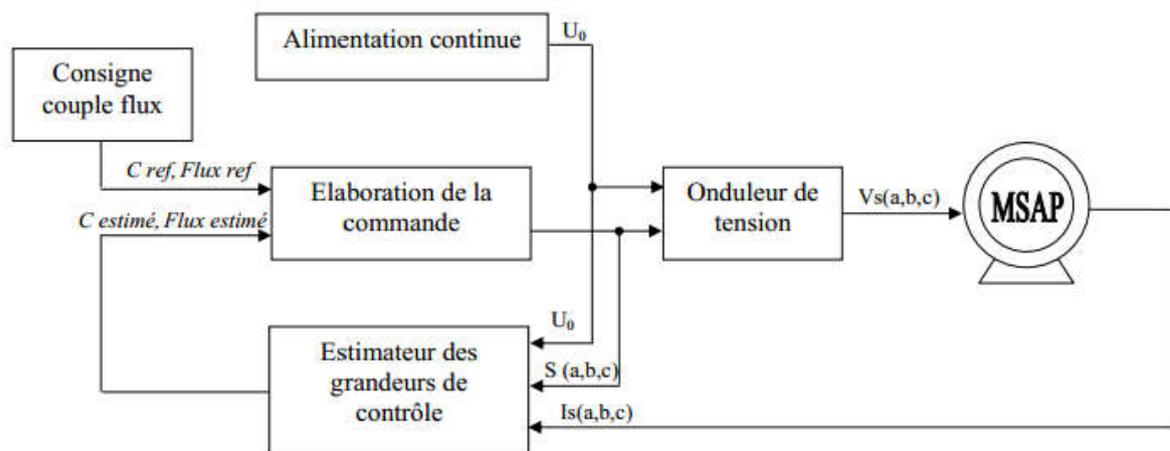


Figure I.2 : Schéma synoptique de la commande DTC. [12]

I.4.1 Principe

Le flux magnétique du stator est estimé en intégrant la tension alimentant le stator. Le couple est estimé en considérant qu'il est le produit du vecteur du flux et du vecteur du courant. Le flux est ensuite comparé à sa consigne. Si le couple ou le flux sortent d'une plage de tolérance prédéfinies, les transistors du variateur de vitesse sont commutés vers l'état suivant de telle manière à revenir dans la plage aussi vite que possible. Il s'agit donc d'une commande par hystérésis.

I.4.2 Avantages et inconvénients

La commande directe du couple a les avantages suivants (comparativement à la commande vectorielle) :

- Le couple et le flux peuvent être changés rapidement, en modifiant leur consigne respective.
- Réponse à un échelon sans dépassement.
- Pas de transformée de Park. Il n'est donc pas nécessaire de connaître la position du rotor pour calculer l'algorithme.
- La modulation est réalisée directement par la méthode.
- Pas de régulateur proportionnel intégrateur (PI).
- À cause de la commande par hystérésis, la fréquence de commutation n'est pas constante. Toutefois, la définition de la plage de tolérance permet de régler approximativement la fréquence de commutation moyenne.
- Absence de pic de courant.
- Le bruit est maintenu à un bas niveau.
- Le circuit intermédiaire en tension continue est pris en compte dans l'algorithme. Les harmoniques dans cette tension ne biaisent pas le calcul.
- La synchronisation à la machine tournante est instantanée. Le flux est identifié dès l'apparition du courant.

La commande directe du couple a les inconvénients suivants :

- Le contrôleur doit être très rapide. Il lui faut une grande puissance de calcul. En effet, l'algorithme doit être calculé très régulièrement, environ tous les 10 à 30 μs , pour éviter que le flux ou le couple ne sortent de leurs plages de tolérance. En contrepartie, l'algorithme est relativement simple.
- Le capteur de courant doit être de très bonne qualité, afin de ne pas induire en erreur le contrôleur. Un filtre passe-bas ne peut pas être introduit dans le circuit pour enlever le bruit. Le retard qu'il causerait empêcherait le bon fonctionnement de l'hystérésis.
- La mesure de tension doit également être de bonne qualité, pour des raisons similaires. En général, une estimation de la tension statorique à partir de la tension continue du circuit intermédiaire et du signal de commande des transistors est utilisée.
- En haute vitesse, la méthode n'est pas sensible aux paramètres du moteur. Ce n'est pas le cas en basse vitesse, où la résistance statorique joue un rôle important dans l'estimation du flux

I.6. Différence entre commande vectorielle et commande DTC

Propriété	Commande directe	du	Commande vectorielle
-----------	------------------	----	----------------------

couple		
Réponse dynamique à un échelon de couple	Très rapide	rapide
Système de coordonnées	alpha, beta (statorique)	d, q (rotorique)
Comportement en basse vitesse (< 5% du nominal)	Nécessité d'un capteur de vitesse pour freinage continu	Bon avec capteur de position ou de vitesse
Variables commandées	Couple et flux statorique	flux rotorique, courant rotorique I_q pour la commande du couple, courant rotorique i_d pour la commande du flux
Oscillation des différentes variables	Faible (si le capteur de courant est de qualité)	Faible
Paramètre ayant le plus d'influence (en absence de capteur)	Résistance statorique	Inductances d et q inductances, résistance rotorique
Paramètre ayant le plus d'influence (en boucle fermée)	Inductances d, q, flux (à faible vitesse)	Inductances d, q, résistance rotorique
Mesure de la position du rotor	Non requise	Requise (capteur ou estimation)
Commande du courant	Non requise	requise
Modulation MLI	Non requise	requise
Changement de coordonnées	Non requise	Requise
Fréquence de commutation	Variable	Constante
Pertes par commutation	Très faible (si le capteur de courant est de qualité)	Faible
Bruit	Grésillement sur un large spectre	Bruit à fréquence constante, sifflement
Régulation	vitesse (régulateur PID)	vitesse (régulateur PID), flux rotorique (PI), courant i_d et i_q (PI)
Complexité de l'algorithme	Faible	Grande
Intervalle maximum entre deux calculs successifs de l'algorithme	10-30 microsecondes	100-500 microsecondes

CHAPITRE II

Modélisation d'un système
d'entraînement basé sur la
machine synchrone à aimant
permanant.

II.1 INTRODUCTION

Au cours de ces dernières années, les machines synchrones à aimants permanents (MSAP) sont de plus en plus utilisées dans les applications industrielles comme l'automobile, l'aéronautique, la robotique ou encore le transport ferroviaire. De par leur présence grandissante dans des domaines applicatifs toujours plus diversifiés, les problèmes liés au vieillissement et aux défaillances de ce type d'actionneur prennent une plus large part dans les contraintes d'exploitation. La mise en place de dispositifs de sûreté de fonctionnement est bien souvent exigée afin d'améliorer la disponibilité des systèmes intégrant ce type de machine, de minimiser le coût de la maintenance et d'assurer le plus efficacement possible la sécurité des biens et des personnes en relation directe ou indirecte avec l'application. Les machines électriques sont très présentes dans de nombreux processus et leur surveillance est devenue un souci permanent particulièrement dans les systèmes embarqués. Les défauts dans les machines électriques peuvent être d'origine mécanique (excentricité du rotor, défaut sur les accouplements, usure des roulements,...), électrique (court-circuit du bobinage statorique, circuit ouvert d'une phase statorique,...) ou magnétique (défaut d'isolement entre les tôles statoriques, désaimantations des aimants). Les variables mesurables telles que les courants, les tensions, la vitesse ou bien encore la température peuvent fournir des informations significatives sur les défauts et ainsi servir à déterminer un ensemble de paramètres représentant les signatures de défauts du moteur. Compte tenu de leur compacité et d'absence de pertes au rotor, les machines synchrones à aimants permanents (MSAP) sont de plus en plus utilisées dans les systèmes embarqués, et dans un certain nombre d'applications, il est nécessaire de prévoir la possibilité du fonctionnement en mode dégradé en présence de défauts dans l'un des éléments de la chaîne de conversion électromécanique d'énergie.

II.2 Modélisation du système

La commande vectorielle porte en général sur des machines alimentées en tension et régulées en courant sur les axes d et q . Cette topologie permet une meilleure dynamique dans la commande du couple tout en évitant les inconvénients d'une alimentation en courant. La figure (II.1) représente le schéma bloc d'une régulation de vitesse de la (MSAP) alimentée en vitesse et commandée par orientation du flux.

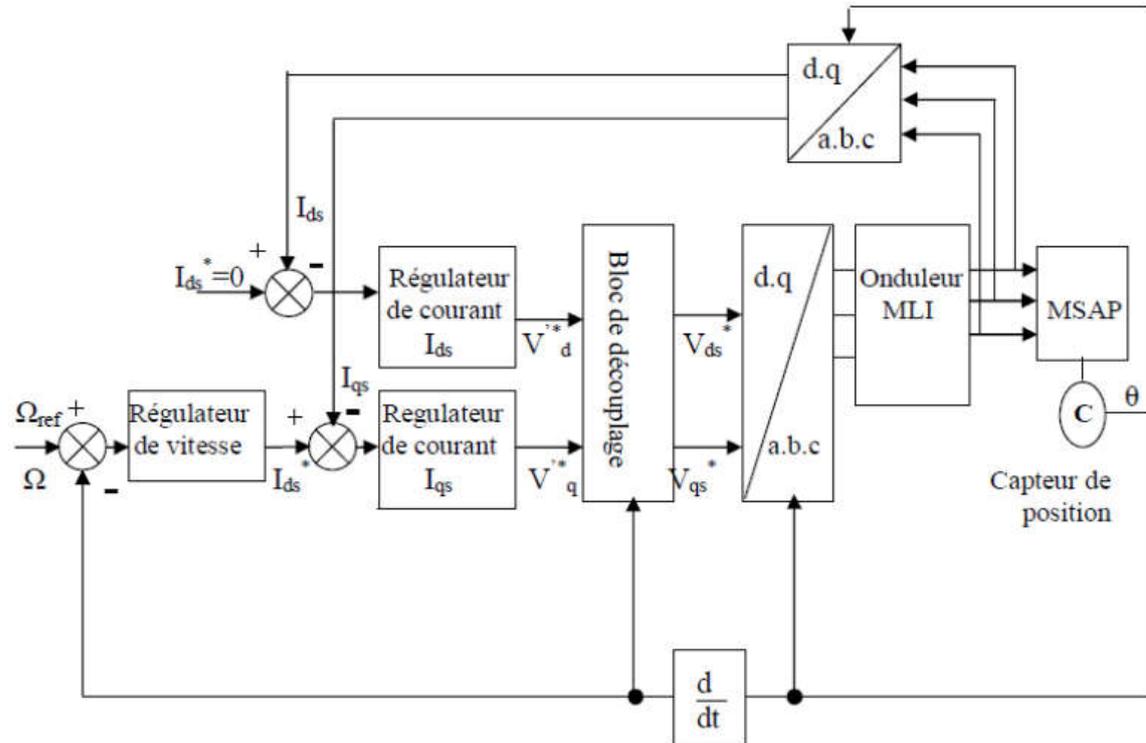


Figure II.1 : Schéma bloc d'une régulation de vitesse de la MSAP alimentée en tension et commandée par l'orientation du flux [3]

II.3.1 Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents

L'étude de tout système physique nécessite une modélisation. Ce qui nous permet d'étudier le comportement de ce système face aux différentes sollicitations et comprendre ainsi les mécanismes régissant son fonctionnement, La modélisation de la MSAP fait l'objet de nombreuses études en moyenne et grande puissance. La mise sous forme d'un modèle mathématique d'une MSAP facilite largement son étude.

Les phénomènes physiques inhérents au fonctionnement du système peuvent être partiellement ou totalement pris en compte dans un modèle. Ils découlent plusieurs niveaux de modélisation liés aux hypothèses simplificatrices associées. Plus le nombre des hypothèses est grand, plus le modèle nous permet à une étude et une exploitation plus aisée même si l'on affecte la précision du modèle. [2]

II.3.2 Hypothèses simplificatrices

Ces simplifications proviennent des propriétés des machines à courants alternatifs.

Pour cela on suppose que :

- Le circuit magnétique de la machine est non saturé
- Répartition sinusoïdale de la f.é.m.
- l'effet de la température sur les résistances est négligé.
- L'hystérésis et les courants de Foucault est négligé.
- L'effet de peau qui augmente les résistances et réduit les inductances est négligé.
- L'entrefer est d'épaisseur uniforme
- L'effet d'encoche est négligé.

II.3.3 Avantages de la MSAP

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

- Puissances massives importantes et élevées.
- Absence de contacts glissants.
- Pas des pertes résistives au rotor ; ce qui facilite l'évacuation 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.
- Supporter des surcharges et un bon comportement en accélération et en freinage.
- Grande fiabilité.

II.3.4 Inconvénients de la MSAP

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.
- Diminution de l'aimantation selon loi logarithmique en fonction du temps.

II.3.5 Domaines d'application

Le moteur synchrone à aimants permanents est utilisé dans une large gamme de puissance, allant des centaines des watts (servomoteur) à plusieurs méga watts (système de propulsion des navires), C'est ainsi que le moteur synchrone peut être très utile dans de nombreuses applications, comme :

- les équipements domestiques (machine à laver le linge),
- les automobiles,
- les équipements de technologie de l'information (DVD drives),
- les outils électriques, jouets, système de vision et ses équipements,
- les équipements de soins médicaux et de santé (fraise de dentiste),
- les servomoteurs,
- les applications robotiques,
- la production d'électricité,
- les propulsions des véhicules électriques et la propulsion des sous-marins,
- les machines-outils,
- les applications de l'énergie de l'éolienne.

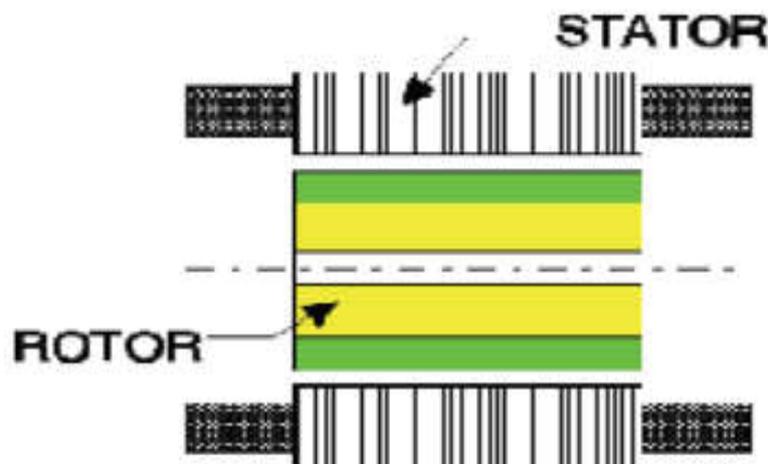
II.3.6 Différents types de machines à aimants permanents

Il existe de nombreuses configurations du moteur synchrone à aimants permanents. La raison principale de cette diversité est que les utilisateurs ont des besoins spécifiques. Par exemple, pour la conception d'un servomoteur, l'inertie devra être la plus faible possible, afin de permettre une accélération et une décélération, la plus rapide possible. Il sera donc préférable d'utiliser un moteur à rotor intérieur avec des aimants à hautes énergies. Tandis que, pour une application où la vitesse doit rester la plus constante possible, telle que la motorisation d'un disque magnétique, un moteur à rotor extérieur du fait de son inertie, est préférable. Trois grandes familles existent : les moteurs à rotor intérieur, à rotor extérieur ou à entrefer axial.

II.3.6.1 Moteur à rotor intérieur

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

La figure montre un exemple de moteur à rotor intérieur.



(II.2)
exemple de rotor

Figure II.2 : Moteur à rotor intérieur.

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

II.3.6.2 Moteur à rotor extérieur

La figure (II.3) présente la section d'un moteur à rotor extérieur. Les tôles utilisées au stator ressemblent à celle de l'induit de la machine à courant continu à balais. Ce type de stator est simple à bobiner, car le fil se bobine directement sur le stator section par section.

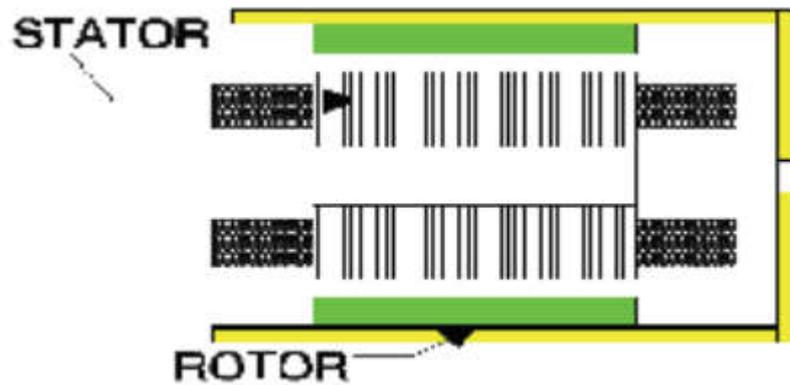


Figure II.3 : Moteur à rotor extérieur.

Le rotor est constitué d'aimants montés dans une cloche magnétique permettant la continuité du champ. Dans cette configuration, il n'y a plus de problème pour maintenir les aimants, car ils sont plaqués sur la cloche par l'action de la force centrifuge. Cette structure est fréquemment utilisée dans les applications de ventilation pour son faible coût et sa fragilité de fabrication. Cependant, les machines à rotor extérieur ne sont utilisées que pour des applications à vitesse constante.

II.3.6.3 Moteurs à entre fer axial

Dans certaines applications à encombrement réduit, les machines à entrefer axial ont fait leur apparition (moteur de disque dur d'ordinateur, table tournante, ventilateur). Les aimants sont montés sur un disque magnétique mobile. Les bobines sont fixées en général sur le circuit imprimé avec les composants électroniques. Sous le circuit, une plaque métallique permet au champ de se refermer. La figure (II.4) représente une coupe d'un moteur à entrefer axial.

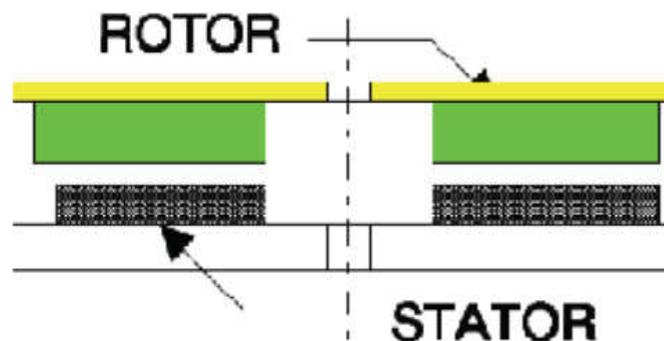


Figure II.4 : Moteur à entre fer axial

Ces machines ont en général un grand nombre de pôles et fonctionnent à basses vitesses (inférieure à 1000 tr/min) afin d'éviter un échauffement excessif dû aux courants de Foucault. Les avantages du moteur à entrefer axial sont : un faible coût, sa forme plate et l'absence de couple réactif à faible vitesse.

II.3.7 Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents

La mise sous forme d'un modèle mathématique d'une MSAP est nécessaire pour l'étude de sa commande dans les différents régimes de fonctionnements transitoire et permanent : Les hypothèses simplificatrices usuelles adoptées dans la modélisation de la machine, données dans la majorité des références, sont :

- résistance des enroulements invariables avec la température,
- effet de peau négligeable,
- absence de la saturation dans le circuit magnétique,
- machine alimentée par un système de tensions triphasées sinusoïdales et équilibrées,
- parfaite symétrie de construction,
- répartition spatiale sinusoïdale, le long de l'entrefer, des forces magnétomotrices,
- entrefer d'épaisseur uniforme et effet d'encoche négligeable,
- pertes ferromagnétiques (par hystérésis et courant de Foucault) négligeables.

Ces hypothèses signifient que les comportements électrique et magnétique sont supposés linéaires.

II.4 Mise en équation de la MSAP en triphasé

II.4.1 Les équations électriques

La figure (II.5) donne la représentation des enroulements pour une machine synchrone triphasée à aimants permanents :

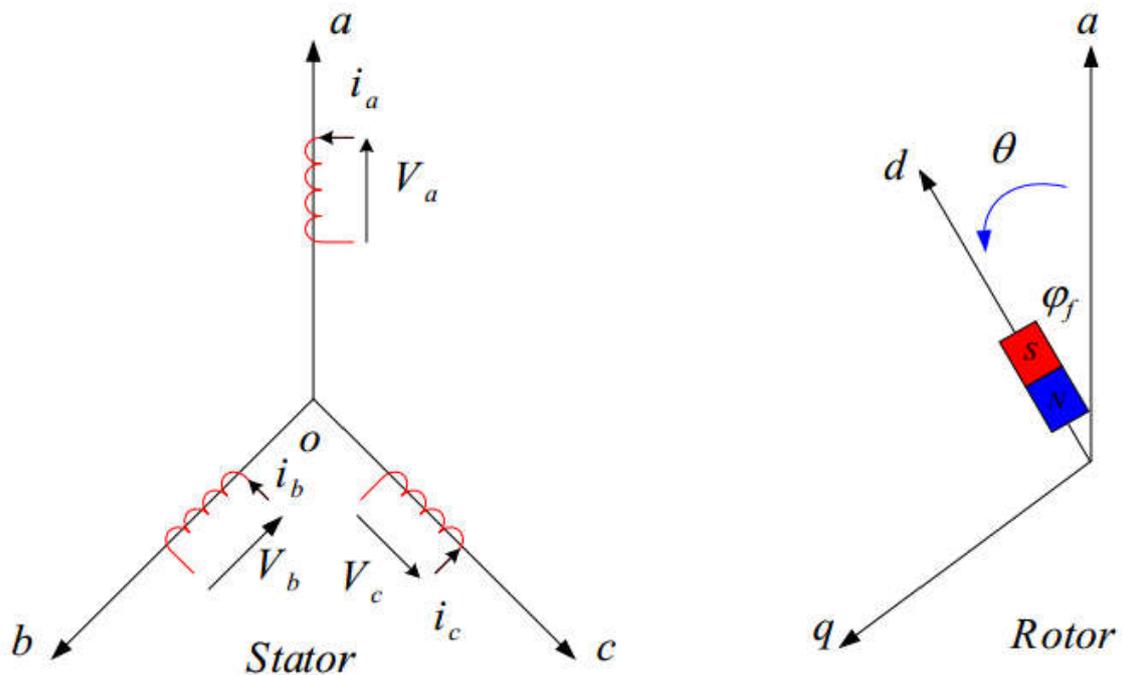


Figure II.5 : Représentation d'une machine synchrone à aimants permanents dans le repère triphasé.

II.4.2 Equations Electriques :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \Phi_a \\ \Phi_b \\ \Phi_c \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

Avec :

R_s : La résistance des phases statorique,

$[V_a \ V_b \ V_c]^t$: Vecteur tensions des phases statoriques.

$[i_a \ i_b \ i_c]^t$: Vecteur courants des phases statoriques.

$[\Phi_a \ \Phi_b \ \Phi_c]^t$: Vecteur flux des phases statoriques.

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

R_s : Résistance par phase statorique.

II.4.3 Equations magnétiques**II.4.3.1 Flux statorique :**

$$[\Phi_s] = [L_s][i_s] + [M_{sf}][i_f] \quad (2.3)$$

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

$$[L_{ss}] = [L_{s0}] + [L_{s2}]$$

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

Et

$$[L_{s2}] = L_{s2} \begin{bmatrix} \cos(2\theta) & \cos 2(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos 2(\theta + \frac{4\pi}{3}) \\ \cos 2(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos 2(\theta + \frac{4\pi}{3}) & \cos(2\theta) \\ \cos 2(\theta + \frac{4\pi}{3}) & \cos(2\theta) & \cos 2(\theta - \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (2.4)$$

Avec :

$[M_{s0}]$: Inductance mutuelle entre deux phases statorique.

$[L_{s0}]$: Inductance propre d'une phase statorique.

θ : Caractérise la position angulaire du rotor par rapport au stator.

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

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

[3]

II.4.4 Transformation triphasé – diphasé

II.4.4.1 Principe de la transformation de Concordia :

La transformation directe de Concordia est définie par une matrice $[C]$. Aux vecteurs originaux $[V_{abc}]$, $[i_{abc}]$ et $[\Phi_{abc}]$. La transformation de Concordia fait correspondre les vecteurs originaux $[V_{\alpha\beta o}]$, $[i_{\alpha\beta o}]$, $[\Phi_{\alpha\beta o}]$. Elle est appliquée de manière identique aux tensions, aux courants, et aux flux.

La transformation de Concordia est définie par :

$$[X_{abc}] = [C] [X_{\alpha\beta o}] \quad (2.5)$$

$$[X_{\alpha\beta o}] = [C]^{-1} [X_{abc}]$$

Où $[C]$ est la matrice de transformation directe de Concordia, elle est donnée par :

$$[C] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & 1 & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix}$$

II.4.4.2 Principe de la transformation de Park

La transformation de Park est définie par la matrice $[P]$, aux vecteurs originaux $[V_{abc}]$

$[i_{abc}]$ et $[\Phi_{abc}]$, la transformation de Park correspond aux vecteurs $[V_{dqo}]$, $[i_{dqo}]$ et $[\Phi_{dqo}]$

La transformation de Park est définie par :

$$[V_{abc}] = [P] [V_{dqo}] \quad (2.6)$$

$$[V_{dqo}] = [P]^{-1} [V_{abc}]$$

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

$$[p] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

$$[p]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

II.4.4.3 Modélisation du MSAP dans le plan de Park

En appliquant la transformation de Park aux équations électriques de la machine, on peut exprimer tous les vecteurs dans un repère lié au rotor.

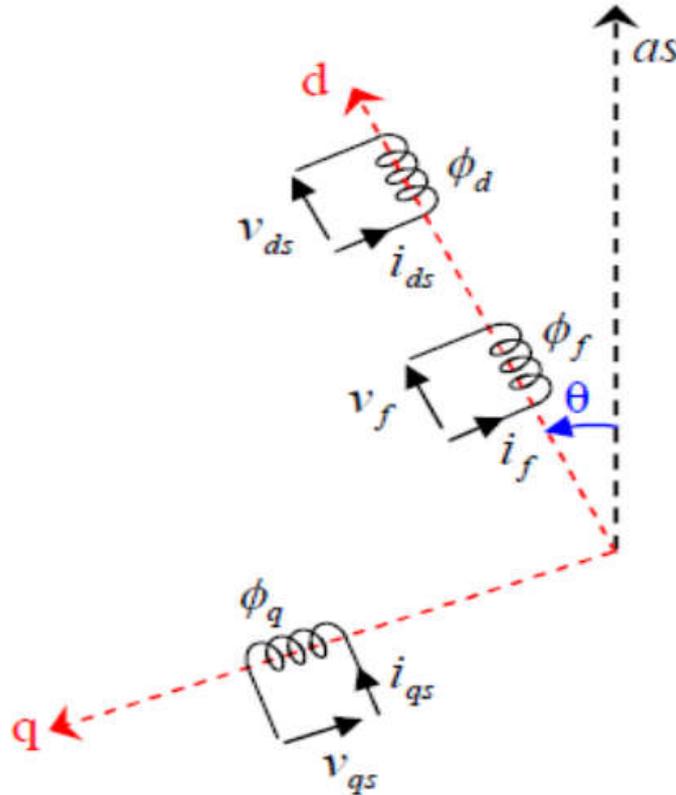


Fig. II.6 : Schéma équivalent d'un MSAP dans le repère (d,q).

Pour passer du système triphasé au biphasé on utilise les relations suivantes :

$$\begin{cases} [V_d \ V_q] = p(\theta) [V_a \ V_b \ V_c] \\ [i_d \ i_q] = p(\theta) [i_a \ i_b \ i_c] \\ [\Phi_d \ \Phi_q] = p(\theta) [\Phi_a \ \Phi_b \ \Phi_c] \end{cases} \quad (2.9)$$

Alors le modèle de la machine a excitation, le mode s'écrit :

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ V_f \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_d s & -\omega L_q & 0 \\ \omega L_d & R_s + L_q s & 0 \\ 0 & 0 & R_f + L_f s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_f \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega \Phi_f \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.10)$$

Ainsi pour la MSAP le modèle suivant est adopté :

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_d s & -\omega L_q \\ \omega L_d & R_s + L_q s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega \Phi_f \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

En faisant la même procédure de calcul pour les équations magnétiques on aura :

$$\begin{cases} \Phi_d = L_d i_d + \Phi_f \\ \Phi_q = L_q i_q \end{cases} \quad (2.12)$$

Φ_f : présente le flux des aimants traversant le circuit équivalent direct.

II.4.5 L'équation mécanique :

L'équation mécanique déduite au rotor s'écrit :

$$C_e - C_r - C_f = J \frac{d\Omega}{dt} \quad (2.13)$$

Avec :

$$C_f = f \Omega$$

J : est le moment d'inertie du moteur ;

f : C'est le coefficient de frottement visqueux ;

C_e : C'est le couple électromagnétique délivré par le moteur ;

C_r : C'est le couple résistant, ou de charge ;

II.4.5.1 Expression du couple électromagnétique :

Le couple électromagnétique est exprimé par la dérivée partielle de stockage d'énergie électromagnétique par rapport à l'angle géométrique de rotation du rotor :

$$C_e = \frac{d\omega_e}{d\theta_{geo}} = P \frac{d\omega_e}{d\theta_e}$$

ω_e : Energie emmagasinée dans le circuit magnétique.

θ_{geo} : Ecart angulaire de la partie mobile (rotor par rapport au stator)

P : nombre de paires de pôles

Selon Park, l'expression de la puissance transmise est la suivante :

$$P(t) = (V_d i_d + V_q i_q)$$

En remplaçant V_d , V_q par leurs expressions on aura :

$$P(t) = [R_s (i_d^2 + i_q^2) + (i_d \frac{d\phi_d}{dt} + i_q \frac{d\phi_q}{dt}) + \frac{d\theta}{dt} (\Phi_d i_q - \Phi_q i_d)]$$

Selon Park l'expression de la puissance transmise est la suivante :

- $[R_s (i_d^2 + i_q^2)]$: représente la puissance dissipée en pertes joules dans les enroulements du stator.
- $[(i_d \frac{d\phi_d}{dt} + i_q \frac{d\phi_q}{dt})]$: représente la variation de l'énergie magnétique emmagasinée dans les enroulements du stator.
- $[\frac{d\theta}{dt} (\Phi_d i_q - \Phi_q i_d)]$: représente la puissance électromagnétique. Sachant que :

$$p \Omega = \omega \text{ et } P_e = C_e \Omega$$

$$C_e = p [\Phi_d i_q - \Phi_q i_d]$$

Après affectation des opérations nécessaires on peut écrire :

$$C_e = p [(L_d - L_q) i_d i_q + i_q \Phi_{sf}] \quad (2.10)$$

Si le rotor est lisse ($L_d = L_q$), cette équation se simplifie en :

$$C_e = p i_q \Phi_{sf}$$

Mise sous forme d'équation

En prenant les tensions (V_d, V_q) et le flux d'excitation Φ_f comme grandeurs de commande, les courants statorique (I_d, I_q), comme variables d'état et le couple C_r comme perturbation. Alors à partir de ça on peut écrire le système sous forme d'équations d'état :

$$\begin{cases} \dot{[X]} = [A][X] + [B][V] \\ [X] = [i_d \quad i_q]^t, [V] = [V_d \quad V_q \quad \Phi_f] \end{cases}$$

[A] : matrice fondamentale qui caractérise le système (matrice de transition)

[B] : matrice d'entrée

[V]: vecteur de commande

[X]: vecteur d'état

Equations électriques :

Le système peut s'écrire sous forme d'équation suivante :

$$\dot{[X]} = [A][X] + [B][V] \quad (2.11)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_d \\ \dot{i}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & \omega \frac{L_q}{L_d} \\ -\omega \frac{L_d}{L_q} & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_d} & -\frac{\omega}{L_q} \end{bmatrix}$$

On peut écrire les matrices [A] et [B] sous la forme :

$$[A] = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & 0 \\ 0 & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} + \omega \begin{bmatrix} 0 & \frac{L_q}{L_d} \\ -\frac{L_d}{L_q} & 0 \end{bmatrix}$$

$$[B] = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_d} & 0 \end{bmatrix} + \omega \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{L_q} \end{bmatrix}$$

Ces équations constituent la base du schéma bloc de la machine synchrone à aimants permanents.

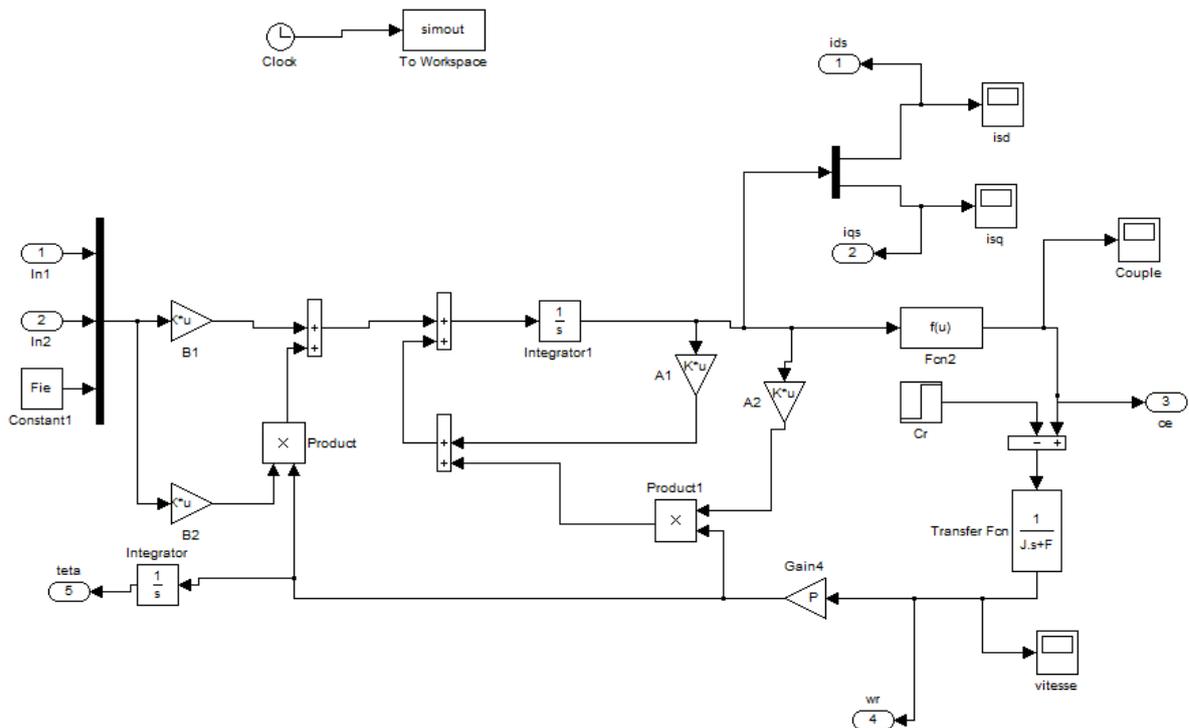


Figure II.7 : schéma bloc de la MSAP sur Matlab Simulink

II.5 RESULTATS DE SIMULATIONS

Pour vérifier le modèle mathématique de la machine, nous présentons dans ce qui suit le démarrage sous MATLAB SIMULINK.

II.5.1 Simulation du modèle de la machine en charge :

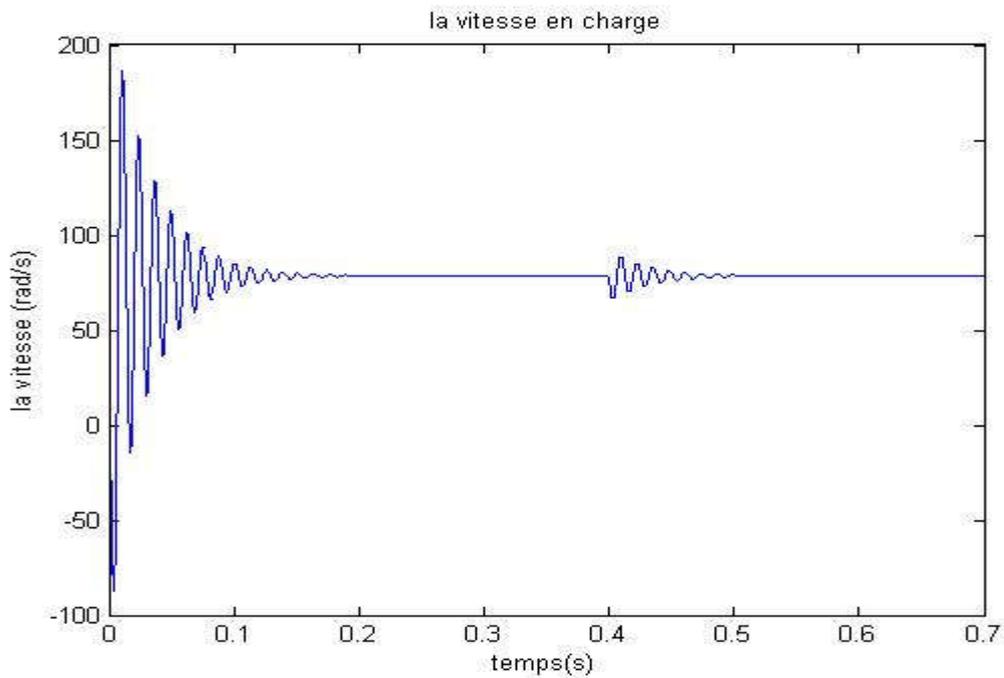


Figure II.8 : réponse de la vitesse en charge.

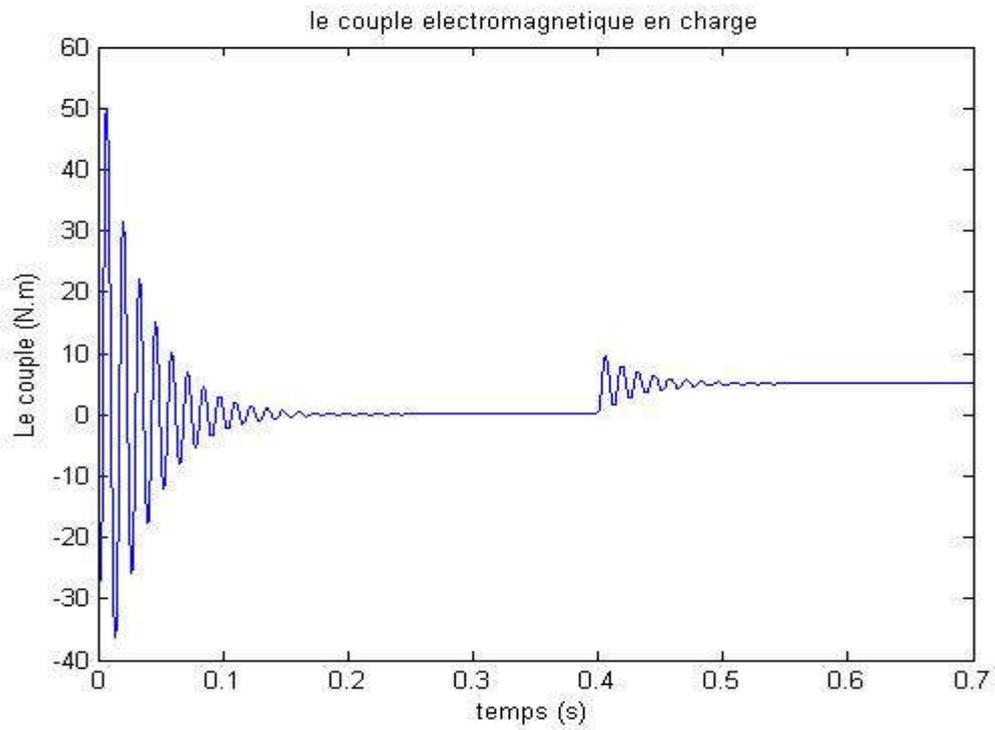


Figure II.9 : réponse de couple électromagnétique en charge.

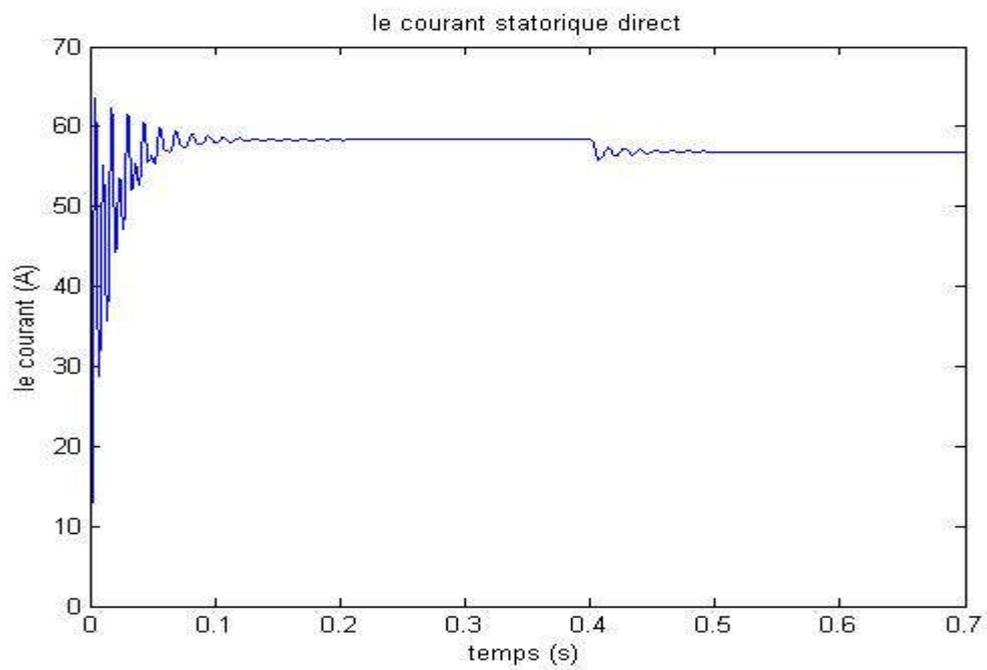


Figure II.10 : le courant statorique direct en charge.

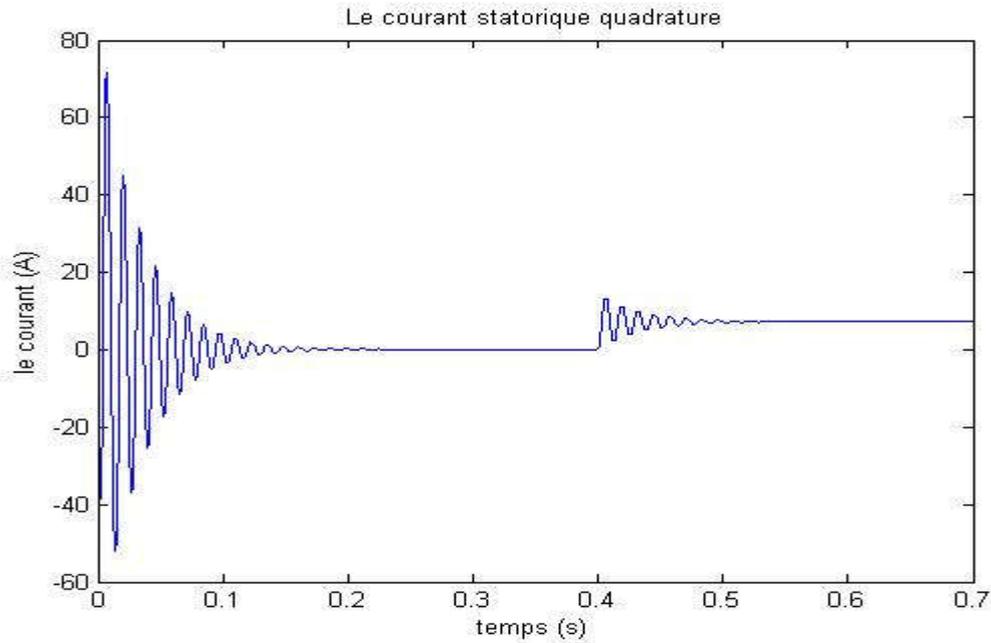


Figure II.11 : le courant statorique quadrature en charge.

Pendant le démarrage, on remarque que tous les signaux sont fortement pulsatoire, parce que la machine passe par le régime transitoire, puis elle se stabilise et entre dans le régime permanent.

- L'allure de la courbe du couple et de la vitesse présente au démarrage des battements importants dans un court temps puis se stabilise à la valeur du couple de charge.
- Pour les courants i_d , i_q , au début du démarrage, on remarque des pics de courant assez importants due à la f.é.m. qui est dû à une faible vitesse de démarrage, après ils se stabilisent à ces valeurs nominales.

II.6 Modélisation de l'onduleur de tension

L'onduleur de tension est un convertisseur statique constitué de cellules de commutation généralement à transistors ou des thyristors GTO pour les grandes puissances, le séquencement imposé aux interrupteurs statiques permet de réaliser un choix précis du vecteur de tension à appliquer aux enroulements statoriques de la machine. Il est constitué de trois bras, de deux interrupteurs pour chacun. Pour assurer la continuité en courants chaque interrupteur est monté en antiparallèle avec une diode de récupération. Les interrupteurs (T_a , T_a'), (T_b , T_b'), (T_c , T_c') sont contrôlés de manière complémentaire pour éviter le court-circuit de la source [64], [26]. Le schéma structurel d'un tel convertisseur statique alimentant le stator de la machine est illustré par la figure II.12. [6]

II.6.1 Types d'onduleurs

On distingue plusieurs types d'onduleurs :

* Selon la source :

- onduleurs de tension.
- onduleurs de courant.

* Selon le nombre de phases (monophasé, triphasé, etc.),

* Selon le nombre de niveaux (2,3, etc.)

II.6.2 Association MSAP-onduleur de tension

La figure suivante présente un schéma d'alimentation pour la MSAP avec un onduleur de tension à deux niveaux.

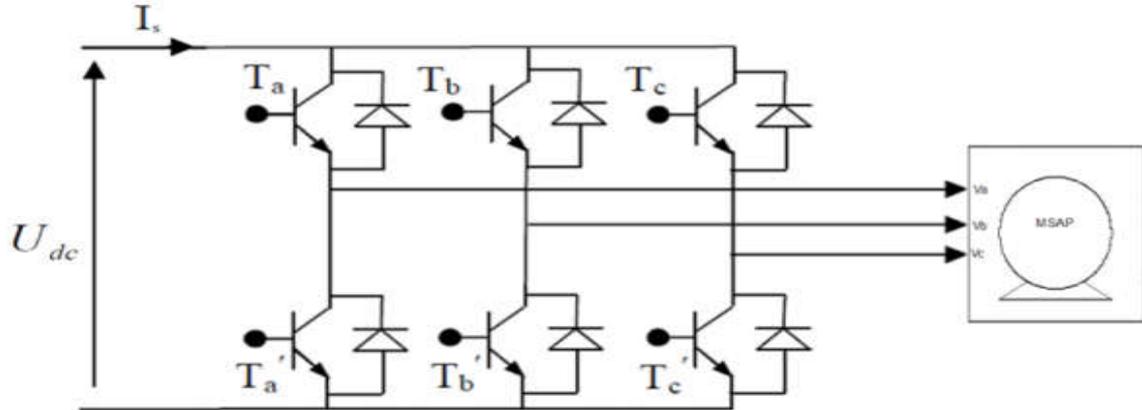


Figure II.12 – Schéma de l'association MSAP-onduleur de tension.

L'objectif de la commande est de trouver la bonne combinaison de contrôle des interrupteurs, de façon à reconstituer la forme de 3 signaux sinusoïdaux. Soit CK , les signaux de commande des bras K de l'onduleur ; avec $K \in \{1, 2, 3\}$.

$CK=1$ si l'interrupteur en haut d'un bras est fermé et celui en bas est ouvert ;

$CK=0$ si l'interrupteur en haut est ouvert et celui en bas est fermé). Si la charge connectée à l'onduleur est équilibrée, ($V_{sa} + V_{sb} + V_{sc} = 0$), alors

$$\begin{cases} V_{an} = V_{sa} = \frac{U_c}{3} (2 \cdot C_1 - C_2 - C_3) \\ V_{bn} = V_{sb} = \frac{U_c}{3} (2 \cdot C_2 - C_1 - C_3) \\ V_{cn} = V_{sc} = \frac{U_c}{3} (2 \cdot C_3 - C_2 - C_1) \end{cases} \quad (2.12)$$

Sous formes matricielle :

$$[C_k] = [C_1 \ C_2 \ C_3]^T ; [V_{sabc}] = [V_{sa} \ V_{sb} \ V_{sc}]^T$$

Où V_{sabc} est le vecteur des tensions simples à la sortie de l'onduleur, donné par :

$$[V_{sabc}] = \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} U_c \cdot \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} C_1 \\ C_2 \\ C_3 \end{bmatrix} = U_c \cdot [T_s] \cdot [C_k] \quad [6]$$

II.6.3 Différents types 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.

Parmi les différents types de commande, on trouve :

- La commande à onde rectangulaire
- La commande à créneaux de largeur variable.
- La commande à modulation de largeur d'impulsions (MLI).

On s'intéressera dans notre travail à la commande MLI. [1]

II.6.4 Commande par modulation sinus-triangle

La M.L.I sinus-triangle est réalisée par comparaison d'une onde modulante basse fréquence (tension de référence) à une onde porteuse haute fréquence de forme triangulaire. Les instants de commutation sont déterminés par les points d'intersection entre la porteuse et la modulante. Le schéma de principe de cette technique est donné par la figure (II.13).

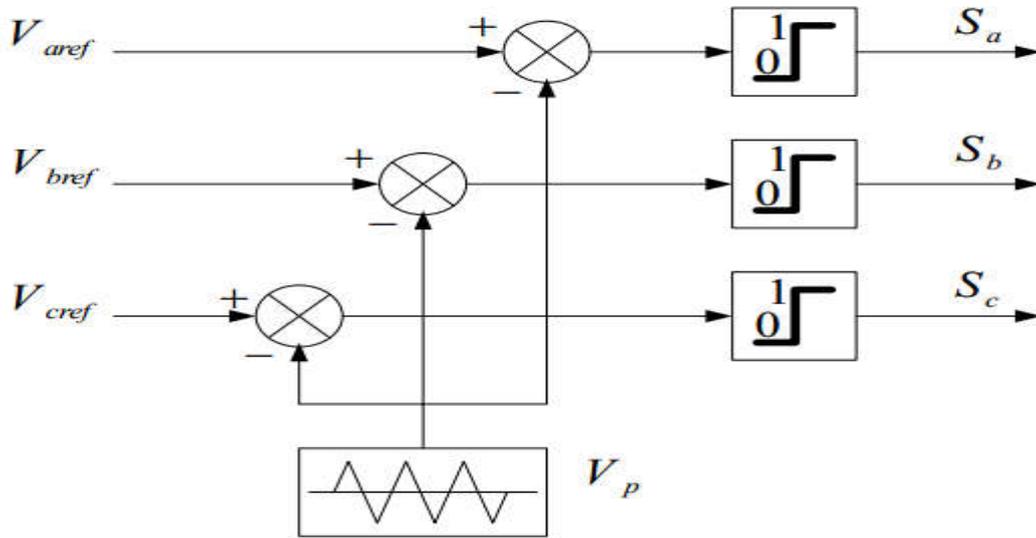


Figure II.13 : Schéma de principe de MLI sinus triangle.

Donc le principe de cette stratégie peut être résumé par l'algorithme suivant :

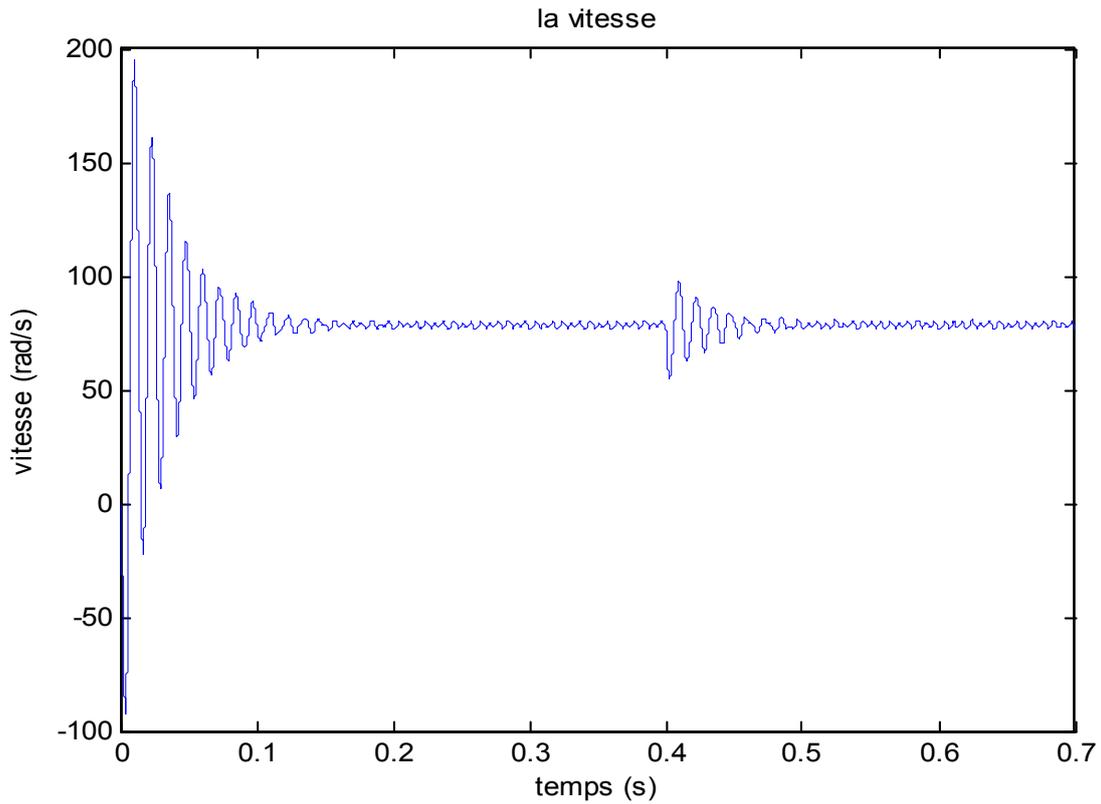
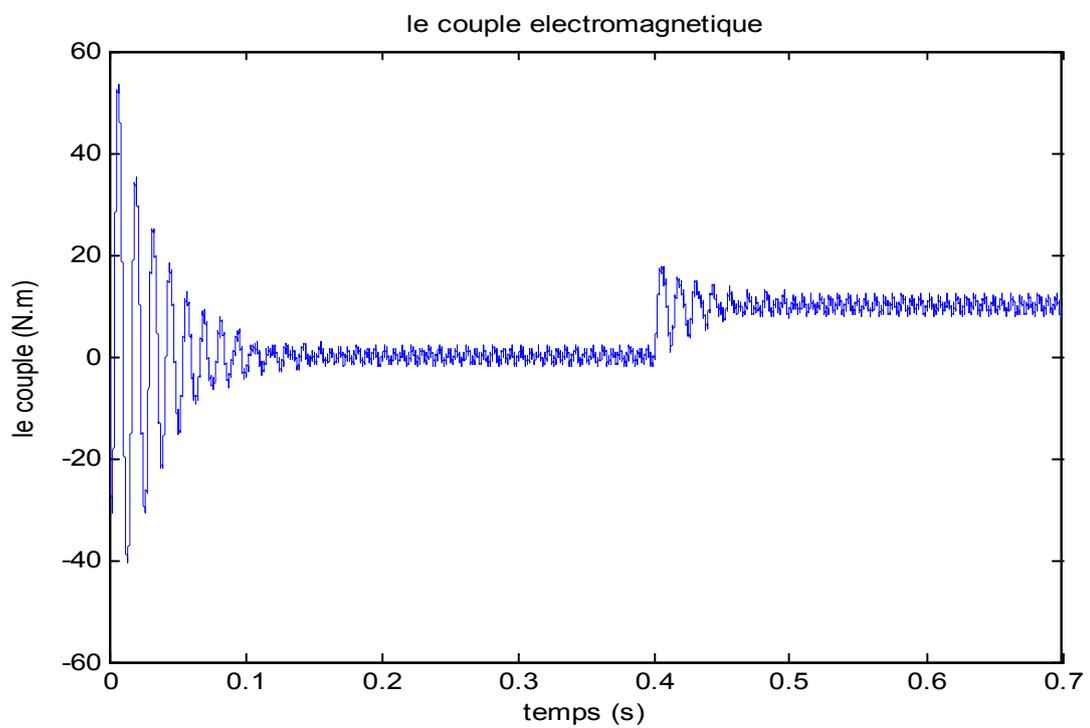
Si $V_{iref} \geq V_p \longrightarrow S_i = 1$ Sinon $S_i = 0$, $i = a, b, c$.

Les tensions de références sinusoïdales sont exprimées par :

$$\begin{cases} V_{aref} = V_m \sin(\omega t) \\ V_{bref} = V_m \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ V_{cref} = V_m \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (2.13)$$

L'équation de la porteuse triangulaire est exprimée par :

$$\begin{cases} V_{pm} \left(4 \left(\frac{t}{T_p} \right) - 1 \right) \text{ si } 0 \leq t \leq \frac{T_p}{2} \\ V_{pm} \left(-4 \left(\frac{t}{T_p} \right) + 3 \right) \text{ si } \frac{T_p}{2} \leq t \leq T_p \end{cases}$$

• Simulation de la machine en association avec l'onduleur :**Figure II.14 : la vitesse de rotation en charge****Figure II.15 : le couple électromagnétique en charge**

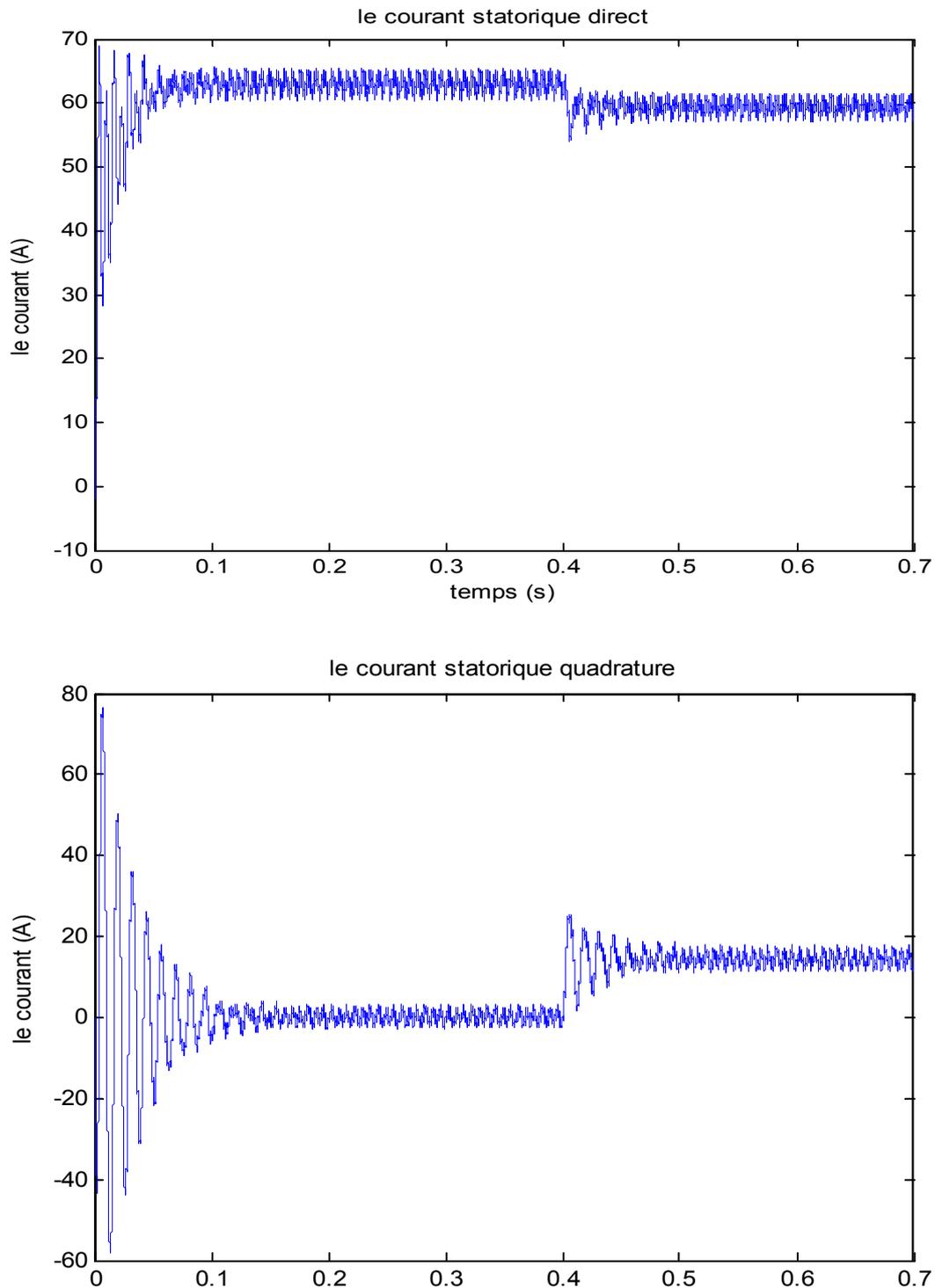


Figure II.16 Résultats de simulation de la MSAP alimentée par un onduleur MLI en appliquant un couple de charge $Cr=10N.m$ à $t=0.4s$

- Lorsque on simule le modèle en association avec l'onduleur MLI on remarque que les résultats obtenus ont les mêmes du modèle seul mais ils présentent des oscillations dues aux harmoniques dans les tensions délivrées par l'onduleur.

II.7 Modélisation de redresseur a diode

II.7.1 Définition

Un redresseur double alternance triphasée est un redresseur permettant de redresser une source triphasée. Le signal redressé a alors une fréquence six fois supérieure au signal d'entrée.

Les tensions d'entrée utilisées pour illustrer ce chapitre constituent un système triphasé équilibré.

Il existe deux types de redresseurs :

Les redresseurs non commandés, basés sur l'utilisation de diodes.

Les redresseurs commandés, basés sur l'utilisation de thyristors.

Pont de Graëtz triphasé à diodes

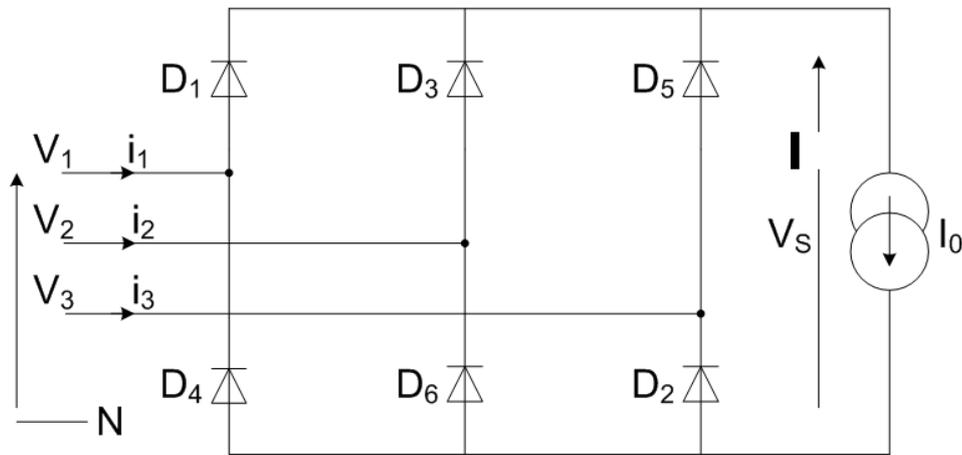


Figure II.17 : Redresseur double Alternance triphasée

Parmi les diodes D_1 , D_3 et D_5 , celle qui a la tension sur son anode la plus positive conduit.

Parmi les diodes D_2 , D_4 et D_6 , celle qui a la tension sur sa cathode la plus négative conduit.[8]

II.7.2 Description de la chaîne de conversion de l'énergie

Le schéma structurel de la chaîne de conversion de l'énergie alimentant le stator du MSAP est illustré par la figure II.18 :

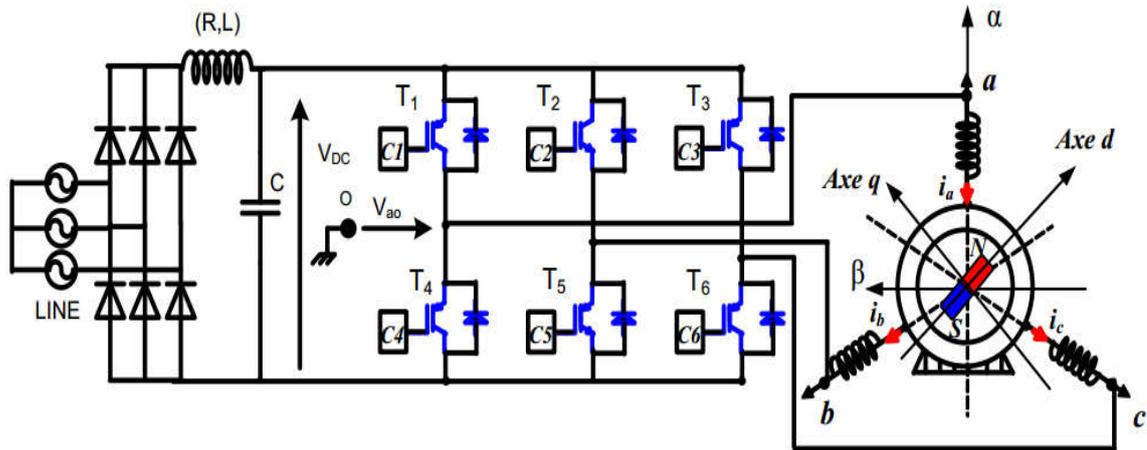


Figure II.18 : Configuration de l'association convertisseur MSAP.

Pour alimenter le circuit intermédiaire, le moyen le plus simple consiste en un redresseur à diodes en pont triphasé, assurant la conversion de la tension alternative générée par le réseau triphasé en une tension continue. Après un étage de filtrage, l'onduleur est alimenté par une source de tension continue V_{DC} . Les commutateurs d'un même bras de l'onduleur sont toujours complémentaires. Chaque interrupteur de puissance est réalisé par un IGBT en antiparallèle avec une diode, où ces composants sont supposés parfaits. [4]

II.8 Conclusion :

On a présenté dans ce chapitre la structure de la machine synchrone à aimants permanents, ses domaines d'application, le principe fonctionnement, ainsi que sa modélisation. Malgré les hypothèses simplificatrices adoptées. Nous avons montré qu'à l'aide de la transformation de Park le modèle devient plus simple et les non linéarités sont réduits. Ensuite nous avons 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, nous avons simulé le modèle de la MSAP alimenté par une source parfaite, puis par un onduleur de tension commandé par MLI sinus-triangle. [5]

CHAPITRE III
**COMMANDE VECTORIELLE DE
LA MACHINE SYNCHRONE A
AIMANT PERMANANT.**

III.1.INTRODUCTION

La commande des moteurs à courant alternatif est de plus en plus utilisée dans les applications industrielles. Grâce aux développements des semi-conducteurs de puissance ; les moteurs synchrones à aimants permanents (MSAP) sont capables de concurrencer les moteurs à courant continu dans la variation de vitesse, car la commutation est réalisée électriquement et à l'extérieur du moteur.

Les nouvelles applications industrielles nécessitent des variateurs de vitesse ayant des hautes performances dynamiques. Ces dernières années plusieurs techniques ont été développées pour permettre aux variateurs synchrones à aimants permanents d'atteindre ces performances.

En 1971, BLASCHKE et HASS ont proposé une nouvelle théorie de commande par orientation du champ où le vecteur courant statorique sera décomposé en deux composantes l'une assure le contrôle de flux et l'autre agit sur le couple et rend sa dynamique identique à celle de la machine à courant continu a excitation séparée.

Cette technique est connue sous le nom de la commande vectorielle.

Après avoir étudié la modélisation de la machine synchrone à aimants permanents (MSAP), onduleur de tension MLI, nous présentons dans ce chapitre la commande vectorielle de la MSAP par régulateur PI et par logique floue. La simulation est réalisée grâce au logiciel MATLAB/Simulink. [7]

III.2.PRINCIPE DE LA COMMANDE VECTORIELLE

L'objectif de la commande vectorielle de la MSAP est d'aboutir à un modèle équivalent à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée, c'est à dire un modèle linéaire et découplé, ce qui permet d'améliorer son comportement dynamique. Plusieurs stratégies existent pour la commande vectorielle des machines à aimants permanents, la commande par flux orienté est une expression qui apparait de nos jours dans la littérature traitent les techniques de contrôle des moteurs électriques, cette stratégie consiste à maintenir le flux de réaction d'induit en quadrature avec le flux rotorique produit par le système d'excitation comme cela est le cas dans une machine a courant continu.

Puisque le principal flux de la MSAP est généré par les aimants du rotor, la solution la plus simple pour une machine synchrone à aimants permanents est de maintenir le courant statorique en quadrature avec le flux rotorique (le courant direct I_d nul et le courant statorique est réduit à la seule composant I_q : ($I_s = I_q$), qui donne un couple maximal contrôlé par une seule composante du courant (I_q) pour le réglage de la vitesse via la tension V_q Ceci vérifie le principe de la machine à courant continu.

-La référence du courant direct I_d^* est fixée égale à zéro.

-Les références des courants I_q^* et I_d^* sont comparées séparément avec les courants réels mesurés de la machine i_d et i_q .

-Les erreurs des courants sont appliquées à l'entrée des régulateurs classiques de type PI.

-Un bloc de découplage génère les tensions de références V_d^* et V_q^* .

-Le système est muni d'un boucle de régulation de vitesse, qui permet de générer la référence de courant I_q^* .

-Cette référence est limitée au courant maximal. Par contre, le courant I_d^* est imposé nul dans ce cas.

-Les sorties du Bloc de découplage V_d^* et V_q^* passent par une transformation biphasé vers une autre triphasée, ce qui nous donne les trois tensions de référence V_a^* , V_b^* et V_c^* de la

commande MLI, et qui doit être comparé avec une porteuse triangulaire pour générer les signaux de l'onduleur à MLI.

-La figure III.2 représente le schéma global de la commande vectorielle en vitesse d'une machine synchrone à aimants permanents dans le repère (d, q).

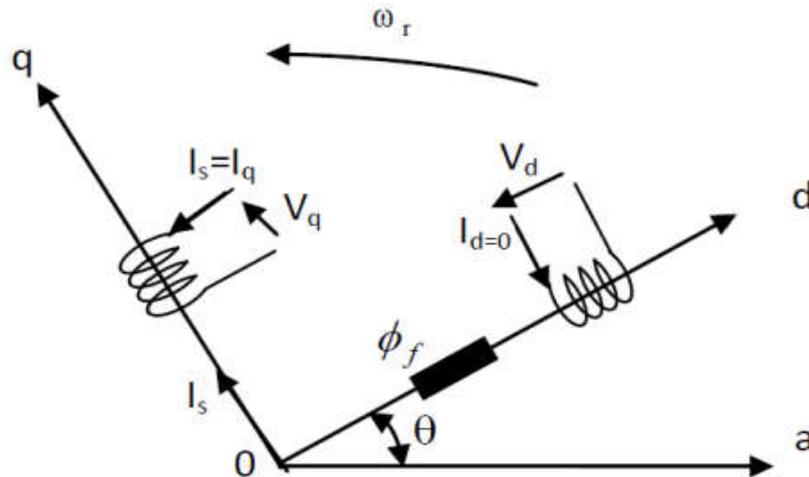


Figure III.1 : Principe de la commande vectorielle.

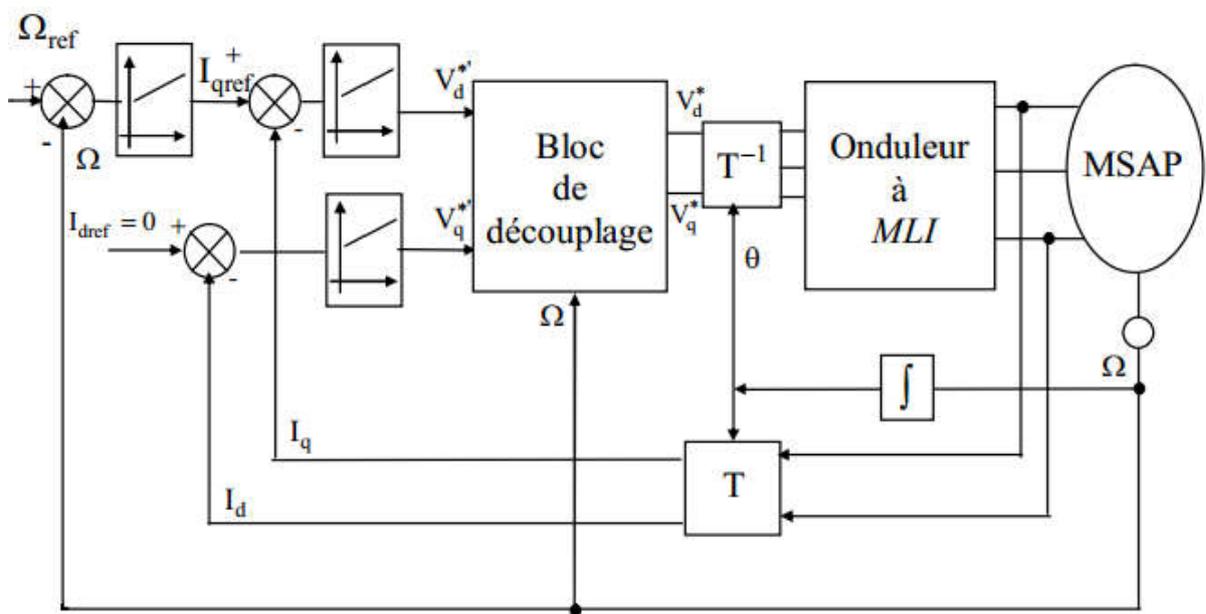


Figure III.2 : Schéma global de la commande vectorielle de la MSAP.

III.3.DECOUPLAGE PAR COMPENSATION

L'alimentation en tension est obtenue en imposant les tensions de référence à l'entrée de la commande de l'onduleur. Ces tensions permettent de définir les rapports cycliques sur les

bras de l'onduleur de manière à ce que les tensions délivrées par cet onduleur aux bornes du stator de la machine soient les plus proches possible des tensions de référence. Mais, il faut définir des termes de compensation, car, dans les équations statoriques, il y a des termes de couplage entre les axes d et q.

Les tensions suivant les axes (d , q) peuvent être écrites sous les formes suivantes :

$$\begin{cases} V_d = \left(R_s I_d + L_d \frac{dI_d}{dt} \right) - \omega L_q I_q \\ V_q = \left(R_s I_q + L_q \frac{dI_q}{dt} \right) + \omega (L_d I_d + \varphi_f) \\ \omega = P \cdot \omega_r \end{cases} \quad (3.1)$$

$$\begin{cases} V_d = (R_s + L_d \cdot S) \cdot I_d - \omega L_q I_q \\ V_q = (R_s I_q + L_q \cdot S) \cdot I_q + \omega (L_d I_d + \varphi_f) \\ \omega = P \cdot \omega_r \end{cases} \quad (3.2)$$

On remarque que dans les deux axes, des termes de couplage existent, et qui sont montrées dans le schéma suivant :

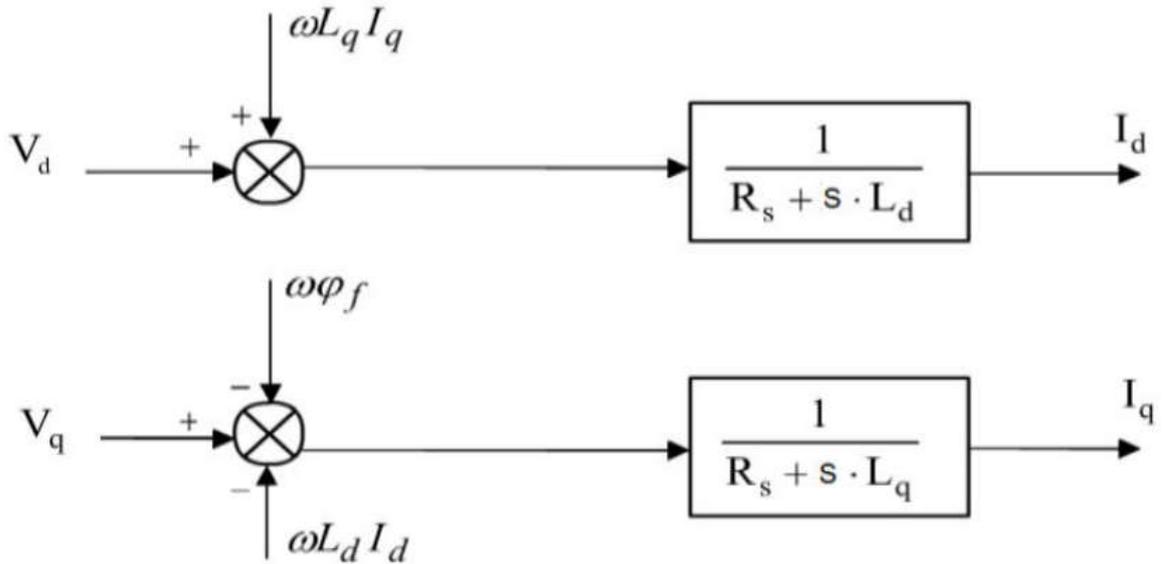


Figure. III.3 : Description de couplage.

Les tensions V_d et V_q dépendent à la fois des courants sur les axes « d » et « q », on est donc amené à implanter un découplage. Ce découplage est basé sur l'introduction de termes compensatoires e_d et e_q .

$$\begin{cases} V_d = V'_d + e_d \\ e_d = -\omega L_q I_q \end{cases} \quad (3.3)$$

$$\frac{I_d}{V'_d} = \frac{1}{R_s + S \cdot L_d} \quad (3.4)$$

$$\begin{cases} V_q = V'_q + e_q \\ e_q = \omega L_d I_d + \omega \cdot \varphi_f \end{cases} \quad (3.5)$$

$$\frac{I_q}{V'_q} = \frac{1}{R_s + S \cdot L_q} \quad (3.6)$$

S : Opérateur de Laplace.

Le principe de régulation consiste à réguler les courants statoriques à partir des grandeurs de référence (désirées) par les régulateurs classiques.

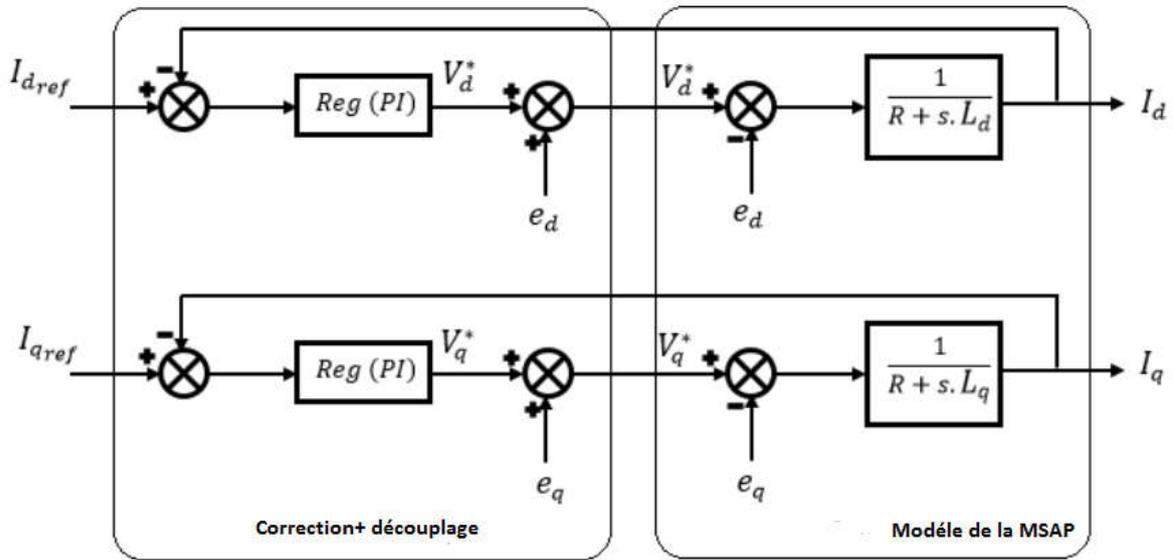


Figure III.4 : Découplage par compensation.

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

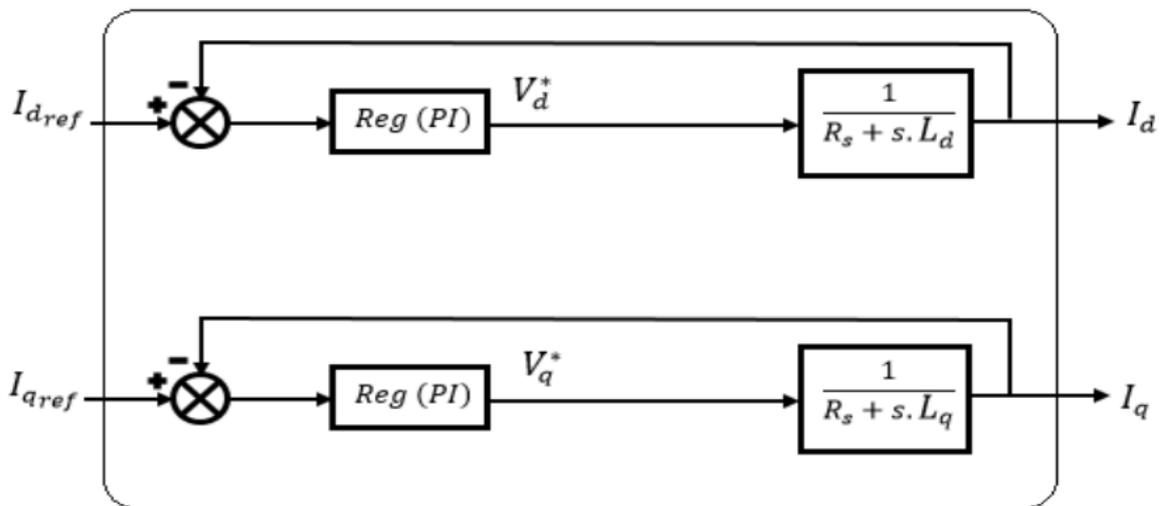


Figure III.5 : Commande découplée.

III.4.COMMANDE PAR REGULATEUR PI :

III.4.1.DETERMINATION DES REGULATEURS

III.4.1.1.REGULATEUR DE COURANTS

Les structures des régulateurs sont choisies pour répondre à plusieurs nécessités. Il convient d’abord de régler la machine de façon à imposer à la charge la vitesse ou la position et le couple. Il est également nécessaire d’assurer certaines fonctions supplémentaires. Les plus importantes concernent les protections.

Pour calculer les paramètres des régulateurs, on adopte des modèles linéaires continus. Les méthodes classiques de l'automatique sont utilisables. Ces méthodes ont l'avantage d'être simples et faciles à mettre en œuvre.

Les éléments fondamentaux pour la réalisation des régulateurs sont les actions P.I.D (proportionnelle, intégrale, dérivée). Les algorithmes, même les plus performants, ont 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 [13].

Le système présente donc pour la régulation du courant I_d un schéma bloc selon la Fig.III.6.

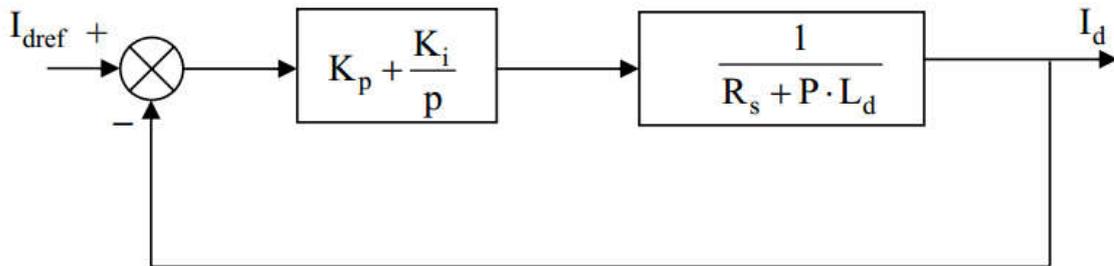


Fig. III.6 : Boucle de régulation de courant I_d .

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

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

$$F_{bo}(P) = \left(K_p + \frac{K_i}{P}\right) \cdot \left(\frac{1}{R_s + P \cdot L_d}\right) \quad (3.7)$$

Composons le pôle $\left(\frac{L_d}{R_s}\right)$ par $\left(\frac{K_p}{K_i}\right)$ ce qui se traduit par la condition :

$$\frac{L_d}{R_s} = \frac{K_p}{K_i} \quad (3.8)$$

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

$$F_{bo}(P) = \frac{K_i}{P \cdot R_s} \quad (3.9)$$

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

$$\tau_{bf} = \frac{K_p}{K_i} \quad (3.10)$$

$$F_{bf}(P) = \frac{1}{\frac{R_s}{K_i} \cdot P + 1} \quad (3.11)$$

L'action intégrale du PI est obtenue comme suite :

$$K_i = \frac{R_s}{\tau_{bf}} \quad (3.12)$$

Si l'on choisit le temps de réponse $t_{rep} = 3 \cdot \tau_{bf}$, on a :

$$\begin{cases} K_p = \frac{3 \cdot L_d}{t_{rep}} \\ K_i = \frac{3 \cdot R_s}{t_{rep}} \end{cases} \quad (3.13)$$

III.4.1.2. REGULATEUR DE VITESSE

La forme mathématique du régulateur PI est donnée par :

$$T(P) = K_p + \frac{K_i}{P}$$

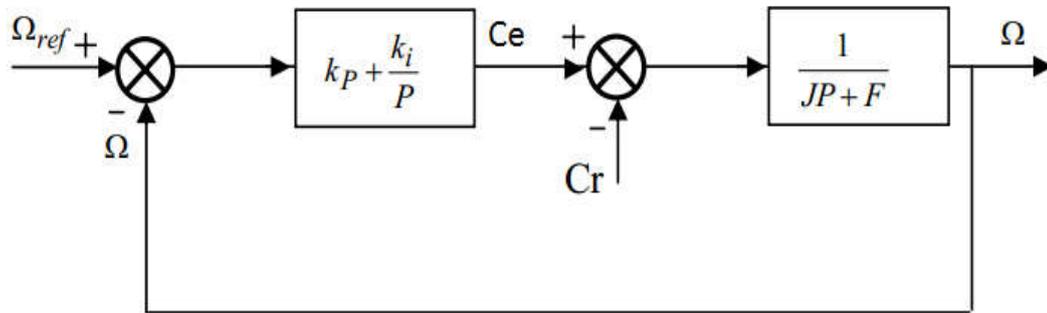


Fig. III.7 : Schéma fonctionnel du régulateur de vitesse.

La fonction de transfert du système en boucle fermée en négligeant les frottements est donnée par :

$$G(P) = \frac{K_p \cdot P + K_i}{1 + \frac{K_p}{K_i} P + \frac{J}{K_i} P^2} \quad (3.14)$$

Sachant que la fonction du transfert d'un système de second ordre est donnée par l'expression suivante :

$$F(P) = \frac{1}{1 + \frac{2\xi}{\omega_0} p + \frac{1}{\omega_0^2} p^2} \quad (3.15)$$

Par analogie on peut trouver les paramètres du régulateur PI :

$$\frac{K_p}{K_i} = \frac{2\xi}{\omega_0} \quad \frac{J}{K_i} = \frac{1}{\omega_0^2} \quad \frac{K_p}{K_i} = \tau \quad (3.16)$$

On aura :

$$K_p = \frac{4J}{\tau} ; \quad K_i = \frac{4J}{\tau^2} \quad (3.17)$$

La constante de temps électrique τ doit être inférieure à celle de la machine $\frac{L_q}{R_s}$.

III.4.2.SCHEMA GLOBAL DE SIMULATION

Le schéma de simulation de la commande vectorielle avec de la MSAP est représenté par la figure (III-8) :

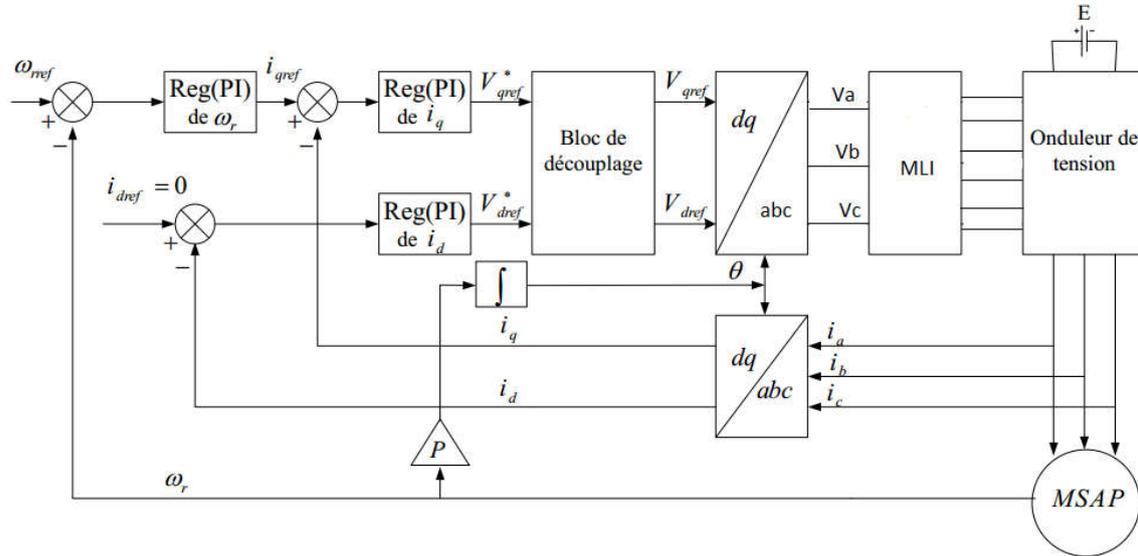


Figure III.8 : Schéma bloc de simulation de la commande vectorielle avec réglage classique (PI).

III.4.3.Résultats de simulation :

Après réalisation du découplage et synthèse des régulateurs, nous effectuons la simulation de la commande en vitesse par régulateur *PI* de la MSAP. Les paramètres de la machine sont donnés en annexe.

On remarque d'après les figures III.9, III.10, III.11 et III.12 que, lors du démarrage à vide du MSAP pour un échelon de consigne de 157 rad / s, suivie d'une application de charge de 5 Nm à partir de $t=0.08s$ puis une charge inverse à partir de $t=0.12 s$ que :

- L'allure de la vitesse suit parfaitement sa référence qui est atteinte très 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 5 Nm puis retourne à 0 Nm après la charge inverse.

- La réponse des deux composantes du courant montre bien le découplage introduit par la commande vectorielle de la MSAP (le courant I_d est nulle).

- le courant I_q l'image du couple, suit parfaitement sa référence pour tout la période d'essai.

Dans l'essai de les figures III.12, III.13 et III.14. On a inversé la vitesse de rotation du MSAP de la valeur référentielle +157 rad / s à la valeur -157 rad / s à l'instant $t=0.12s$ et une charge de 5Nm a $t=0.14s$. Les résultats de simulation sont satisfaisants et la robustesse de cette commande est garantie vis-à-vis de ce fonctionnement.

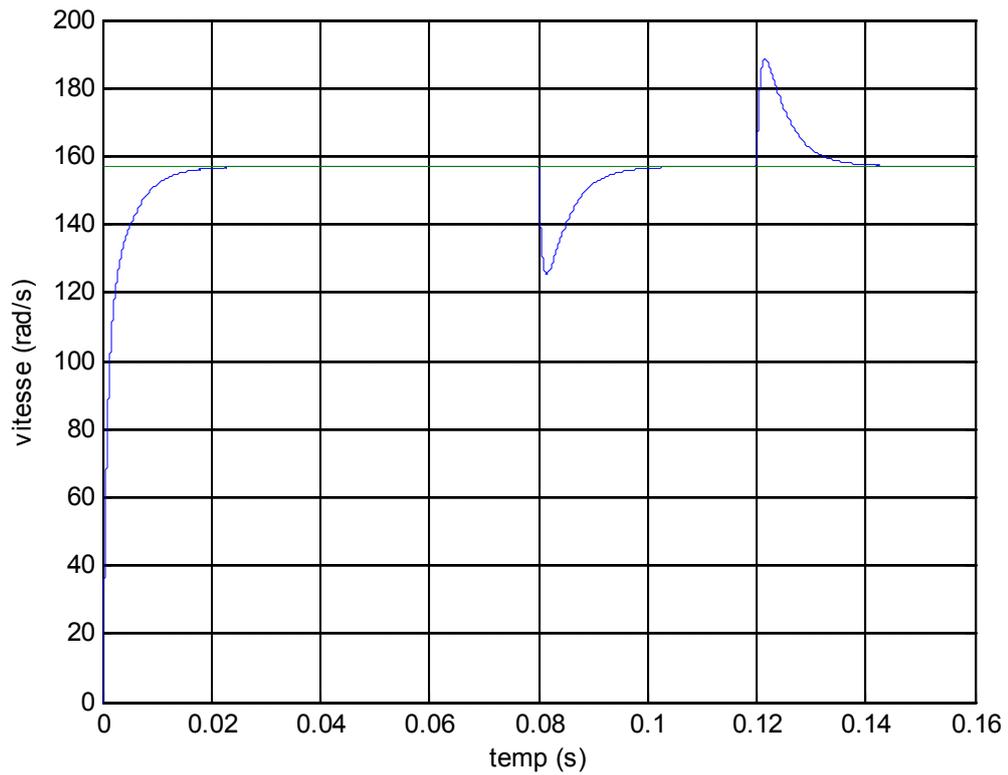


Figure III.9 : vitesse de rotation (rad/s).

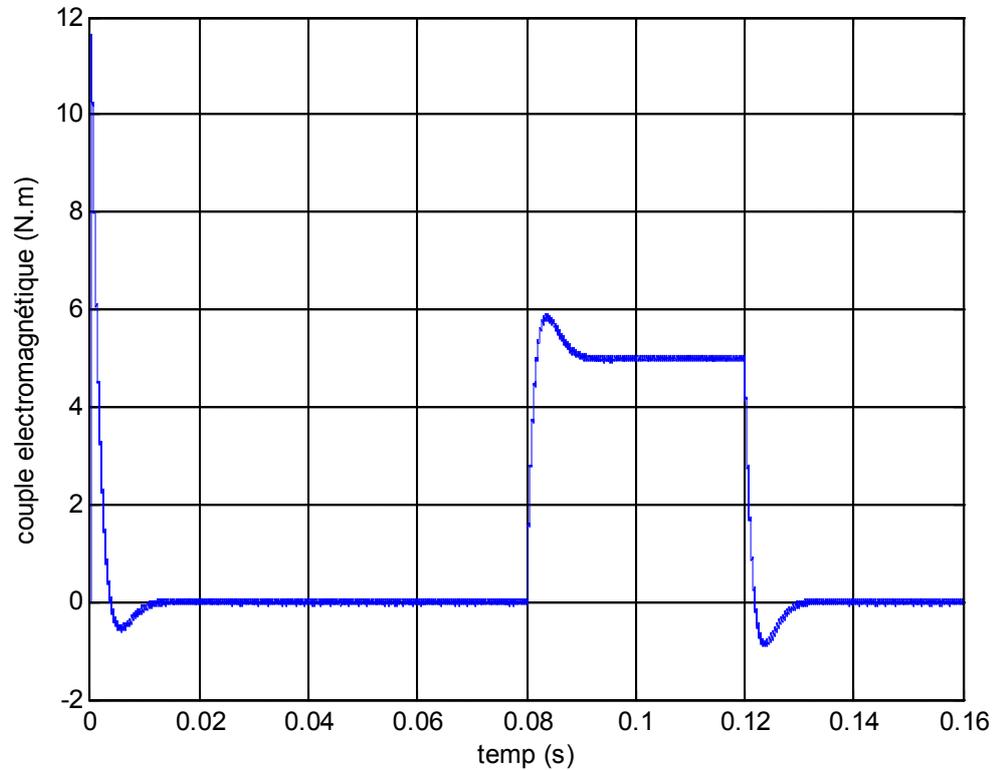


Figure III.10.a : le couple électromagnétique (N.m).

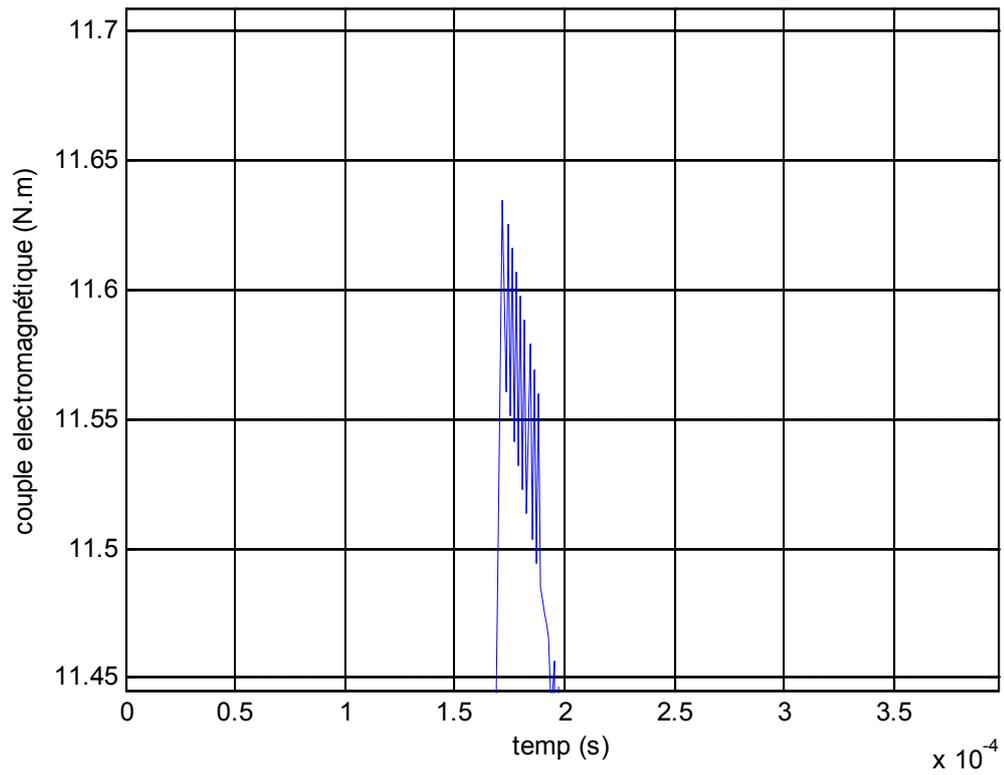


Figure III.10.b : le couple électromagnétique, la saturation.

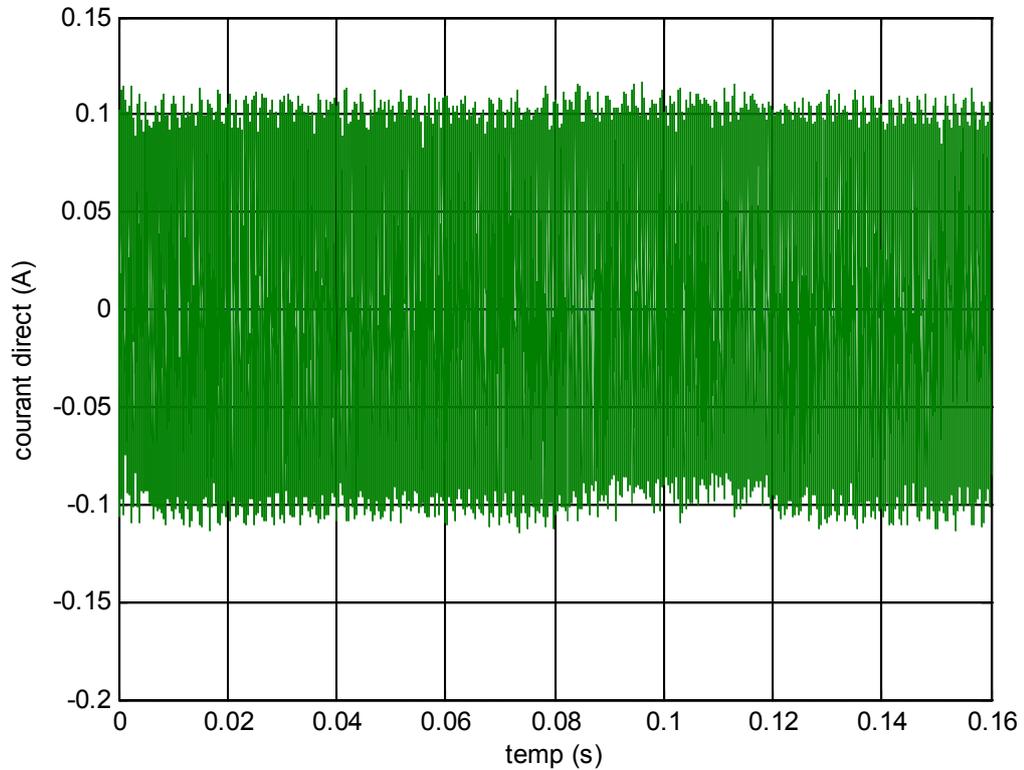


Figure III.11 : courant I_d (A).

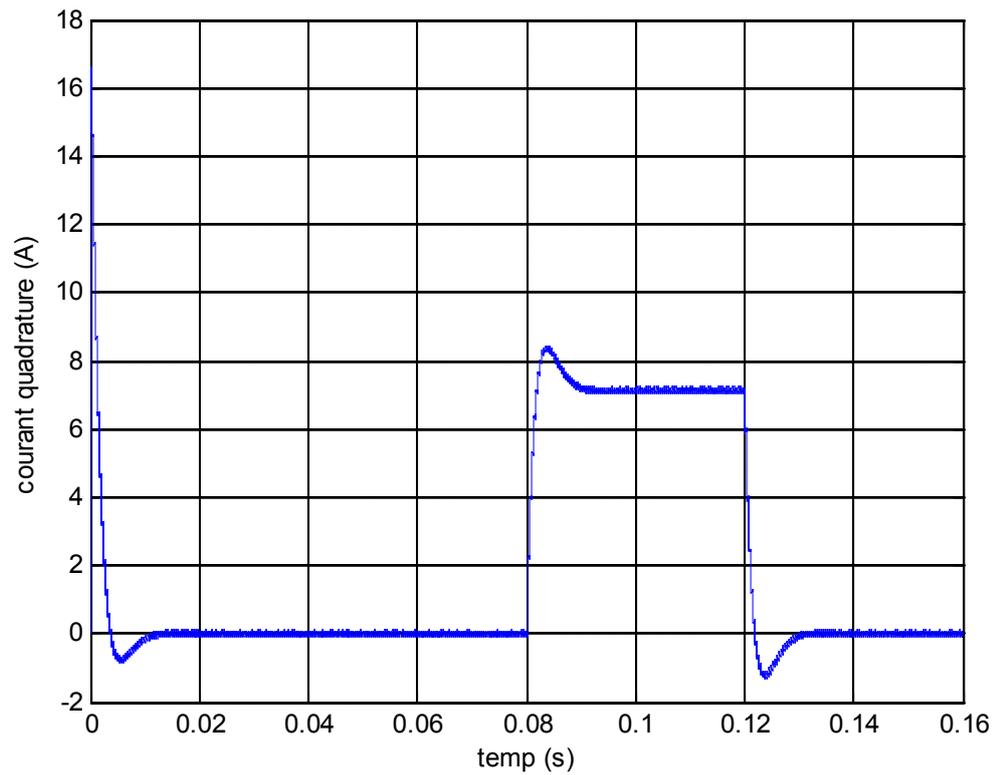


Figure III.12 : courant I_q (A).

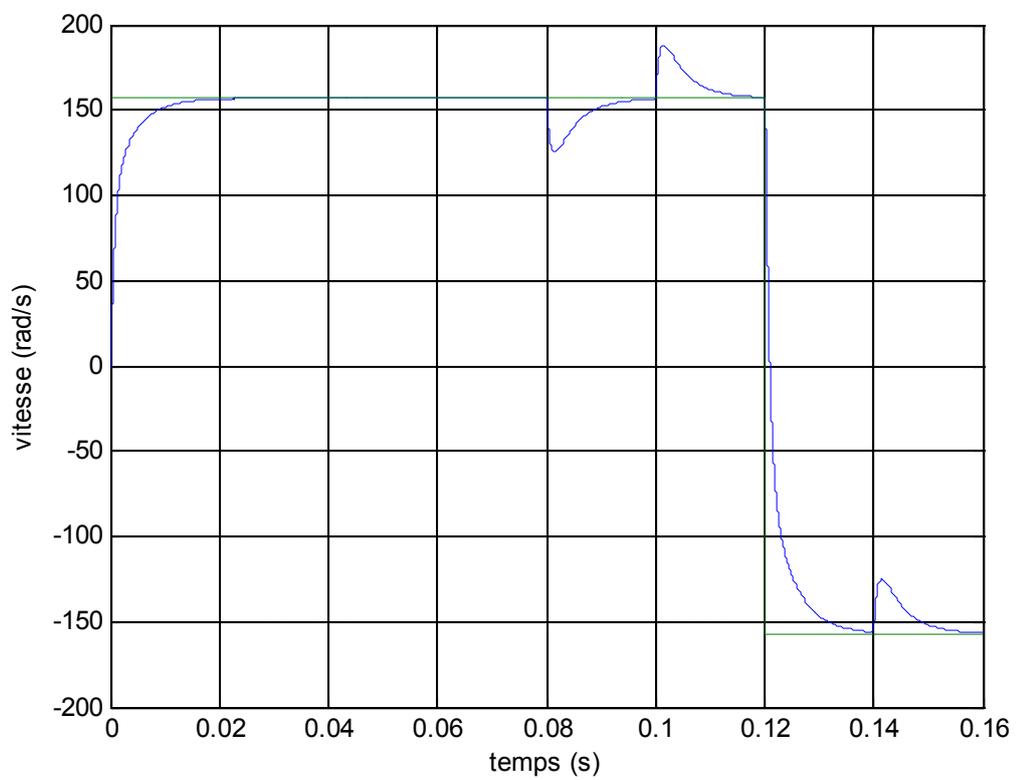


Figure III.13 : vitesse de rotation (rad/s) avec l'inversion et une charge de 5Nm.

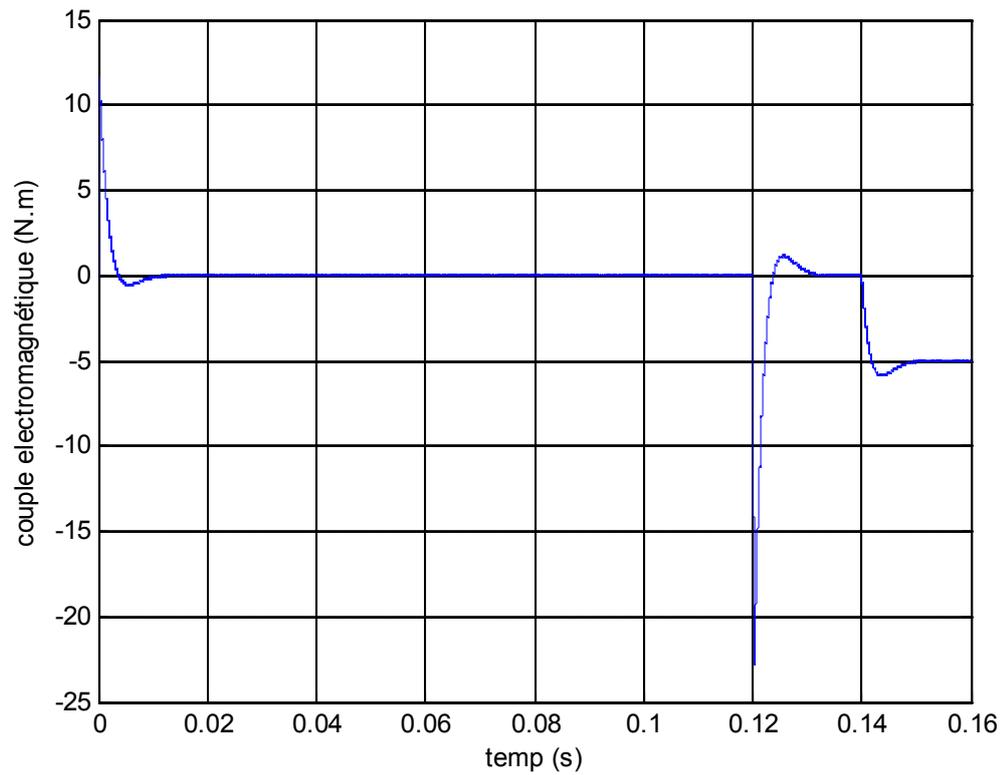


Figure III.14 : le couple électromagnétique (N.m) avec une inversion de vitesse et une charge de 5Nm.

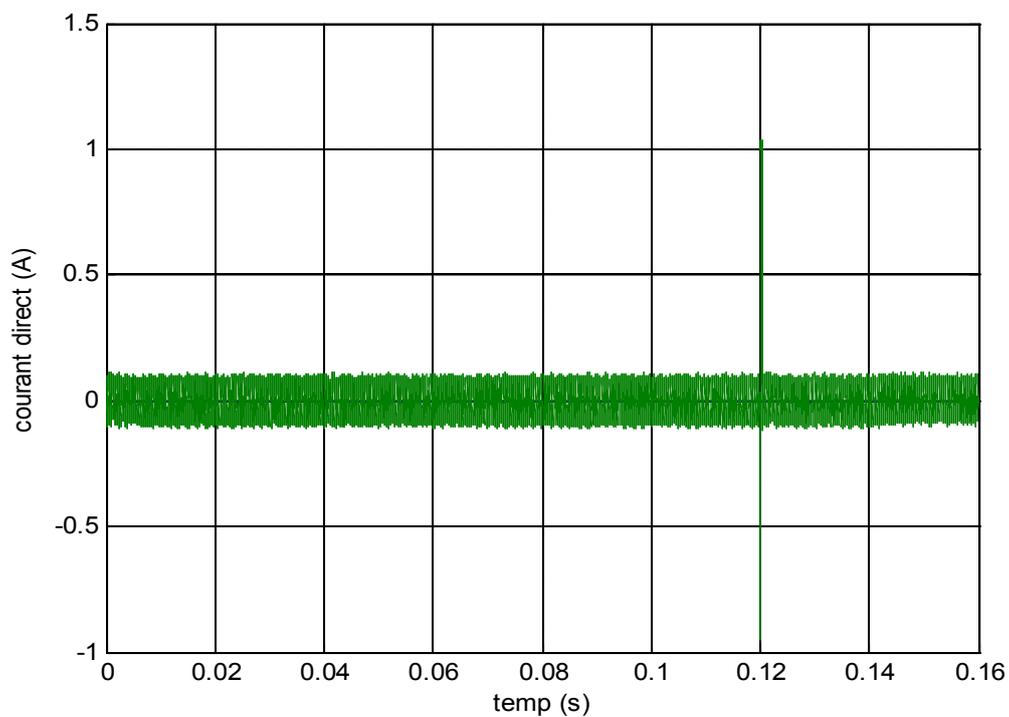


Figure III.15 : courant Id (A) avec une inversion de vitesse et une charge de 5Nm.

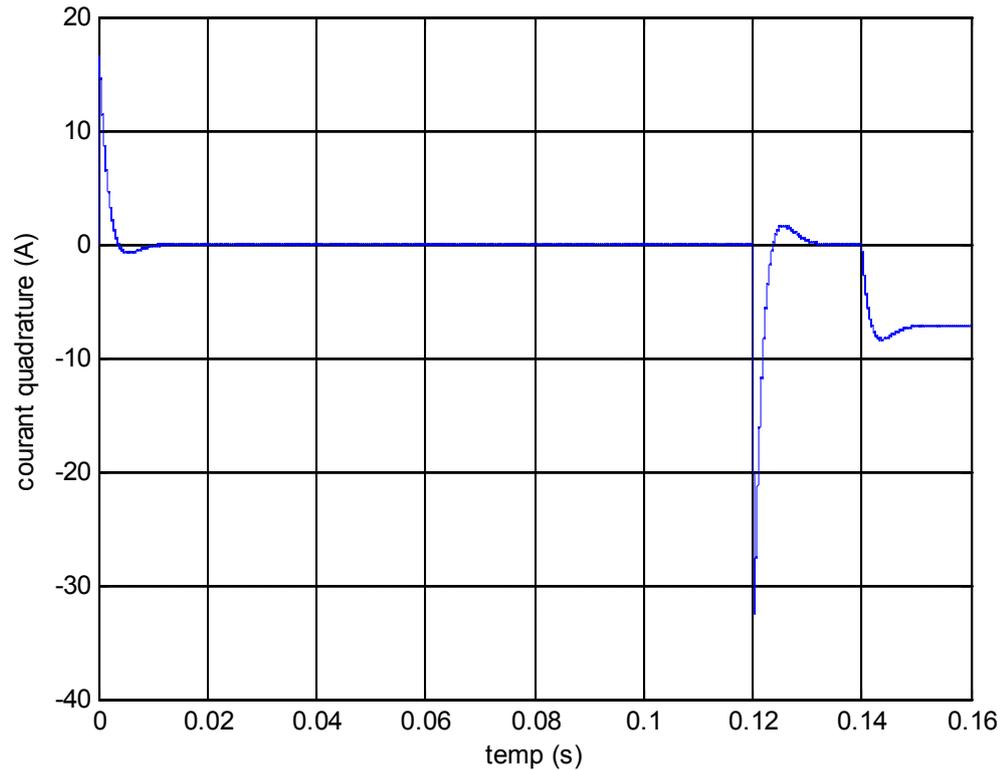


Figure III.16 : courant I_q (A) avec une inversion de vitesse et une charge de 5Nm.

III.5.COMMANDE PAR LOGIQUE FLOUE

La logique floue repose sur la théorie des ensembles flous développée par le professeur Lotfi A. Zadeh. Il travaillait à Berkeley depuis 1959 et il a été président de l'Electrical Engineering Department de 1963 à 1968. Le texte « Fuzzy sets » est paru en 1965 dans la revue Information and control. Il est considéré comme le début de la théorie. [8]

E : l'erreur, est définie par :

$$E(kT) = \Omega_{\text{réf}}(kT) - \Omega(kT) \quad (3.18)$$

dE : la variation de l'erreur, définie telle que :

$$dE(kT) = E(kT) - E((k-1)T). \quad (3.19)$$

T étant la période d'échantillonnage est choisie : 10^{-5} s.

La sortie du régulateur est donnée par :

$$I_{qs}^*(kT) = I_{qs}^*((k-1)T) + dU(kT) \quad (3.20)$$

La structure de Mamdani s'est proposée une interface de Défuzzification (défuzzificateur) à la sortie de la structure pure. Le fuzzificateur transforme les variables réelles d'entrée en variables linguistiques floues, tandis que le défuzzificateur effectue l'opération inverse. La structure de Mamdani est devenue le modèle standard du RLF le plus utilisé dans la régulation des systèmes.

III.5.1.Méthode d'inférence Max-Min :

Cette méthode réalise l'opérateur « ET » par la fonction « Min », la conclusion « ALORS » de chaque règle par la fonction « Min » et la liaison entre toutes les règles (opérateur « OU ») par la fonction Max. La dénomination de cette méthode, dite Max-Min ou « implication de MAMDANI », est due à la façon de réaliser les opérateurs ALORS et OU de l'inférence. [9]

Dans ce travail, cette technique est utilisée dans la boucle de vitesse.

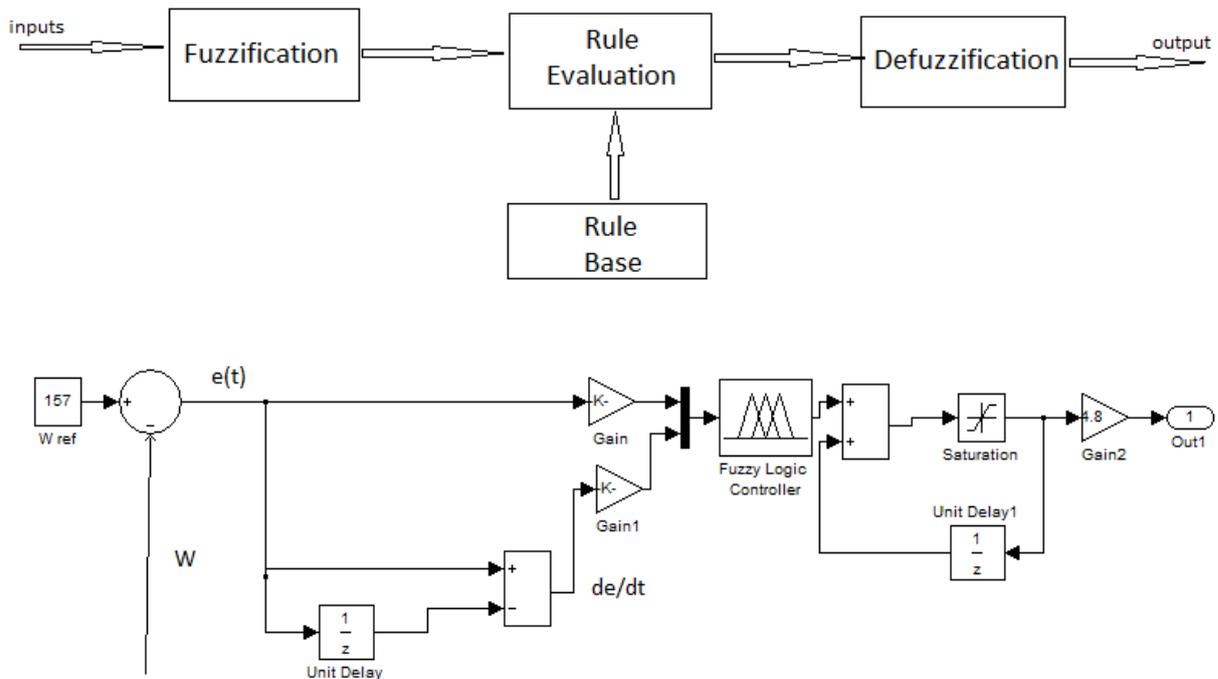


Figure III.17 : Modèle Simulink du contrôleur flou de vitesse.

Le bloc de contrôleur flou est constitué de deux entrées : erreur de poursuite et sa dérive, ce bloc étant fourni avec des facteurs d'échelle sur chaque entrée et sortie, où la valeur de $G1=0.007$, $G2=0.694$ et $G3= 4.8$, comme des facteurs d'échelle. [9]

Paramètres du régulateur FLOU :

Nous avons synthétisé le régulateur à logique Floue du type MANDANI pour le réglage de vitesse. Le signal de sortie est déterminé en fonction des signaux d'entrée par l'intermédiaire des règles, comme il est illustré dans le tableau III.1 ci-dessous :

e Δe	NL	NM	NS	Z	PS	PM	PL
NL	NL	NL	NL	NL	NM	NS	Z
NM	NL	NL	NM	NM	NS	Z	PS
NS	NL	NL	NS	NS	Z	PS	PM
Z	NL	NM	NS	Z	PS	PM	PL
PS	NM	NS	Z	PS	PS	PM	PL
PM	NS	Z	PS	PM	PM	PL	PL
PL	Z	PS	PM	PL	PL	PL	PL

Tableau III.1 : Base de règles d'inférences a sept ensembles flous.

On a adopté pour une base à 49 règles pour avoir de bonnes performances.

Les classes sont notées comme suit :

NL : Négative Large.

NM: Negative Medium.

N: Negative Small.

Z: Zero.

P: Positive Small.

PM : Positive Medium.

PL : Positive Large. [9]

III.5.2.les avantages et les désavantages du réglage par logique de floue

Evidemment, le réglage par la logique floue réunit un certain nombre d'avantages et de désavantages. Les avantages essentiels sont :

- La non nécessité une modélisation exacte (cependant il peut être utile d'un modèle convenable) ;
- La possibilité d'implémenter des connaissances (linguistiques) de l'opérateur du processus ;
- La maîtrise des systèmes à régler avec un comportement complexe (fortement non linéaire et difficile à modéliser) ;

· L'emploi possible aussi pour des processus rapides (grâce à des processeurs dédiés) ;

· La disponibilité des systèmes de développement efficaces, soit pour microprocesseurs ou PC (solution logicielle). Soit pour circuits intégrés (processeurs dédiée, Fuzzy processor, solution matérielle).

Par contre, les désavantages sont :

- Le manque de directives précises pour la conception d'un réglage (choix des grandeurs à mesurer, détermination de la Fuzzification, des inférences et de Défuzzification) ;

- L'approche artisanale et non systématique (implémentation des connaissances de l'opérateur souvent difficile) ;
- La possibilité d'apparition de cycles limites à cause du fonctionnement non linéaire ;
- La cohérence des inférences non garantie a priori (apparition de règles d'inférence contradictoires possible). [3]

III.5.3. Résultat de simulation :

On effectue un démarrage à vide de la MSAP puis on applique échelon de couple de charge de valeur $Cr = 5N.m$ à l'instant $t = 0.08s$. A $t = 0.12s$ la charge est éliminée.

On effectue un autre démarrage à vide de la MSAP puis on inverse le sens de rotation de 157 rad/s à -157 rad/s à l'instant $t = 0.12 s$ avec l'application d'une charge de 5 N.m à $t = 0.14 s$.

Les figures III.18, III.19, III.20, III.21, III.22, III.23, III.24 et III.25 représentent les résultats de simulation :

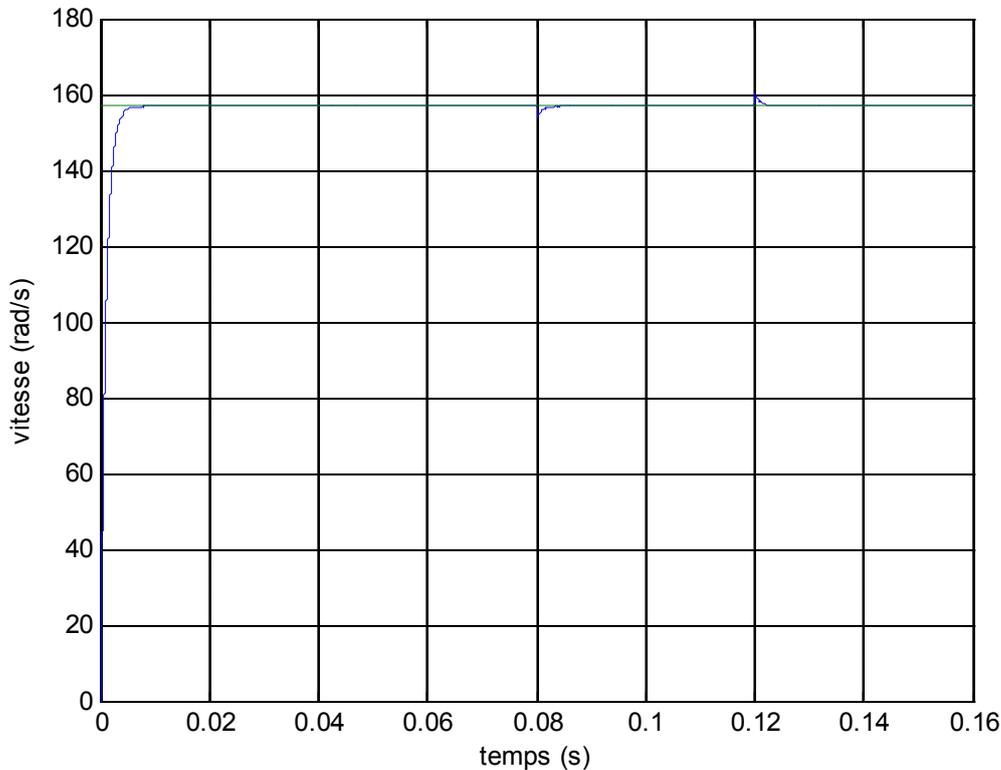


Figure III.18 : la vitesse de rotation (rad/s).

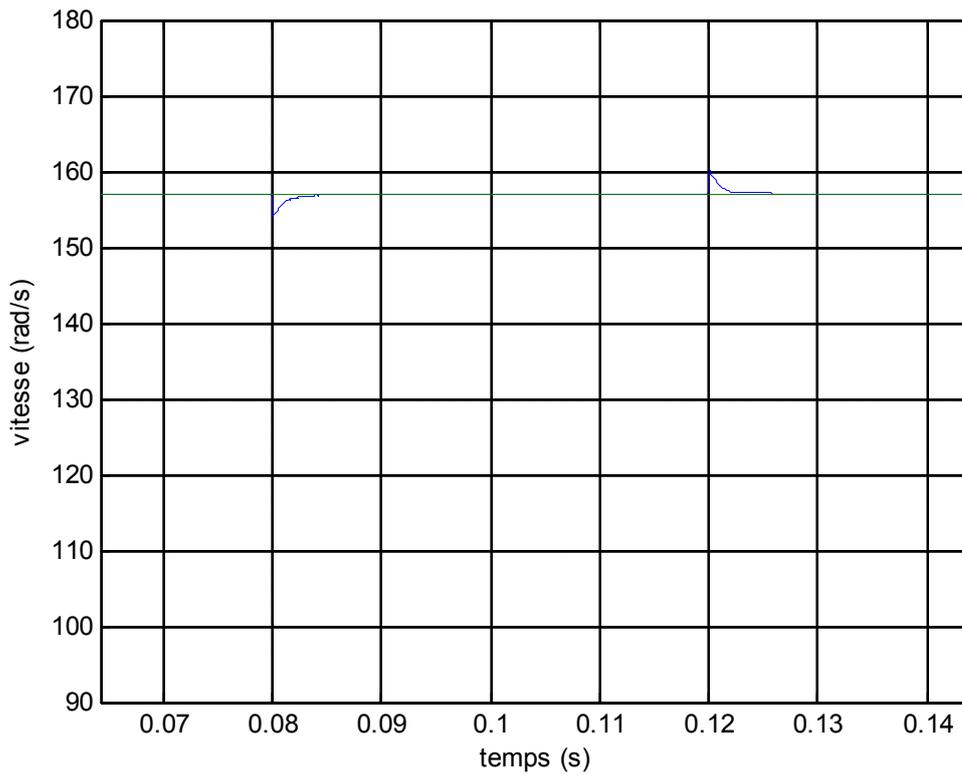


Fig.III.19 : Zoom sur la vitesse de rotation w_r (rad/s).

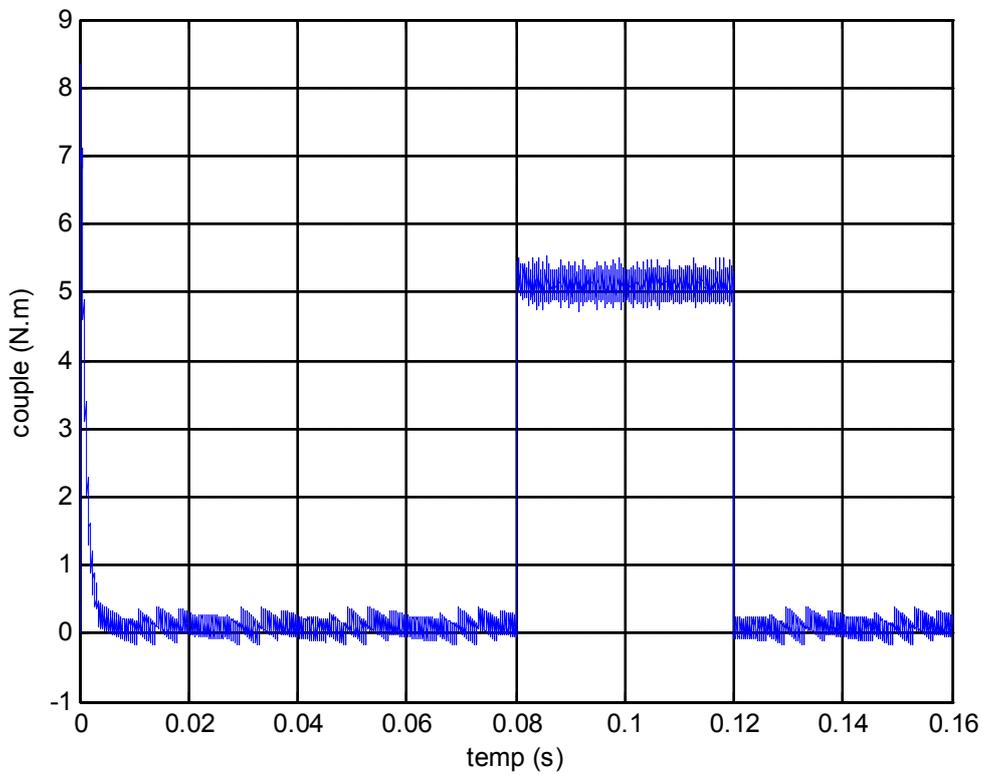


Figure III.20 : le couple électromagnétique (N.m).

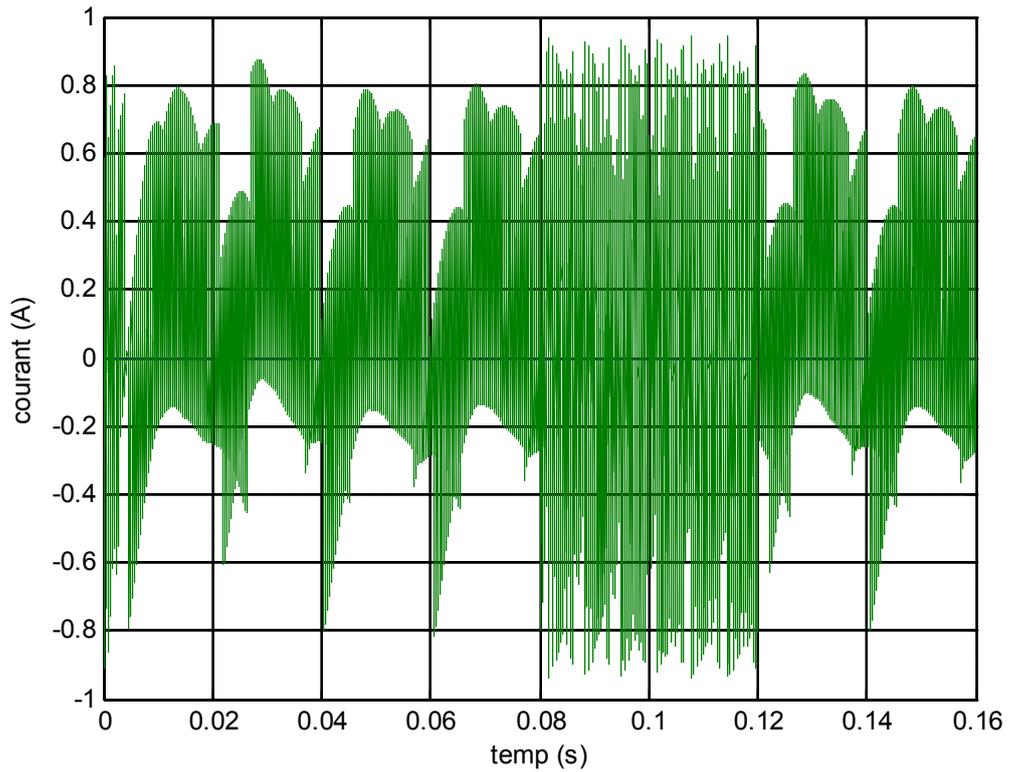


Figure III.21.a : Le courant I_d (A).

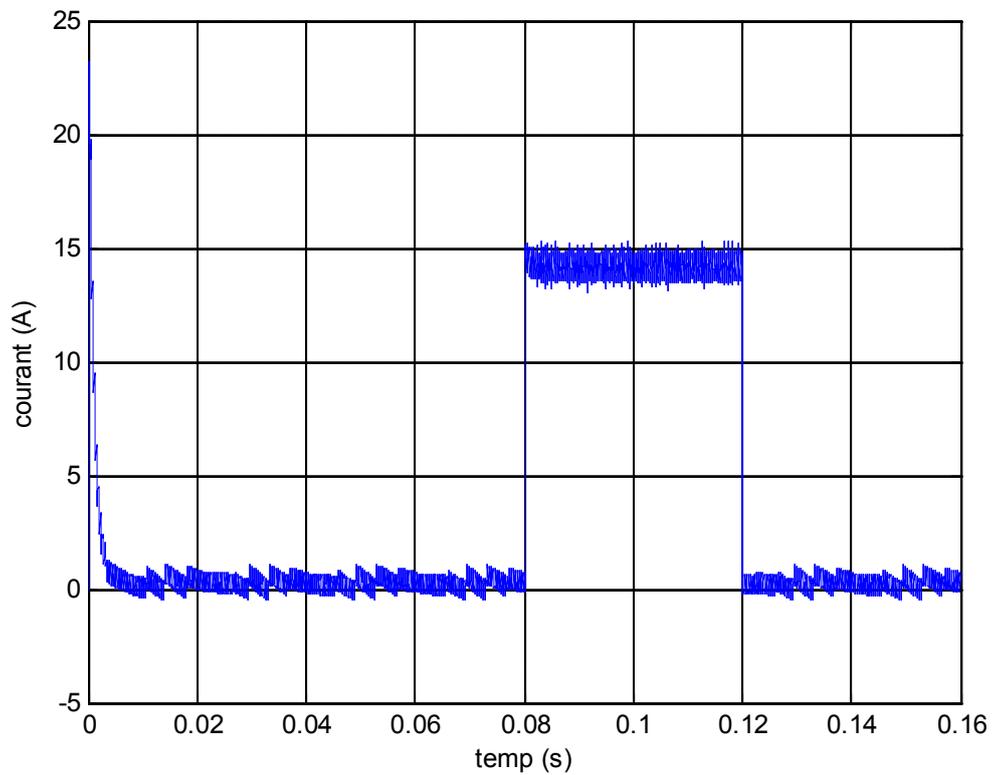


Figure III.21.b : Le courant I_q (A).

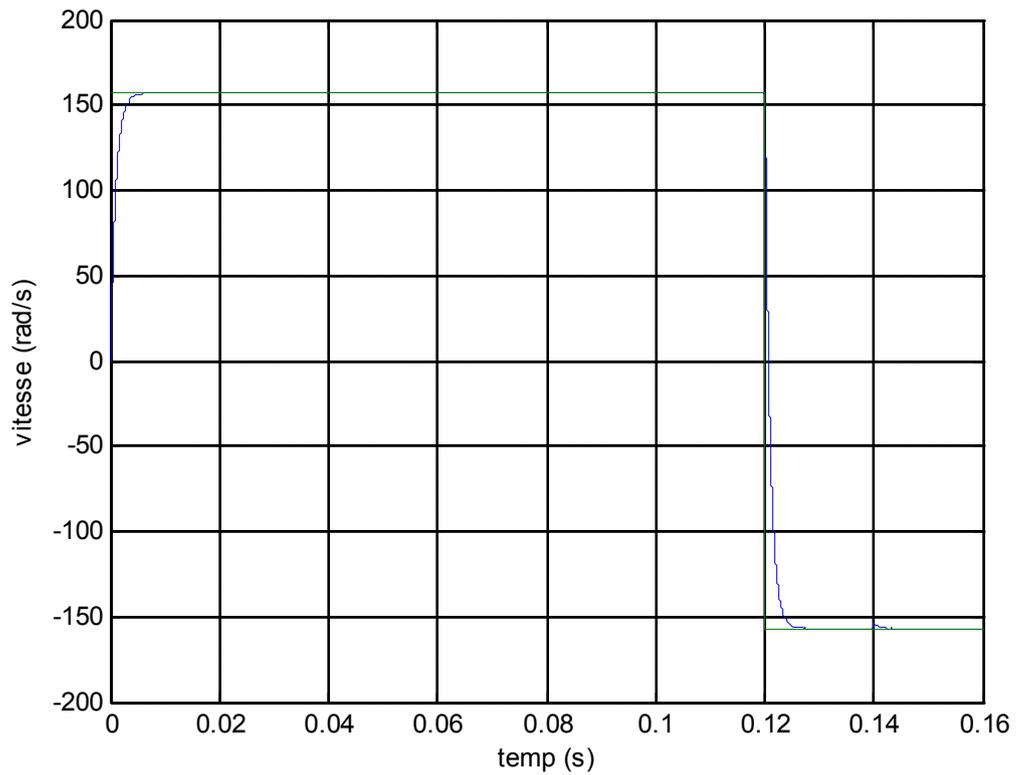


Figure III.22 : la vitesse de rotation (rad/s).

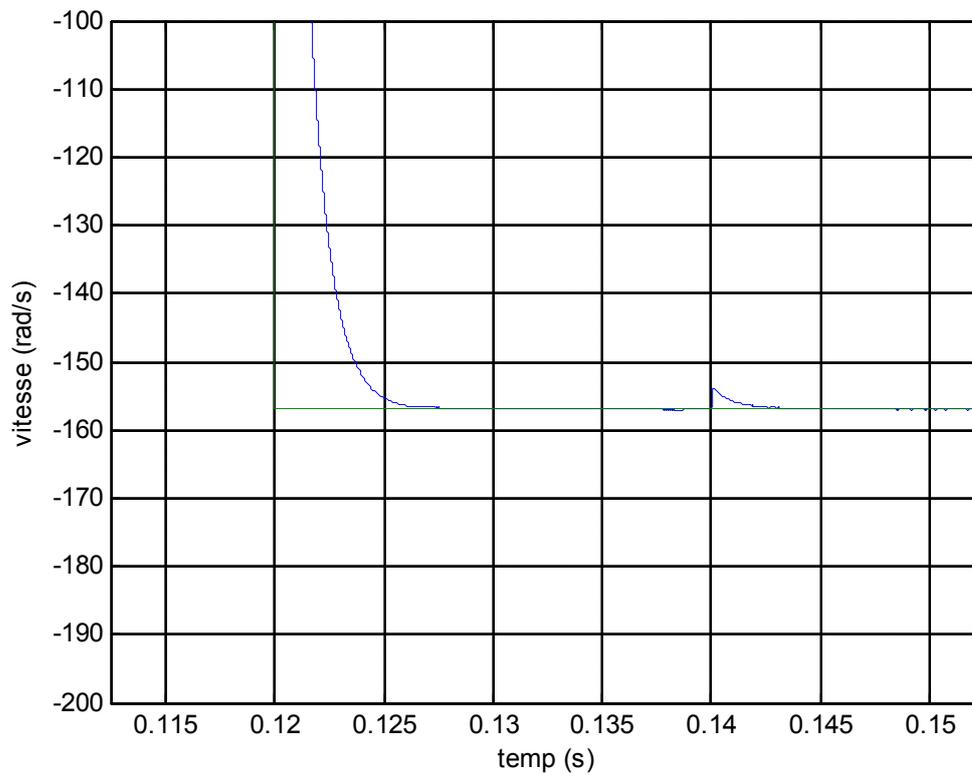


Fig.III.23 : Zoom sur la vitesse de rotation w_r (rad/s).

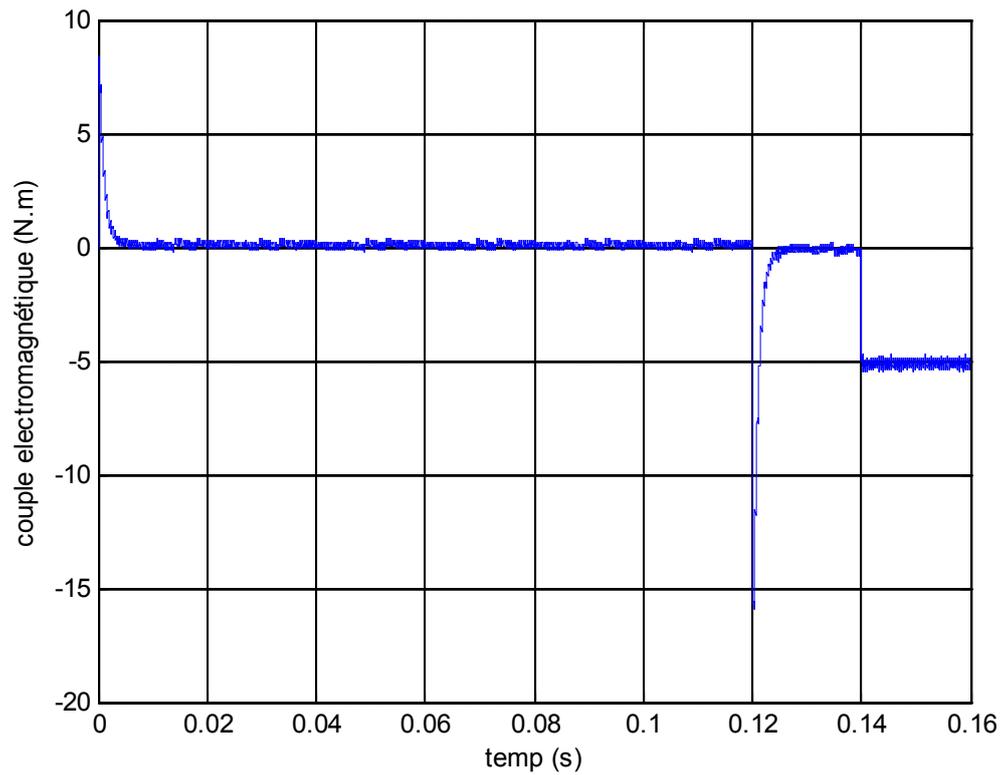


Figure III.24 : le couple électromagnétique (N.m).

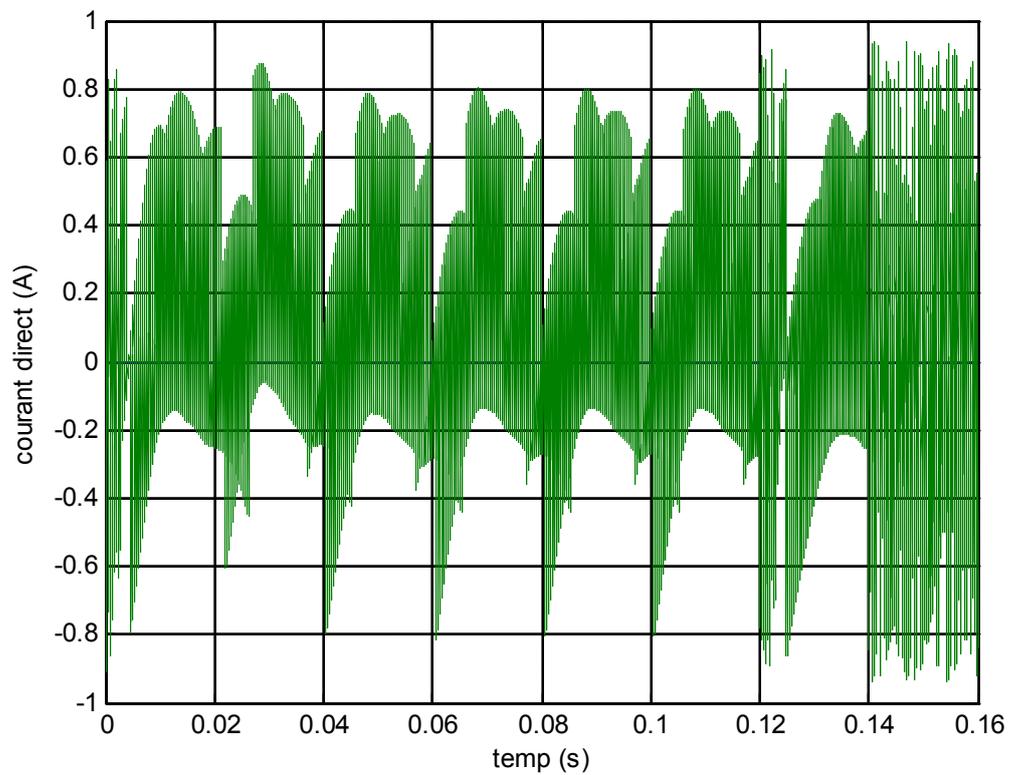


Figure III.25.a : Le courant Id (A).

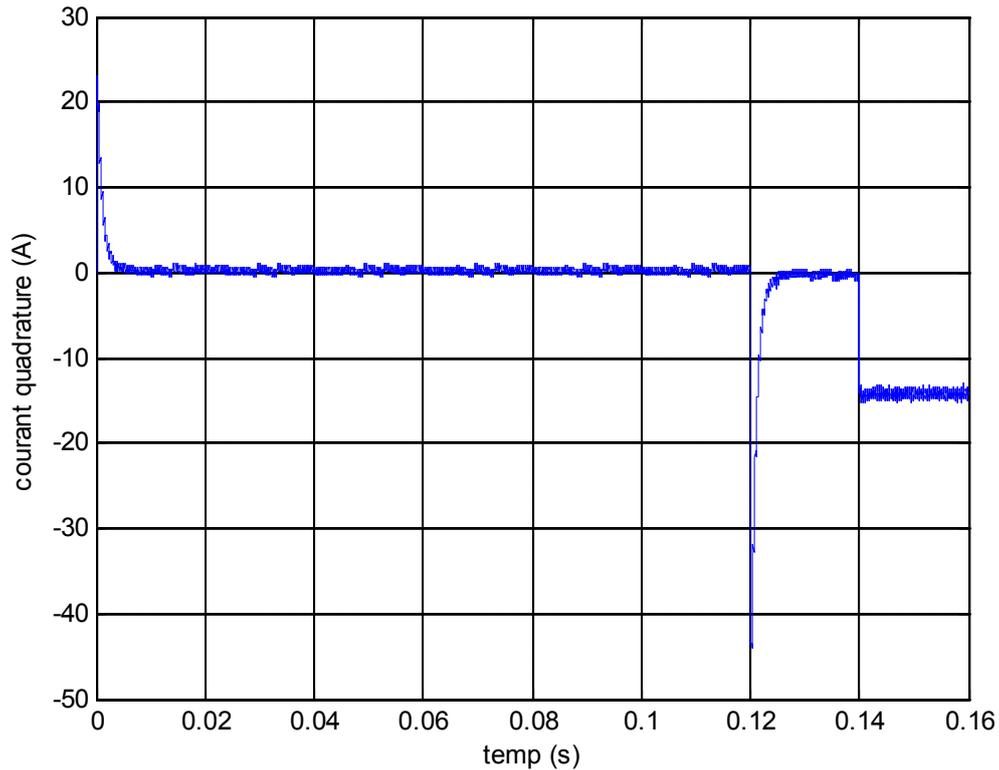


Figure III.25.b : Le courant I_q (A).

Les résultats du système muni d'un régulateur flou présentés ici peuvent être interprétés de la même manière que par régulateur PI.

Ces résultats indiquent qu'avec le contrôleur CF nous obtenons une allure plus stable que celle avec le régulateur classique PI, ou l'effet de la perturbation est rapidement rejetée.

Ces graphes illustrent des résultats obtenus très satisfaisants, un régulateur à logique floue musclé et très performant par rapport au régulateurs classique.

III.6.ETUDE COMPARATIVE

	Régulateur PI	Régulateur LF
Rapidité	lent	Rapide
Ondulation	plus	moins
Temps de réponse	A $t=0.01$	A $t= 0.005$
Déplacement	18 % à 20 %	6 %

Tableau III.2 : étude comparative entre Régulateur PI et Régulateur LF.

III.7.Conclusion :

Ce chapitre présente le principe de la commande vectorielle de la MSAP pour l'asservissement de la vitesse. Les résultats de simulation obtenus montrent bien les performances de la commande vectorielle : la perturbation est rejetée en un temps très court, une réponse rapide et un dépassement négligeable.

Les régulateurs PI dépendent fortement des paramètres de la machine et de la charge. Ceci nécessite une identification paramétrique correcte en vue d'une régulation performante.

Il est donc nécessaire de recourir à une commande robuste.

-comme deuxième approche, une régulation par logique floue a été utilisée, ou des réponses meilleures ont été obtenues.

Les résultats obtenus matérialisés par les courbes de variation de la vitesse, du couple et des courants, montrent le comportement du MSAP pour chacun des types de régulateurs étudiés.

On peut résumer dans les points suivants les éléments qui ont une importance particulière, sur le comportement global du régulateur flou lors de sa synthèse :

1. Le nombre et la répartition des fonctions d'appartenance sur l'univers de discours.
2. La table des règles.

Nous avons voulu contribuer à la réflexion sur la commande et le contrôle vectoriel d'un moteur synchrone à aimant permanent par deux types de régulateurs différents ; le régulateur PI classique puis le régulateur à logique floue, qui fera l'objet d'un travail futur.

CONCLUSION GENERALE

Le travail présenté dans ce mémoire constitue une initiation à la contribution pour l'étude des performances des commandes appliquées sur les machines synchrones à aimants permanents. L'objectif principal de ce mémoire est la réalisation d'une nouvelle commande robuste par logique floue qui améliore les performances des machines synchrones à aimants permanents, et ce suivant une commande FOC.

Les résultats obtenus matérialisés par les courbes de variation de la vitesse, du couple et des courants, montrent le comportement du MSAP modélisé en association avec des contrôleurs de natures différentes avec capteur mécanique.

Nous avons établi un modèle de connaissance de l'ensemble Onduleur-MSAP lorsqu'elle est alimentée en tension et commandé par MLI. Les résultats obtenus montrent que le système d'association est bien défini et que la machine se comporte comme un système non-linéaire fortement couplé.

Nous avons présenté la commande et le contrôle vectoriel d'un moteur synchrone à aimant permanent ; par deux types de régulateurs différents ; le régulateur PI classique puis le régulateur CF à logique floue. Nous avons mis en évidence le comportement de la régulation de vitesse dans ces deux types de commandes sans modifier la structure globale du système.

Les résultats obtenus matérialisés par les courbes de variation de la vitesse, du couple et des courants, montrent le comportement du MSAP pour chacun des types de régulateurs étudiés, ou on a constaté une dynamique plus rapide lors de l'utilisation du contrôleur flou.

Annexe

Paramètres de la machine synchrone à aimants permanents :

Puissance :	$P = 1,5 \text{ kw}$
Fréquence :	$F = 50 \text{ Hz}$
Résistance statorique :	$R_s = 2.875 \Omega$
Induction suivant l'axe « d » :	$L_d = 8.5 \times 10^{-3} \text{ H}$
Induction suivant l'axe « q » :	$L_q = 8.5 \times 10^{-3} \text{ H}$
Nombre de pair de pôles :	$P = 4$
Flux permanent :	$\phi_f = 0,175 \text{ Wb}$
Moment d'inertie :	$J = 0.8 \times 10^{-4} \text{ kg.m}^2$
Coefficient de frottement visqueux :	$f = 0.033 \text{ N.m.s/rad}$
Tension nominale	$V_n = 240 \text{ V}$ par phase

Paramètre de régulateur PI

	Kp	Ki
Régulateur de vitesse	0.1082	36.6090
Régulateur de courant Id	328.91	972.4265
Régulateur de courant Iq	328.91	972.4265

Bibliographie

- [1] AID .Housseem, AINA .Wafaa, "Synthèse de lois de commande non-linéaires pour un entraînement électrique à vitesse variable basé sur un moteur synchrone à aimants permanents" Mémoire de Master *Filière : Automatique, Option : Contrôle des processus*, 2013.
- [2] BERRABAH Fouad, "commande sans capteur de la machine asynchrone" Mémoire de Doctorat, *Filière : électromécanique*, 2014.
- [3] LATRECHE Mohammed Tahar "Commande Floue de la Machine Synchrone à Aimant Permanent (MSAP) utilisée dans un système éolien" Mémoire de Magister *Filière : Electrotechnique, Option : Commande Electriques*, Université Ferhat Abbas de Setif ,2012.
- [4] AMOR Khlaief, "Contribution à la Commande Vectorielle sans Capteur Mécanique des Machines Synchrones à Aimants Permanents (MSAP) " 2012.
- [5] BOUNASLA Noureddine, "Commande par Mode de Glissement d'Ordre Supérieur de la Machine Synchrone à Aimants Permanents" Mémoire de Magister *Filière : Electrotechnique, Option : Commande Electrique*, 2014.
- [6] NABTI Khalil, " Stratégies de commande et techniques intelligentes appliquées aux machines de type synchrone" Mémoire de Doctorat, *Filière : Electrotechnique, Option : Machines Electriques*, 2010.
- [7] MAAROUK Abdelatif, " commande dynamique d'une machine synchrone à aimants permanents alimentée en tension" Mémoire de Master, *Filière : maintenance industrielle, Option : Machines Electriques*, 2016.
- [8] HACHEMI KADDOUR, " Etude De La Machine Synchrone Autopilotée : Modélisation Et Simulation" Thèse de Doctorat, *Filière : électrotechnique, Option : Machines Electriques*, 2012.
- [9] HANAN MIKHAEL, SARA T. RASHED, "PI and Fuzzy Speed Controllers for PM Synchronous Motor Drive" Electrical engineering department University of Baghdad, 2016
- [10] A. TLEMCANI, « Sur la commande adaptative pour les systèmes flous : Application à la machine synchrone à aimants permanents », Magister, ENP Alger, Déc. 1999.

- [11]. FERSOUS Chikh Bey Ahmed, "Commande Floue D'un Twin Rotor", Magister, Spécialité : Electronique, Option : Automatique, universite Kasdi Merbah Ouargla, 2014.
- [12] M. Sebba, A.Chaker, Y. Meslem, S. Hassaine, "Commande en Vitesse du Moteur Synchrone à Aimants Permanents Dotée d'un Observateur d'Etat de LUENBERGER.", 4th International Conférence on Computer Integrated Manufacturing CIP'2007, 03-04 November 2007.
- [13] BOUCHAHED Adel, "Amélioration De La Gamme De Vitesse Du Moteur Synchrone a Vitesse Variable», Magister, Département d'Electromécanique, Univ de Annaba, 2009.
- [14] AFSHARNIA Saeed, "Controle Vectoriel Des Machines Synchrones A Aimants Permanents : Identification Des Paramètres Et Minimisation Des Ondulations De Couple», Doctorat de l'I.N.P.L, spécialité : Génie Electrique, *Institut National Polytechnique de Lorraine*, 27 Avril 1995.
- [15] KHEMIS Abderrahmane, "Application de la logique floue type-2 intervalle à la commande adaptative de la machine asynchrone», Magister en électrotechnique, Option : Electricité Industrielle, 2011.