

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



Université de Batna
Faculté des Sciences de l'Ingénieur
Département d'Électrotechnique



MEMOIRE

Pour Obtenir le diplôme de
Magister en Électrotechnique

Option : *Commande Électrique*

Présenté par :

Merzoug Med salah

Ingénieur d'état en électrotechnique de l'université d'Oum El Bouaghi

Thème

**Etude comparative des performances d'un DTC et d'un FOC
d'une Machine synchrone à aimants permanents (MSAP)**

Soutenue le,/.....

Devant le Jury

Dr. SRAIRI Kamel	Prof	Université de Biskra	Président
Dr. NACERI Farid	Prof	Université de Batna	Rapporteur
Dr. ABDESSEMED Rachid	Prof	Université de Batna	Examineur
Dr. SELLAMI Said	M.C	Université de Batna	Examineur
Dr. FETHA Cherif	M.C	Université de Batna	Examineur

Remerciement

Le travail présenté dans ce mémoire a été effectué au laboratoire d'électrotechnique de Batna L.E.B-research du département d'électrotechnique de l'université de Batna.

Qu'il me soit d'abord permis de remercier et d'exprimer ma gratitude envers Dieu de m'avoir donné le courage et la patience durant toutes ces années d'étude.

Je tiens à exprimer ma profonde gratitude et ma reconnaissance envers mon promoteur **Mr. F. Naceri**, professeur à l'université de Batna pour la confiance qu'il m'a prodiguée, pour ses encouragements continus, pour le suivi de près de mon travail, pour ses conseils judicieux, ses observations et son assistance pour mener à bien ce travail.

Je remercie vivement et très profondément :

- Monsieur **SRAIRI Kamel**, professeur au département d'électrotechnique de l'université de Biskra, pour m'avoir fait l'honneur de présider le jury de ma thèse.
- Monsieur **ABDESSEMED Rachid**, professeur au département d'électrotechnique de l'université de Batna, pour m'avoir fait l'honneur d'examiner ma thèse.
- Monsieur **SELLAMI Said**, maître de conférences au département d'électrotechnique de l'université de Batna, de bien vouloir juger ce travail, en tant que un membre de Jury.
- Monsieur **FETHA Cherif**, maître de conférences au département d'électrotechnique de l'université de Batna, d'avoir accepté d'évaluer ce travail.

Je remercie tous les enseignants de l'institut d'électrotechnique de l'université de Batna qui ont participé à ma formation pendant le cycle de formation.

Enfin, je remercie tous les enseignants de l'institut d'électrotechnique de l'université d'OUM El Bouaghi « **Mr Barkat, Mr Rahem, Mr Haddoun, Mr Betka, Mr Golea, Mr Ghediri** » qui ont participé à ma formation d'Ingénieur.

Tables des notations et symboles

Sigles utilisés :

MSAP	Moteur synchrone à aimant permanent
FOC	La Commande vectorielle
DTC	La commande directe du couple
EKF	Filtre de Kalman étendu
MLI	Modulation de largeur d'impulsion
PI	Régulateur Proportionnel Intégrateur
p	Opérateur de Laplace

Repères :

A,B,C	Axes liés aux enroulements triphasés
d,q	Axes de référentiel de Park
α, β	Axes de référentiel statorique
θ	Angle entre le stator et le rotor
$\hat{\theta}$	Angle estimer

Grandeurs électriques au stator :

V_a, V_b, V_c	Tension statorique phase a, b, ou c
V_s	Tension statorique
V_d, V_q	Tension statorique sur l'axe d et l'axe q
V_α, V_β	Tension statorique sur l'axe α, β
I_a, I_b, I_c	Courant statorique phase a, b, ou c
i_a^*, i_b^* et i_c^*	les courants de phases de référence
I_s	Courant statrorique
I_d, I_q	Courant statorique sur l'axe d et l'axe q
I_{dref}, I_{qref}	Courant de référence sur l'axe d et l'axe q
I_α, I_β	Courant statorique sur l'axe α, β
\hat{I}_d, \hat{I}_q	Courant statorique estimer sur l'axe d et l'axe q

Grandeurs magnétiques au stator :

$\varphi_a, \varphi_b, \varphi_c$	Flux statorique phase a, b, ou c
φ_d, φ_q	Flux statorique sur l'axe d et l'axe q
$\varphi_\alpha, \varphi_\beta$	Flux statorique sur l'axe α, β
φ_s	Flux statorique

Grandeurs magnétiques au rotor :

φ_f	Flux magnétique du rotor
-------------	--------------------------

Grandeurs mécaniques

Ω	Vitesse mécanique de rotor
$\hat{\Omega}$	Vitesse mécanique estimer
Ω_{ref}	Vitesse de référence
ω	Vitesse électrique de rotor
C_e	Couple électromagnétique délivré par le moteur
C_r	Couple résistant
C_f	Couple de frottement
\hat{C}_r	Couple résistant estimer

Paramètres la machine :

R_s	La résistance statoriques
L_d	L'inductance sur l'axe d
L_q	L'inductance sur l'axe q
P	Nombre de paires de pôles
J	Moment d'inertie du moteur
f	Coefficient de frottement visqueux

TABLE DES MATIERES

Introduction générale	01
------------------------------------	-----------

Chapitre I :**Modélisation de l'association convertisseur - MSAP**

I.1 Introduction	03
I.2 Présentation de la machine synchrone à aimants permanents	03
I.2.1 Les aimants permanents	04
I.3 Avantage des machines synchrones à aimants permanents	05
I.4 La définition des variables et de la position zéro	07
I.5 Modélisation du moteur synchrone à aimants permanents	08
I.5.1 Les équations électriques des machines électriques	09
I.5.2 Equations magnétiques	09
I.5.3. Equation mécanique	10
I.6 Transformation triphasé - diphasé	11
I.6.1 Transformation de Concordia	11
I.6.2 Principe de la transformation du Park	11
I.6.3 Transformation de (α, β) au d-q et inversement	12
I.7. Modélisation du moteur synchrone à aimants permanents dans le plan de Park	13
I.7.1. Equations électriques	13
I.7.2. Equations magnétiques	13
I.7.3. Expression du couple électromagnétique	14
I.7.4. Equations mécaniques	15
I.8. Résultats de simulation	16
I.9 Modélisation de l'association MSAP – onduleur de tension	18
I.9.1 Introduction	18
I.9.2 Onduleur de tension	18
I.9.3 Modélisation des onduleurs de tension	18
I.9.4 Méthode de contrôle du courant dans le cas d'un onduleur de tension:	20
I.9.4.1 Contrôle de courant par hystéries	20
I.9.4.2 Contrôle du courant par M.L.I	21
A) MLI à échantillonnage naturel	22
B) MLI symétrique	23
I.10 Conclusion	23

Chapitre II	
Commande vectorielle de la MSAP	
II.1 Introduction	24
II.2 Machine synchrone auto pilotée	24
II.3 Principe de la commande vectorielle	25
II.4 Calcul des paramètres du régulateur PI	27
II.5 Bloc de défluxage	28
II.6 Interprétation des résultats	28
II.7 Commande vectorielle de la MSAP	33
II.7.1 Commande par régulateurs à hystérésis	33
II.7.1.1 Interprétation des résultats	35
II.7.1.2 Tests de robustesse	37
A) Test d'inversion du sens de rotation	37
B) Test de variation du couple de charge	38
II.7.2 Commande par MLI	39
II.7.2.1 Description du système global	39
II .7.2.2 Découplage	40
II .7.2.3 Détermination des régulateurs de courants	42
II .7.2.4 Détermination du régulateur de vitesse	44
II .7.2.5 Interprétation des résultats	45
II.8 Conclusion	48
Chapitre III	
Commande directe du couple de la MSAP	
III.1 Introduction	49
III.2 Principes généraux de la commande directe du couple	50
III.3 Contrôle du flux statorique et du couple électromagnétique	51
III.4 Choix du vecteur de tension	53
III.5 Les Estimateurs du flux et du couple	55
III.5.1 Estimation du flux statorique	55
III.5.2 Estimation du couple électromagnétique	56
III.6 Elaboration du vecteur de commande	56
III.6.1 Le correcteur de flux	56
III.6.1 Le correcteur de couple	57

A. Le correcteur à deux niveaux	57
B. Le correcteur à hystérésis à trois niveaux	58
III.7. Elaboration de la table de commande	59
III.8 Structure générale de la DTC appliqué au MSAP	60
III.9 Résultats de la simulation et interprétation	61
III.9.1. Commande par DTC sans boucle de vitesse	61
III.9.2 Commande avec boucle de vitesse	64
a) Test de robustesse pour l'inversion du sens de rotation de la machine	66
b) Test de robustesse pour une variation de la charge	68
III.10. Conclusion	70
Chapitre IV	
Etude comparative	
IV.1. Introduction	71
IV.2. Comparaison au niveau du régime statique et dynamique	71
IV.2.1 Commande avec boucle de vitesse	72
A. Comparaison au niveau de la régulation de la vitesse	72
B. Test de robustesse pour l'inversion de rotation de la machine	75
C. Test de robustesse pour variation de charge	77
IV.2.2. Commande sans boucle de vitesse	79
IV.3. Comparaison entre la DTC et la commande vectorielle	82
IV.4. Conclusion	84
Chapitre V :	
Commande sans capteurs mécaniques de vitesse et de position	
V.1. Introduction	85
V.2. Principe d'un observateur	85
V.3 Filtre de Kalman étendu	86
V.3.1 Principe	86
V.3.2 Algorithme	86
V.4. Application du filtre de Kalman étendu (EKF) sur le MSAP	88
V.4.1. Modèle du moteur synchrone à aimants permanents	88
V.4.2. Discrétisation du modèle de moteur synchrone à aimant	88
V.4.3 Simulation et exécution en temps réel	89
V.4.4 Détermination des matrices F et H	89

Table des matières

V.4.5 Choix des matrices de covariance Q et R	90
V.4.6 Observateur du couple de charge	90
V.5 Simulation d'une commande vectorielle sans capteur mécanique de vitesse	92
V.5.1 Présentation du système simulé	92
V.5.2 Résultats de simulation	93
V.6. Conclusion	96
Conclusion générale.....	97
Annexe	
Références Bibliographiques	

Introduction générale

Introduction générale :

Pendant long temps le moteur à courant continu était la meilleure source de variation de vitesse, du fait du découplage naturel qu'il présente entre le flux et le couple. Cependant, son principal défaut reste le collecteur mécanique que l'on tolère mal dans certains environnements et qui fait augmenter les coûts d'entretien, ont incité les chercheurs à le remplacer par un autre moteur plus robuste, plus fiable et de faible coût.

Ces contraintes ont dirigé les études vers les entraînements équipés des machines à courant alternatif. De nos jours, de nombreux actionneurs associant des machines à courant alternatif et des convertisseurs statiques manifestent de nouvelles perspectives dans le domaine de l'entraînement à vitesse variable. [KAD 00]

Les nouvelles applications industrielles nécessitent des variateurs de vitesse ayant des hautes performances dynamiques, une bonne précision en régime permanent, une haute capacité de surcharge sur toute la plage de vitesse et une robustesse aux différentes perturbations. Ces dernières années plusieurs techniques ont été développées pour permettre au variateur d'atteindre ces performances. [GHA 96]

La commande vectorielle (FOC) demeura longtemps théorique par manque de dispositifs permettant sa réalisation pratique, mais l'évolution technologique récente de l'électronique de puissance et de micro-informatique dans les dernières années a permis l'application de cette commande aux machines alternatives dont la machine synchrone à aimants permanents (MSAP). [KIY 04]

La technique de la commande directe du couple (Direct Torque Control ou DTC) proposée par DEPENBROCK et TAKAHACHI utilise une approche séduisante de par son efficacité et sa simplicité de mise en œuvre. Cette technique permet de calculer les grandeurs de contrôle que sont le flux statorique et le couple électromagnétique à partir des mesures des courants statoriques sans utilisation de capteurs mécaniques. [YAN 06]

Cependant, la majorité des commandes de moteur d'aujourd'hui sont encore équipées d'un capteur de position. La raison en est que la commande a toujours plusieurs limitations et est habituellement plus complexe qu'une commande traditionnelle.

La commande sans capteur de vitesse a occupé pendant longtemps des scientifiques, les résultats de cette recherche sont largement acceptés par l'industrie, ceci est dû à son faible coût et une bonne fiabilité. [PER 05]

Objectif du projet

Ce présent travail fera l'objet d'une étude comparative des performances d'un FOC et d'un DTC de la machine synchrone à aimants permanents (MSAP).

Structure de la thèse

Ce mémoire est divisé en cinq chapitres :

➤ Dans le premier chapitre de ce mémoire, sera consacré à l'étude et la modélisation de l'association convertisseur – moteur synchrone à aimants permanents (MSAP), Nous commençons par des généralités sur PMSM, les transformations utilisées dans la modélisation des machines triphasées puis nous donnons le modèle d'état de cette machine, ainsi une modélisation de l'onduleur. Ce chapitre se termine par la présentation de la méthode de simulation et les résultats de simulation obtenus.

➤ Le deuxième chapitre fera l'objet au principe de la commande vectorielle (FOC) et son application à la MSAP. Ainsi les techniques de la commande vectorielles par hystérésis et par MLI. Afin de valider les résultats analytiques obtenus, nous effectuons en fin plusieurs tests par simulation.

➤ Dans le chapitre trois, nous étudions le principe de la commande directe du couple de la MSAP alimentée par un onduleur de tension, en présence et en absence de la boucle de réglage de la vitesse. Nous donnons à la fin de ce chapitre les résultats obtenus.

➤ Le quatrième chapitre, fait l'objet d'une étude comparative entre les performances dynamiques du FOC et du DTC.

➤ Le filtre de Kalman étendu (EKF) et son application à la commande sans capteur mécanique des MSAP constituent l'objet du dernier chapitre de ce mémoire. Nous abordons de façon détaillée la stratégie de l'estimation de la vitesse et de la position du PMSM basée sur un filtre de Kalman associée à un observateur de type Luenmberger.

➤ Finalement, une conclusion générale, exposant les différents résultats obtenus, ainsi que des perspectives pour l'avenir.

Chapitre I

Modélisation de l'association convertisseur - MSAP

I.1 Introduction :

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

Cette famille de machine regroupe en fait plusieurs sous familles, qui vont de l'alternateur de plusieurs centaines de mégawatts au moteur de quelques watts, en passant par les moteurs pas à pas. Néanmoins, la structure de toutes ces machines est relativement proche. Le stator est généralement constitué de trois enroulements triphasés répartis, tel que les forces électromotrices générées par la rotation du champ rotorique soient sinusoïdales où trapézoïdales.

Les stators, notamment en forte puissance, sont identiques à ceux d'une machine asynchrone. Il existe trois grandes familles de rotor, ayant pour rôle de générer le champ d'induction rotorique. Les rotors bobinés à pôles lisses, les rotors bobinés à pôles saillants ainsi que les rotors à aimants [CHE 01]

I.2 Présentation de la machine synchrone à aimants permanents : [BER 02]

Historiquement, les premiers aimants permanents ont été utilisés au début du 19ème siècle. De performances très modestes à leurs débuts, les progrès réalisés depuis plus d'un siècle ont contribué au développement des machines à aimants.

L'évolution des aimants permanents modernes, qu'ils soient à base d'alliage métalliques ou à terres rares (par exemple du type manico, samarium cobalt, néodyme fer bore ...) leur a permis d'être utilisés comme inducteurs dans les machines synchrones offrant ainsi beaucoup d'avantages: induction de saturation élevé, faible désaimantation, densité de puissance massique élevée, énergie maximale stockée plus grande par rapport aux autres types de machines.

Dans la machine à aimants permanents MSAP, l'inducteur est remplacé par des aimants, le champ d'excitation peut être également créé par des aimants permanents, ceci présente l'avantage d'éliminer les balais et les pertes rotoriques.

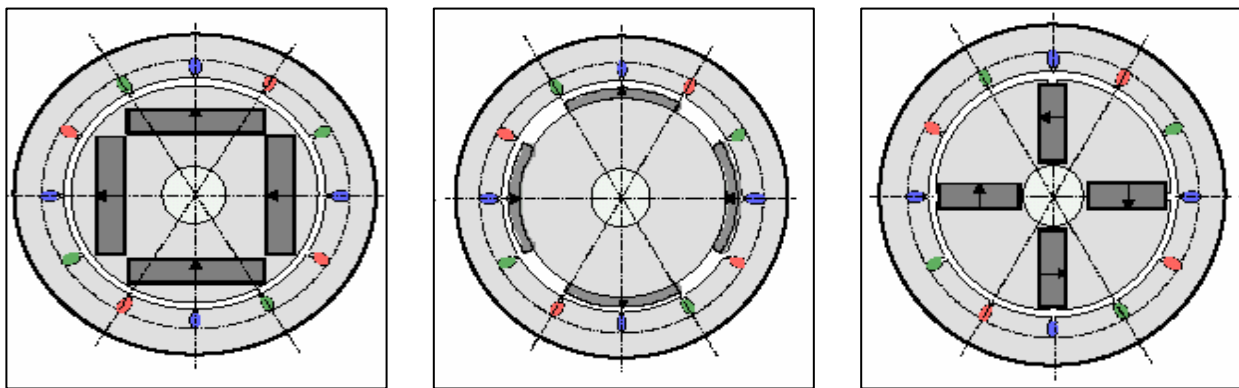
La machine synchrone à aimants permanents est utilisée largement dans plusieurs applications comme les machines outils, la robotique, les générateurs aérospatiaux, la traction électrique, ...etc.

Le domaine d'emploi de MSAP à l'heure actuelle est de quelques dizaines de Kilowatt à cause des caractéristiques magnétiques des aimants qui peuvent se perdre en dépassant les limites de fonctionnement.

L'ensemble de ces propriétés leur donne un avantage incontestable dans la motorisation d'actionneurs de forte puissance massique et de hautes performances, notamment dans les systèmes embarqués.

Les moteurs synchrones sont classés en trois types d'après l'arrangement des aimants dans le rotor (Fig. I.1):

- ❖ Le moteur synchrone à aimants collés (SPMSM, Surface Permanent Magnet Synchronous Motor).
- ❖ Le moteur synchrone à aimants enterrés (IPMSM, Interior Permanent Magnet Synchronous Motor).
- ❖ Le moteur synchrone à concentration du flux (SynRM Synchronous Reluctance Motor)



IPMSM

SPMSM

SynRM

Fig. I.1 : Les trois types de rotor du moteur synchrone

Diverses structures d'inducteurs à aimants sont envisageables, on en donne quatre, ci-dessous pour des machines, Fig. I.2. [MUL 04]

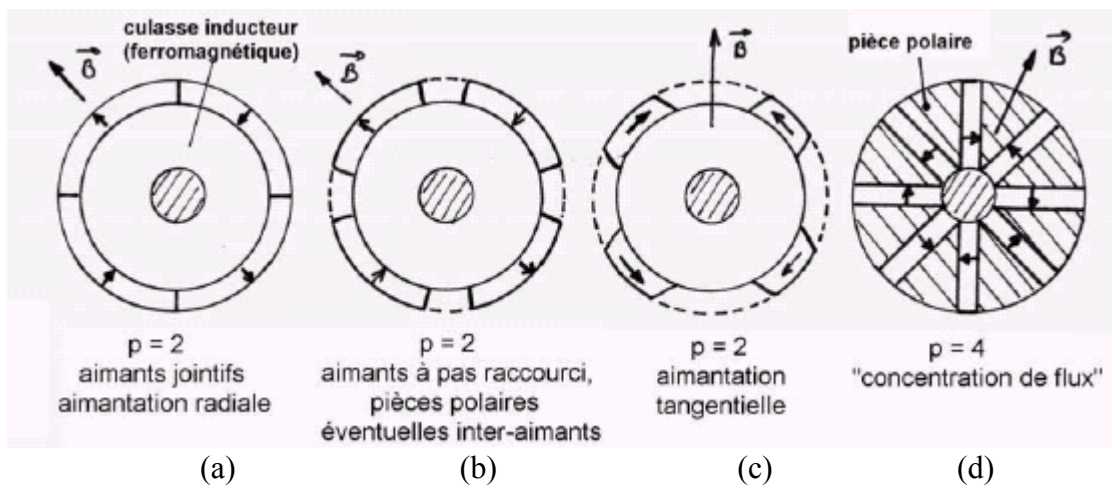


Fig. I.2 : Les quatre types de rotor du moteur synchrone

- (a) : l'induction reste constante sous le pôle pendant le pas polaire.
- (b) : permet d'obtenir une induction d'entrefer de forme souhaitée, de faire une économie d'aimants et/ou d'utiliser des « aimants tuiles » de taille standard.
- (c) : permet d'obtenir une induction de forme quasi-sinusoïdale avec une construction simple.
- (d) : permet d'augmenter l'induction d'entrefer en logeant un volume d'aimants plus élevé.

I.2.1 Les aimants permanents : [GAS 04], [LAT 06]

Le choix des aimants permanents est essentiel puisqu'ils interviennent pour beaucoup dans le couple massique d'un actionneur

Les aimants sont principalement caractérisés par leurs cycles d'hystérésis et plus particulièrement par la courbe de désaimantation du deuxième quadrant du plan B-H. Fig. I.3.

Cette courbe est caractérisée par :

- L'induction rémanente B_r , c'est-à-dire l'induction résiduelle en circuit fermé ;
- Le champ coercitif de l'induction H_{CB} qui est le champ démagnétisant annulant l'induction, plus sa valeur est élevée et plus l'aimant est stable ;
- Les valeurs H_m et B_m du point de fonctionnement optimal M correspondant à $(BH)_{max}$.

On peut classer les différents types d'aimants en fonction de ces paramètres.

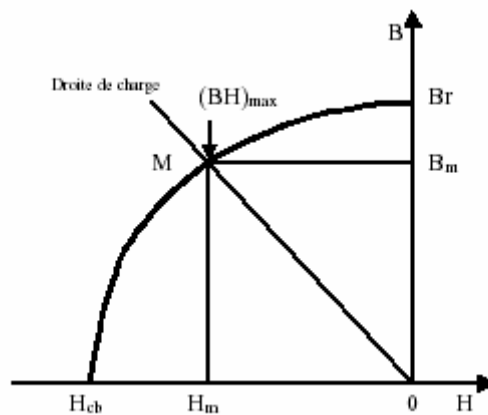


Fig. I.3: Courbe de désaimantation

La Fig. I.4 donne les courbes de désaimantation des principaux types d'aimants.

- Les **AlNiCo** sont des alliages à base de fer, d'aluminium et de nickel, avec des additions de cobalt, cuivre ou de titane. Ils peuvent être isotropes ou anisotropes.
- Les **ferrites** sont des composés d'oxyde de fer, de baryum et de strontium. Ils sont obtenus par frittage et peuvent être isotropes ou anisotropes.

- Les **terres rares** tels que les Samarium-Cobalt sont beaucoup plus performants et autorisent une température de fonctionnement élevée (jusqu'à 300°C), mais ils sont très coûteux en raison notamment de la présence du cobalt dans leur composition.
- Les **Néodyme-Fer-Bore** (Nd-Fe-B) ont des performances supérieures aux Samarium Cobalt et sont beaucoup moins coûteux mais leur tenue à la température est moins bonne (jusqu'à 160°C).

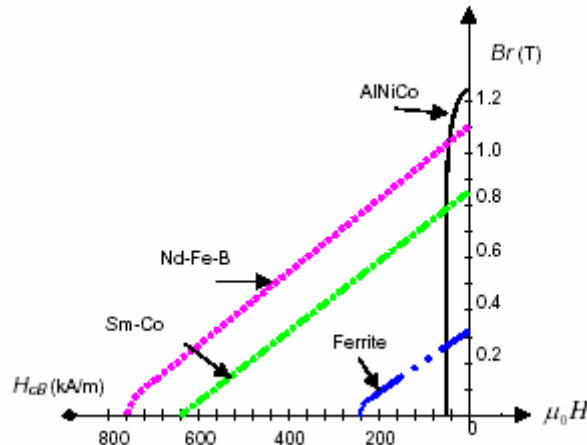


Fig. I.4 : Courbes de désaimantation des principaux types d'aimants

I.3 Avantage des machines synchrones à aimants permanents : [BOU 05], [AME 03]

Lors de construction des machines synchrones à aimants permanents (MSAP), l'utilisation des aimants permanents à la place des bobinages d'excitation offrent beaucoup d'avantages :

- Moins des pertes de cuivre, les pertes viennent surtout du stator d'où le rendement du moteur est améliorées.
- Une faible inertie et un couple massique élevé.
- Une meilleure performance dynamique.
- Construction et maintenance plus simple.
- Augmentation de la constante thermique et de la fiabilité, à cause de l'absence de contact bague – balais dans ces machines.

Le choix des aimants permanents dépend des facteurs suivants :

- Performance du moteur.
- Poids du moteur.
- Dimension du moteur.
- Rendement du moteur.
- Facteur économique.

I.4 La définition des variables et de la position zéro : [PER 05]

Dans cette section quelques définitions qui sont liées à la position et la vitesse de rotor seront présentées. La position zéro également sera définie, mais d'abord la définition de quelques variables qui sont fréquemment employées dans tout ce travail.

Avec :

θ_e : Position électrique de rotor

θ_m : Position mécanique de rotor

ω : Vitesse électrique de rotor

Ω : Vitesse mécanique de rotor

Le nombre de paires de pôles P , détermine le rapport entre la position électrique de rotor la position mécanique de rotor selon

$$\theta_e = P \theta_m \quad (I.1)$$

Et les mêmes pour la vitesse électrique et mécanique de rotor

$$\omega = P \Omega \quad (I.2)$$

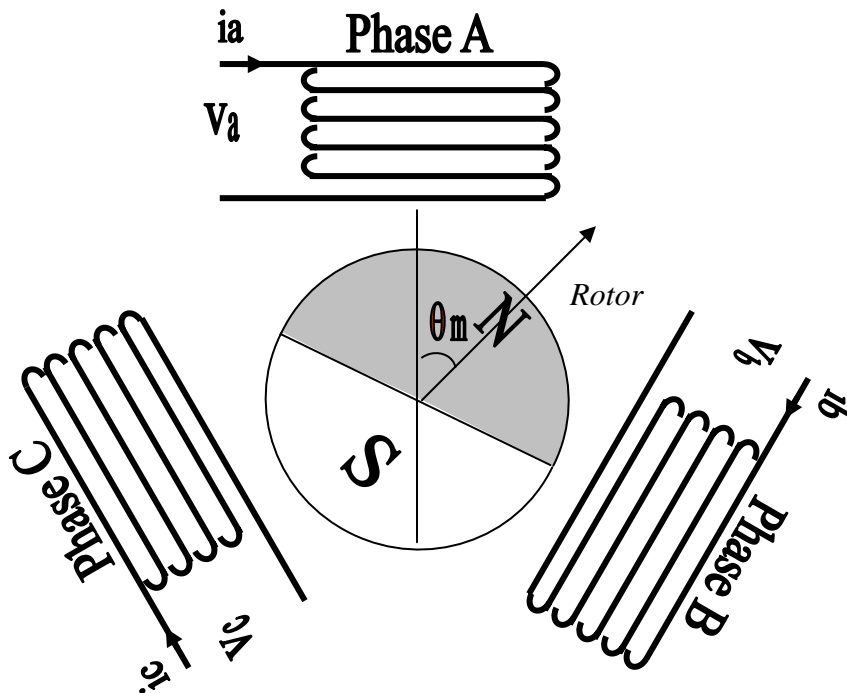


Fig. I.5 : Position du rotor

Un point de départ pour le modèle électrique est le contour des enroulements de phase comme vu dans la Fig. I.6. Cette figure définit également les tensions de phase (v_a, v_b, v_c) et les courants de phase (i_a, i_b, i_c).

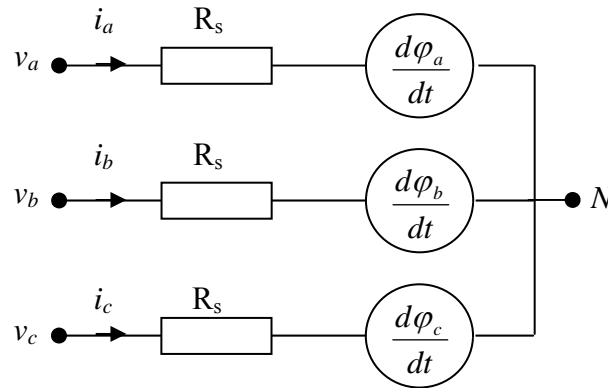


Fig. I.6 : Une disposition électrique triphasé connectée en Y pour un MSAP

1.5 Modélisation du moteur synchrone à aimants permanents : [ABD 97] [AME 03]

La machine synchrone à aimants permanents (MSAP) considérée dans notre étude comporte un stator et un rotor de constitution symétrique avec P paires de pôles. Les enroulements statoriques sont connectés en étoile à neutre isolé, l'excitation rotorique est créée par des aimants permanents au rotor, ces aimants sont supposés rigides et de perméabilité voisine de celle de l'air.

Les machines synchrones sont classées en deux catégories "sinusoïdale" et "non sinusoïdale" en fonction de la répartition spatiale des conducteurs. Les machines synchrones sinusoïdales alimentées par des courants sinusoïdaux présentent un couple constant et leur modèle en régime linéaire sont relativement simple dans le "repère de Park".

Les machines réelles ont des conducteurs au stator logés dans un nombre fini d'encoches, ce qui ne permet pas d'obtenir une répartition sinusoïdale exacte des conducteurs. Cependant, l'hypothèse de la répartition sinusoïdale des F.M.M est justifiée dans un grand nombre des machines synchrones triphasées sans liaison de neutre qui comporte un nombre suffisant d'encoches par pôle et par phase avec une réalisation de bobinages à faible taux d'harmoniques d'espace. [BAB 01]

Afin de simplifier la modélisation de la machine, les hypothèses suivantes sont faites : [PWG 88]

- L'absence de saturation dans le circuit magnétique.
- La distribution sinusoïdale de le F.M.M crée par les enroulements du stator.
- L'hystérésis est négligée avec les courants de Foucault et l'effet de peau.
- L'effet d'encoche est négligeable.
- La résistance des enroulements ne varie pas avec la température

I.5.1 Les équations électriques des machines électriques :

▪ Du stator

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = R_S \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_a \\ \varphi_b \\ \varphi_c \end{bmatrix} \quad (I.3)$$

Avec

R_S : La résistance des phases statoriques,

$\begin{bmatrix} v_a & v_b & v_c \end{bmatrix}^t$ Les tensions des phases statoriques ;

$\begin{bmatrix} i_a & i_b & i_c \end{bmatrix}^t$ Les courants des phases statoriques ;

$\begin{bmatrix} \varphi_a & \varphi_b & \varphi_c \end{bmatrix}^t$ Les flux totaux à travers les bobines statoriques ;

▪ Du rotor

$$\begin{bmatrix} V_f \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_f \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_f \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \varphi_f \end{bmatrix} \quad (I.4)$$

$$\begin{bmatrix} I_f \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_f \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad \begin{bmatrix} R_f \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_f & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad \begin{bmatrix} V_f \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_f \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (I.5)$$

I.5.2 Equations magnétiques: [6]

▪ flux statorique:

$$\begin{bmatrix} \varphi_s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M_{sf} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_f \end{bmatrix} \quad (I.6)$$

▪ flux rotorique :

$$\begin{bmatrix} \varphi_f \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_f \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_f \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M_{sf} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_s \end{bmatrix} \quad \begin{bmatrix} L_f \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_f & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (I.7)$$

La matrice $[L_s]$ est une matrice carrée et 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 :

$$[L_s] = [L_{s0}] + [L_{s2}] \quad (I.8)$$

$$[L_{s0}] = \begin{bmatrix} L_{s0} & M_{s0} & M_{s0} \\ M_{s0} & L_{s0} & M_{s0} \\ M_{s0} & M_{s0} & L_{s0} \end{bmatrix} \quad (I.9)$$

Et :

$$[L_{s2}] = L_{s2} \begin{bmatrix} \cos(2\theta) & \cos(2\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(2\theta + \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(2\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(2\theta + \frac{4\pi}{3}) & \cos(2\theta) \\ \cos(2\theta + \frac{4\pi}{3}) & \cos(2\theta) & \cos(2\theta - \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (I.10)$$

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

$$[M_{sf}] = M_f \begin{bmatrix} \cos\theta \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad \text{et} \quad [M_{sf}] = [M_{fs}]^t \quad (I.11)$$

$$[V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt} ([L_s][I_s] + [M_{sf}][I_f]) \quad (I.12)$$

$$[V_f] = [R_f][I_f] + \frac{d}{dt} ([L_f][I_f] + [M_{sf}][I_s]) \quad (I.13)$$

I.5.3. Equation mécanique :

Les seules pièces mobiles d'un MSAP sont le rotor et les roulements de rotor. La robustesse et la fiabilité du PMSM est une conséquence directe de sa structure peu compliquée, le point de départ pour un modèle du système mécanique est la deuxième loi de Newton. La dernière équation importante complète le modèle du MSAP, est l'équation fondamentale de la mécanique décrivant la dynamique du rotor de la machine :

$$\sum_i C_i = J \frac{d\Omega}{dt} \quad (I.14)$$

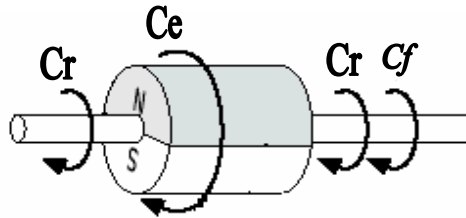


Fig. I.7 : Les différents couples qui agissent sur le rotor

$$C_e - C_r - C_f = J \frac{d\Omega}{dt} \quad (I.15)$$

$$C_f = f\Omega \quad (\text{I.16})$$

Avec :

J : Et 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 ;

I.6 Transformation triphasé - diphasé : [ABD 97], [KIY 04]

I.6.1 Transformation de Concordia :

Pour passer du système triphasé au système diphasé, il faut définir la matrice de transformation suivante (Transformation de Concordia).

$$C = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \\ 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \end{bmatrix} \quad (\text{I.17})$$

$$C_{32} = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \quad (\text{I.18})$$

$$C_{23} = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \quad (\text{I.19})$$

$[C_{32}]$: La matrice de transformation directe de Concordia (diphasé vers triphasé)

$[C_{23}]$: La matrice de transformation inverse de Concordia (triphasé vers diphasé)

I.6.2 Principe de la transformation du Park :

La transformation de Park est défini par la matrice P , aux vecteurs originaux $[V_{abc}]$, $[i_{abc}]$ et $[\varphi_{abc}]$, la transformation de Park correspond aux vecteurs $[V_{dgo}]$, $[i_{dgo}]$ et $[\varphi_{dgo}]$.

La transformation de Park est définie par :

$$[V_{abc}] = [P] [V_{dgo}] \quad (\text{I.20})$$

$$[V_{dgo}] = [P]^{-1} [V_{abc}] \quad (\text{I.21})$$

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

$$[P] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I.22)$$

$$[P]^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (I.23)$$

I.6.3 Transformation de (α, β) au d-q et inversement :

Les coordonnées dirigent vers l'arrière la commande vectorielle est exécutées entièrement dans le système de coordonnées de (d-q) pour rendre la commande des moteurs synchrones, élégante et facile. Naturellement, ceci exige la transformation dans les deux directions et l'action de commande doit être transformée de nouveau au côté de moteur.

$$\begin{bmatrix} d \\ q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \end{bmatrix} \quad (I.24)$$

La transformation inverse (d-q au α, β) est:

$$\begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d \\ q \end{bmatrix} \quad (I.25)$$

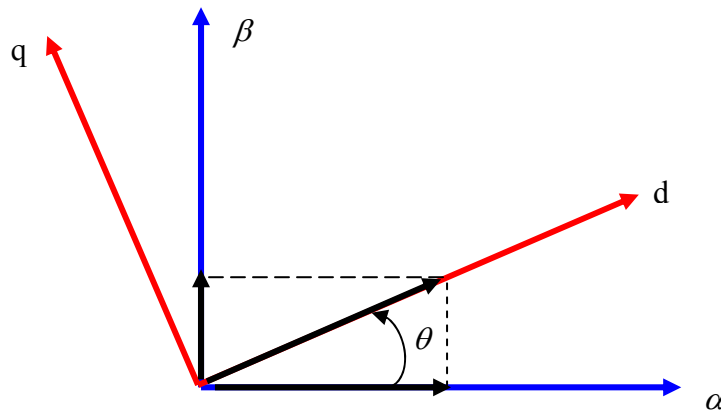


Fig. I.8 : Le système de coordonnées de d-q

I.7. Modélisation du moteur synchrone à aimants permanents dans le plan de Park : [BOU 05]

En appliquant la transformation de Park au système d'équations, on peut exprimer tous les vecteurs dans un repère lié au rotor.

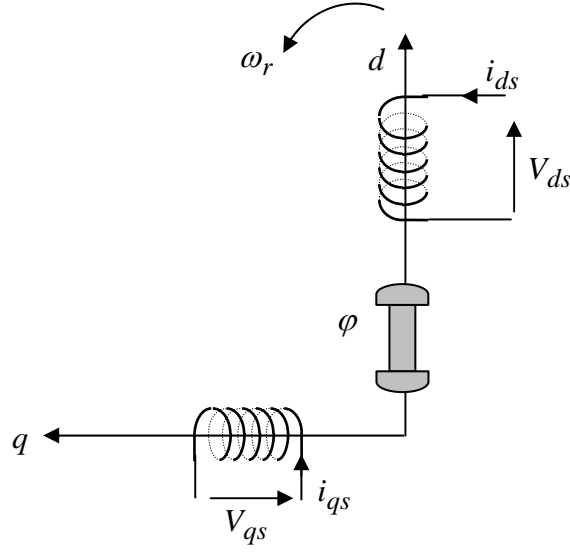


Fig. I.9 : Schéma équivalent d'un MSAP dans le repère (d,q)

Après développement des équations, on obtient les équations suivantes :

I.7.1. Equations électriques : [LAS 04], [PWG 88]

$$\begin{cases} V_d = R_s I_d + \frac{d}{dt} \varphi_d - \omega_r \varphi_q \\ V_q = R_s I_q + \frac{d}{dt} \varphi_q + \omega_r \varphi_d \end{cases} \quad (I.26)$$

I.7.2. Equations magnétiques:

Les flux peuvent être formulés par les équations suivantes :

Sur l'axe d :

$$\varphi_d = L_d I_d + \varphi_f \quad (I.27)$$

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

Sur l'axe q :

$$\varphi_q = L_q I_q \quad (I.28)$$

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

$$\begin{cases} V_d = R_s I_d + L_d \frac{d}{dt} I_d - \omega_r L_q I_q \\ V_q = R_s I_q + L_q \frac{d}{dt} I_q + \omega_r (L_d I_d + \varphi_f) \end{cases} \quad (I.29)$$

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} I_d = -\frac{R_s}{L_d} I_d - \omega_r \frac{L_q}{L_d} I_q + V_d \\ \frac{d}{dt} I_q = -\frac{R_s}{L_q} I_q - \omega_r \frac{L_d}{L_q} I_d - \frac{1}{L_q} \varphi_f \omega_r + V_q \end{cases} \quad (I.30)$$

I.7.3. Expression du couple électromagnétique : [ABD 97]

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

$$C_e = \frac{dW_e}{d\theta_{geo}} = P \frac{dW_e}{d\theta_e} \quad (I.31)$$

W_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 :

$$P(t) = \frac{3}{2} (V_d I_d + V_q I_q) \quad (I.32)$$

En remplaçant V_d , V_q par leurs expressions on aura :

$$P(t) = \frac{3}{2} [R_s (I_d^2 + I_q^2) + (I_d \frac{d\varphi_d}{dt} + I_q \frac{d\varphi_q}{dt}) + \frac{d\theta}{dt} (\varphi_d I_q - \varphi_q I_d)] \quad (I.33)$$

➤ $\frac{3}{2} [R_s (I_d^2 + I_q^2)]$: Représente la puissance dissipée en pertes Joules dans les enroulements du stator.

➤ $\frac{3}{2} [I_d \frac{d\varphi_d}{dt} + I_q \frac{d\varphi_q}{dt}]$: Représente la variation de l'énergie magnétique emmagasinée dans les enroulements du stator.

➤ $\frac{3}{2} [\frac{d\theta}{dt} (\varphi_d I_q - \varphi_q I_d)]$: Représente la puissance électromagnétique.

Sachant que :

$$P\Omega = \omega \text{ et } P_e = C_e \Omega \quad (I.34)$$

$$C_e = \frac{3}{2} P [\varphi_d I_q - \varphi_q I_d] \quad (I.35)$$

Après affectation des opérations nécessaires on peut écrire : [GRE 00], [BAB 01]

$$C_e = \frac{3}{2} P [(L_d - L_q) I_d I_q + I_q \varphi_f] \quad (I.36)$$

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

$$C_e = \frac{3}{2} P I_q \varphi_f \quad (I.37)$$

I.7.4. Equations mécaniques :

La dynamique de la machine est donnée par l'équation mécanique suivante :

$$C_e - C_r - f\Omega = J \frac{d\Omega}{dt} \quad (\text{I.38})$$

La représentation fonctionnelle du modèle de Park du MSAP est illustrée sur la Fig. I.10. [BAB 01]

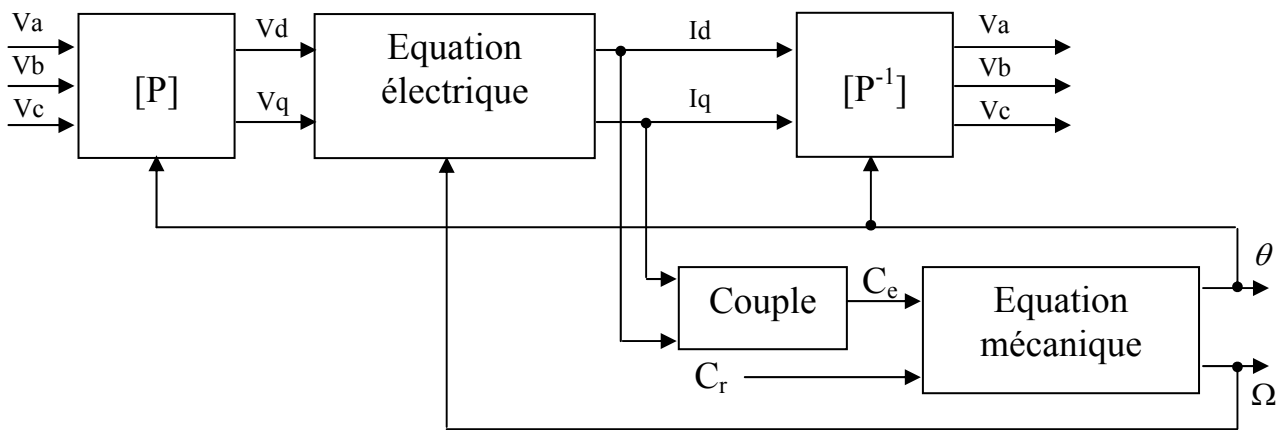


Fig. I.10 : Schéma fonctionnel du modèle de Park

I.8. Résultats de simulation :

Etant classique la première application, du modèle de la machine synchrone à aimants permanents est sa mise en œuvre dans la simulation numérique d'un démarrage direct sur un réseau triphasé équilibré de fréquence fixe.

La simulation a été effectuée sous l'environnement MATLAB/SIMULINK traitant le comportement d'une machine synchrone à aimant permanents triphasée de 1.5 Kw. A noter que les paramètres de la machine utilisée sont donnés en annexe.

La Fig. I.11 illustre les résultats obtenus pour un démarrage à vide et ceux du régime en charge ($C_r = 6 \text{ N.m}$) à l'instant $t = 0.5 \text{ s}$.

On constate, d'après les courbes de la Fig. I.11, que la vitesse présente des oscillations dans les premiers instants de démarrage, la vitesse se stabilise à une valeur proche de 105 rad/s.

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

Le couple présente aux premiers instants de démarrage des battements importants, pendant un intervalle de temps très courts, avant de se stabiliser par la suite sur une valeur pratiquement nulle en régime permanent.

On note aussi, d'après la Fig. I.11, on remarque que les caractéristiques suivant cette variation puis se stabilise au régime permanent.

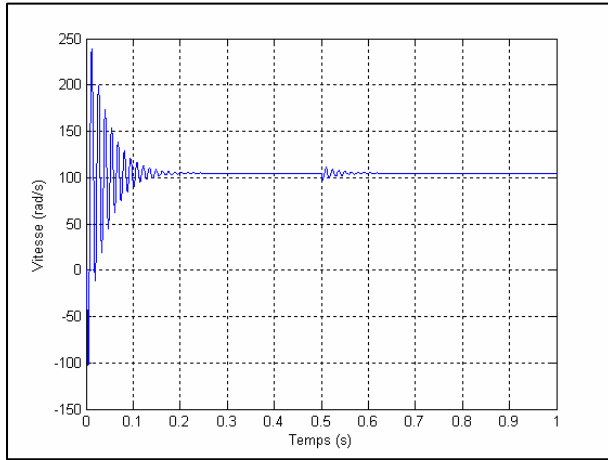
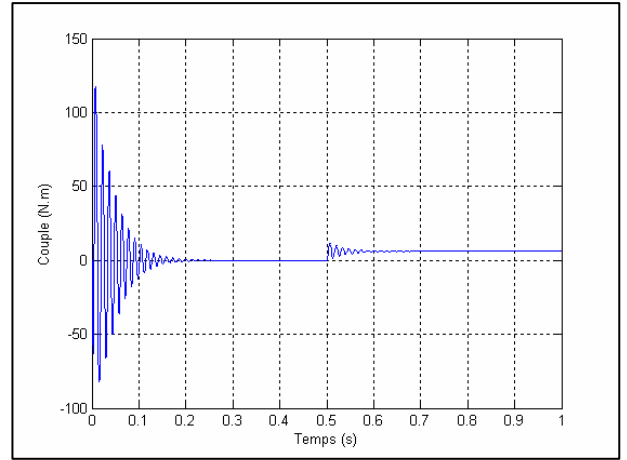
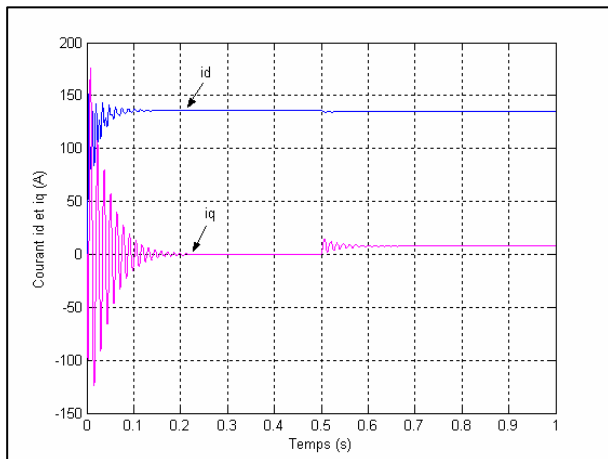
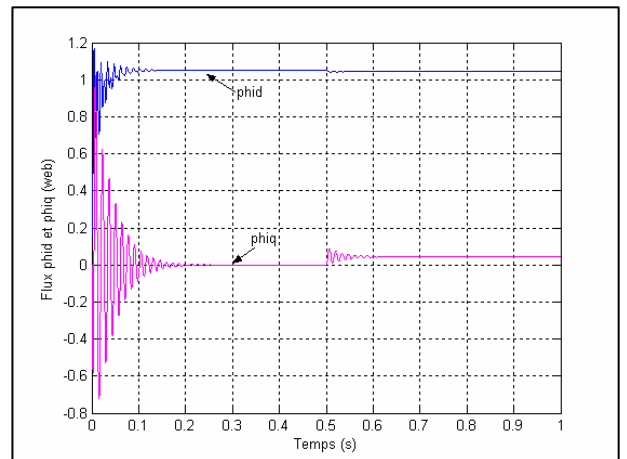
**Vitesse de rotation [rad/s]****Couple [N.m]****Les Courants Id et Iq [A]****Les flux φ_d et φ_q [web]**

Fig. I.11 : Résultats de simulation du moteur synchrone à aimants permanents alimenté par un réseau triphasé équilibré

I.9 Modélisation de l'association MSAP – onduleur de tension : [BEL 05], [AME 03]

I.9.1 Introduction :

Après avoir présenté le modèle de la machine, on présentera le système d'entraînement complet où la machine synchrone est associée à deux convertisseurs en cascade.

Le convertisseur coté réseau est constitué d'un redresseur triphasé à diodes et d'un filtre, et le convertisseur coté machine, un onduleur de tension triphasé. La Fig. I.12 illustre le schéma de principe de cette association

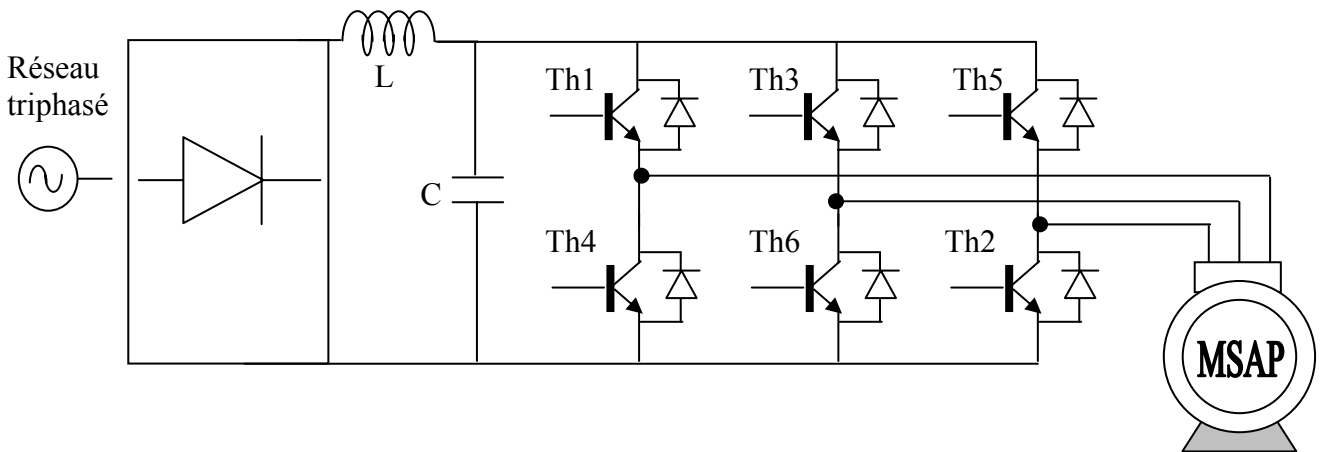


Fig. I.12 : Schéma de l'association MSAP – onduleur de tension

I.9.2 Onduleur de tension :

Les onduleurs de tension alimentent les machines à courant alternatif à partir d'une source de tension continue. Ils permettent d'imposer aux bornes de la machine des tensions d'amplitude et de fréquence réglable par la commande. Une machine triphasée sans liaison de neutre est alimentée par un onduleur de tension à trois bras comprenant chacun deux cellules de commutation. Chaque cellule est composée d'un interrupteur, commandé à l'amorçage et au blocage et d'une diode antiparallèle.

I.9.3 Modélisation des onduleurs de tension : [BAB 01]

Dans l'étude de l'ensemble commande – onduleur – machine – charge, nous nous intéresserons uniquement au comportement dynamique des variables électriques et mécaniques de la machine. On peut faciliter la modélisation et réduire le temps de simulation en modélisant l'onduleur par un ensemble d'interrupteurs idéaux : c'est-à-dire résistance nulle à l'état passant, résistance infinie à l'état bloqué, réaction instantanée aux signaux de commande. Cette méthode est la plus couramment utilisée dans l'étude de l'ensemble onduleur - machine.

Pour modéliser l'onduleur de tension Fig. I.13, on considère son alimentation comme une source parfaite, supposée d'être de deux générateurs de F.E.M égale à $U_0/2$ connectés entre eux par un point noté n_0 .

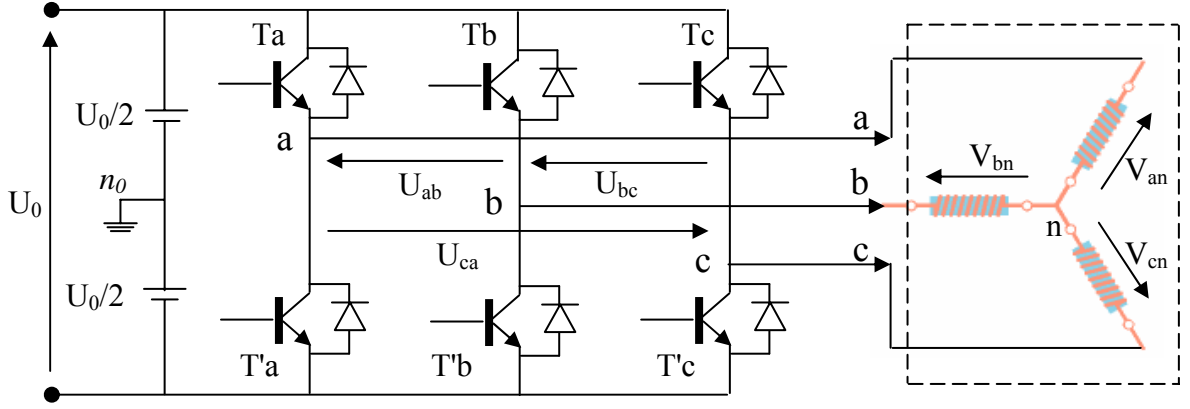


Fig. I.13 : Schéma de l'onduleur triphasé

La machine a été modélisée à partir des tensions simples qui nous notons V_{an}, V_{bn} et V_{cn} l'onduleur est commandé à partir des grandeurs logiques S_i . On appelle T_i et T'_i les transistors (supposée des interrupteurs idéaux), on a :

Si $S_i = 1$, Alors T_i est passant et T'_i est ouvert

Si $S_i = 0$, Alors T_i est ouvert et T'_i est passant

Les tensions composées sont obtenues à partir des sorties de l'onduleur :

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{an0} - V_{bn0} \\ U_{bc} = V_{bn0} - V_{cn0} \\ U_{ca} = V_{cn0} - V_{an0} \end{cases} \quad (I.39)$$

Les tensions simples des phases de la charge issues des tensions composées ont une somme nulle, donc

$$\begin{cases} V_{an} = (1/3)[U_{ab} - U_{ca}] \\ V_{bn} = (1/3)[U_{bc} - U_{ab}] \\ V_{cn} = (1/3)[U_{ca} - U_{bc}] \end{cases} \quad (I.40)$$

Elles peuvent s'écrire à partir des tensions de sorties de l'onduleur en introduisant la tension du neutre de la charge par rapport au point de référence n_0

$$\begin{cases} V_{an} + V_{nn0} = V_{an0} \\ V_{bn} + V_{nn0} = V_{bn0} \\ V_{cn} + V_{nn0} = V_{cn0} \end{cases} \quad (I.41)$$

Donc, on peut déduire que :

$$V_{nn0} = (1/3)[V_{an0} + V_{bn0} + V_{cn0}] \quad (I.42)$$

L'état des interrupteurs supposés parfaits $\Leftrightarrow S_i (i = a, b, c)$ on a :

$$V_{in0} = S_i U_0 - \frac{U_0}{2} \quad (I.43)$$

On a donc :

$$\begin{cases} V_{an0} = (S_a - 0.5)U_0 \\ V_{bn0} = (S_b - 0.5)U_0 \\ V_{cn0} = (S_c - 0.5)U_0 \end{cases} \quad (I.44)$$

En remplaçant (I.44) dans (I.42), on obtient :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{2}{3}V_{an0} - \frac{1}{3}V_{bn0} - \frac{1}{3}V_{cn0} \\ V_{bn} = -\frac{1}{3}V_{an0} + \frac{2}{3}V_{bn0} - \frac{1}{3}V_{cn0} \\ V_{cn} = -\frac{1}{3}V_{an0} - \frac{1}{3}V_{bn0} + \frac{2}{3}V_{cn0} \end{cases} \quad (I.45)$$

En remplaçant (I.44) dans (I.45), on obtient :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3}U_0 \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (I.46)$$

I.9.4 Méthode de contrôle du courant dans le cas d'un onduleur de tension:

Le dispositif de commande a pour rôle d'assurer l'auto pilotage et la régulation des courants dans le but de maintenir les courants réels mesurés au niveau des phases de la machine aussi proche que possible de leurs références. Pour cela, deux techniques peuvent être mises en oeuvre:

- Contrôle des courants par hystéries
- Contrôle des courants par modulation de largeurs d'impulsions (M.L.I).

I.9.4.1 Contrôle de courant par hystéries: [BOU 05]

Cette méthode, certainement la plus simple, a souvent été employée pour l'alimentation des machines à courant alternatif.

La Fig. I.14 présente le diagramme de principe pour cette technique, où les références de courant sont sinusoïdales. Cette stratégie utilise trois régulateurs indépendants, un par phase; quand le courant instantané dans une phase s'écarte de sa référence sinusoïdale, fixée par hystérésis du régulateur, une commutation est imposée aux interrupteurs du bras d'onduleur

correspondant, de façon à maintenir ces courants toujours dans une bande entourant ces références; les ondulation du courant sont fixées par la valeur de la bande d'hystérésis.

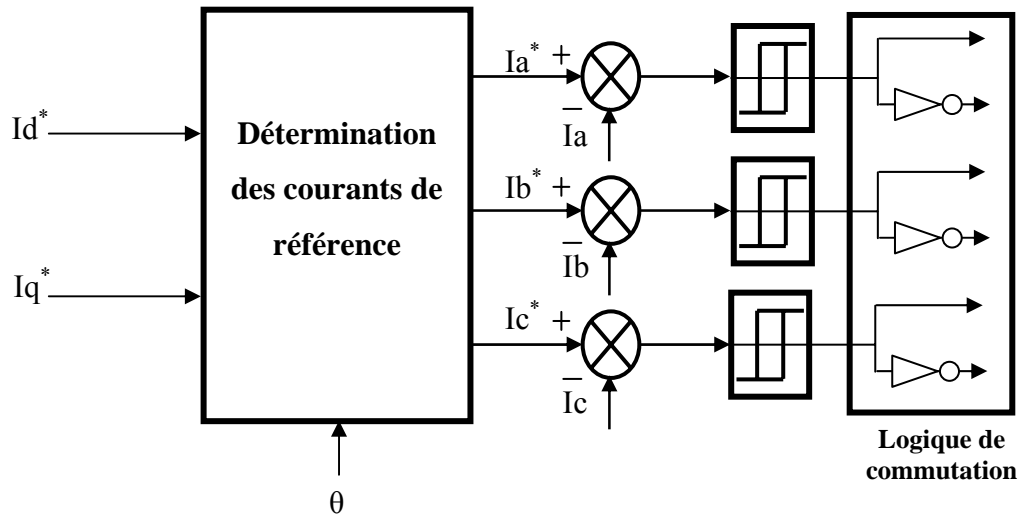


Fig. I.14 : Contrôle des courants sinusoïdaux par hystérésis

I.9.4.2 Contrôle du courant par M.L.I:

La méthode de contrôle des courants par modulation de largeur d'impulsion (M.L.I) à partir d'une source de tension continue, consiste à imposer aux bornes de la machine des créneaux de tension de manière que le fondamental de la tension soit le plus proche de la référence de la tension sinusoïdale.

La M.L.I. est obtenue par la comparaison de deux signaux :

Un signal triangulaire de haute fréquence (F_p) appelé "porteuse" et un signal de référence appelé "modulatrice", de fréquence $F_m \ll F_p$. Les intersections de ces deux signaux déterminent les instants de commutation des interrupteurs de l'onduleur. Fig. I.15.

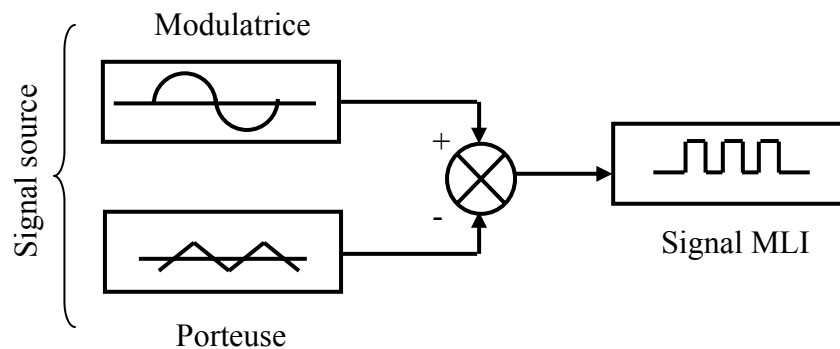


Fig. I.15 : Schéma synoptique d'un MLI

Ces deux signaux sont définis comme étant :

- **L'onde porteuse** : qui est signal à haute fréquence (en général, une onde triangulaire).
- **L'onde modulatrice** : qui est un signal image de l'onde de sortie recherchée. (en général une onde sinusoïdale).

Deux principaux paramètres caractérisant la MLI, sont.

- **L'indice de modulation M_L** : qui est défini comme étant le rapport de l'amplitude de l'onde modulatrice à celle de l'onde porteuse : $M_L = \frac{V_m}{V_p}$
- **Le rapport de modulation M_r** : qui est défini comme étant le rapport de la fréquence de l'onde porteuse à celle de l'onde modulatrice : $M_r = \frac{F_p}{F_m}$

A) MLI à échantillonnage naturel :

L'échantillonnage naturel, est un processus de sélection naturelle des points échantillonnés, c'est la technique la plus utilisée et la plus simple, consiste à comparer le signal triangulaire (porteuse) avec un signal sinusoïdale (Modulatrice). L'intersection de ces deux signaux définit les instants de commutation des interrupteurs. Fig. I.16

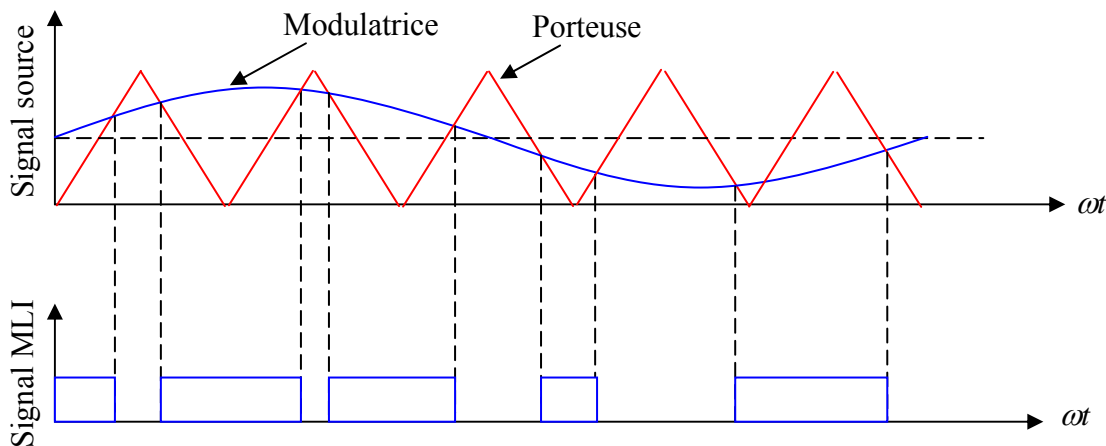


Fig. I.16 : M.L.I à échantillonnage naturel

B) MLI symétrique :

Dans ce mode, l'intervalle entre deux points échantillonnés successifs est constant, ainsi que l'amplitude du signal modulé reste constante dans tout l'intervalle. Dans ce cas, les fronts de commutation sont déterminés par intersection de Tonde triangulaire avec Tonde modulée Fig.I.17 Le signal modulé est échantillonné avec la même période que Tonde porteuse, qui est une fonction en marches d'escalier (avec T période)

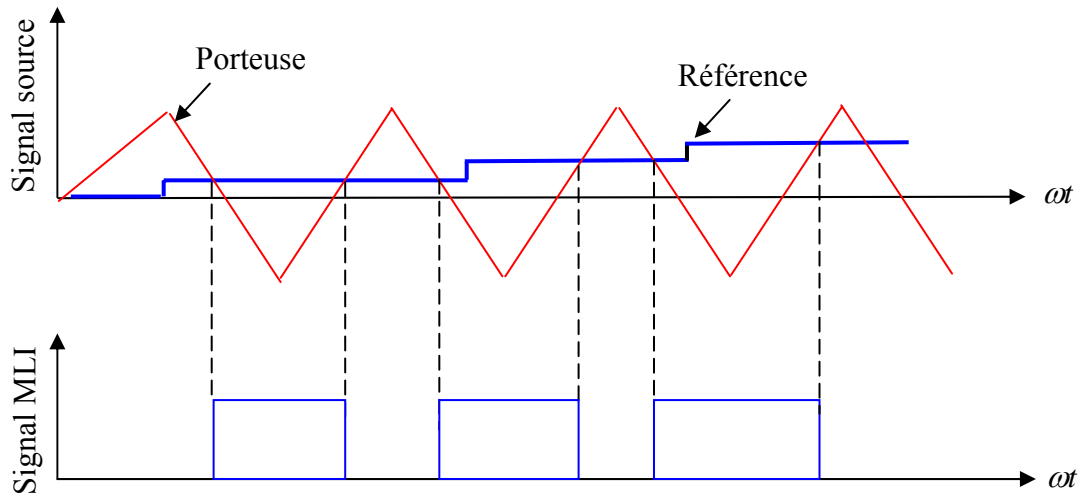


Fig. I.17 : Echantillonnage régulier symétrique

I.10 Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons présenté des fondements sur la machine synchrone à aimants permanents (MSAP), ainsi sa modélisation sous forme d'équations mathématiques. Par la suite, et en se basant sur un ensemble d'hypothèses simplificatrices. Le modèle du MSAP dans le repère de Park a été établi dans le but de linéariser le système et faciliter l'étude. Puis, on a abordé la modélisation de la partie d'alimentation. Le principe de fonctionnement et de commande de l'onduleur de tension triphasée a été présenté en donnant les principes des MLI les plus connues.

Nous avons fait une simulation sur cette machine. D'après les résultats de simulation qu'on a pu avoir, les repenses sont très rapides et stables.

Chapitre II

Commande vectorielle de la MSAP

II.1 Introduction :

L'asservissement des machines à courant alternatif alimentées par des convertisseurs statiques pour en faire des actionneurs à vitesse variable devient de plus en plus courant. Parmi des machines électriques utilisées, les machines synchrones à aimants permanents (MSAP) ont un couple volumique élevé et une inertie très faible. De plus, elles ont des inductances relativement faibles, ce qui entraîne des réponses rapides des courants et donc du couple. [BAB 01]

Pour diminuer le taux d'ondulation de courant et de couple, elles sont alimentées par des onduleurs de tension, à base de composants de haute fréquence de découpage (IGBT par exemple). En outre, grâce aux progrès de l'électronique numérique et l'apparition des processeurs rapides de traitement numérique (DSP), la réalisation de leur commande est devenue de plus en plus simple.

II.2 Machine synchrone auto pilotée :

La fonction auto pilotage consiste à imposer aux courants d'alimentation de la machine une fréquence rigoureusement liée à celle du rotor. La machine synchrone auto pilotée fonctionne selon un principe assimilable à celui de la machine à courant continu. La commutation n'est plus effectuée par le passage de rames de cuivre devant les balais, mais par des semis conducteurs, mais tandis que l'asservissement en fréquence est assuré par circuits de commande de ses semi-conducteurs, à partir d'un signal de position du rotor ou de la phase de la tension de la machine.

Cette solution écarte tout risque de décrochage; tout ralentissement de la vitesse, lent ou brusque. Conduit automatiquement à une diminution correspondante de la fréquence des courants d'alimentation. La Fig. II.1 représente l'ensemble commande onduleur-machine.

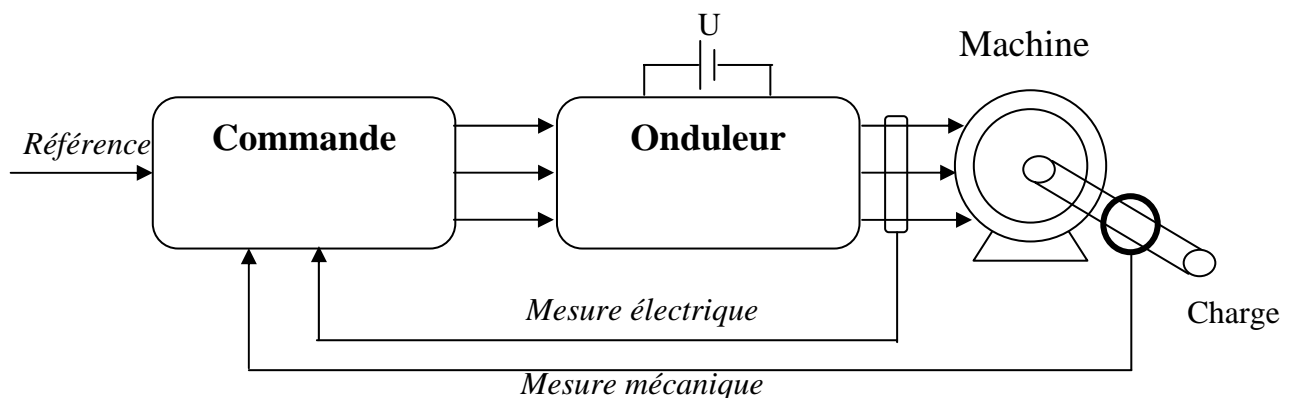


Fig. II.1 : Structure des machines auto-pilotées

II.3 Principe de la commande vectorielle : [GLO 94], [BOU 05]

Quel que soit le but de la commande (régulation de couple, de vitesse ou de position), le contrôle du couple de moteur est nécessaire. Celui-ci, dépendant des deux variables I_d et I_q selon la relation (I.36).

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

Mais ce critère demande la solution d'un problème d'optimisation qui impose le contrôle simultané de I_d et I_q . Pour simplifier la commande, on fixe souvent le courant I_d de manière que le couple soit proportionnel à I_q relation (I.36) dans une plage de vitesse donnée.

Dans les machines à rotor lisse, où le couple ne dépend que de la composante en quadrature du courant selon (I.37), la valeur optimale du courant I_d soit évidemment.

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

Si le courant I_d est forcé à zéro, la composante φ_d du flux statorique devient $\varphi_d = \varphi_f$

Et la forme du couple électromagnétique sera :

$$C_e = \frac{3}{2} P \varphi_f I_q \quad (\text{II.1})$$

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

$$C_e = k_t I_q \quad (\text{II.2})$$

Avec :

$$k_t = \frac{3}{2} P \varphi_f \quad (\text{II.3})$$

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

Un schéma bloc de commande d'un système d'entraînement de vitesse à machine synchrone à aimants permanents, basé sur la technique de la commande vectorielle, est représenté par la Fig. II.2.

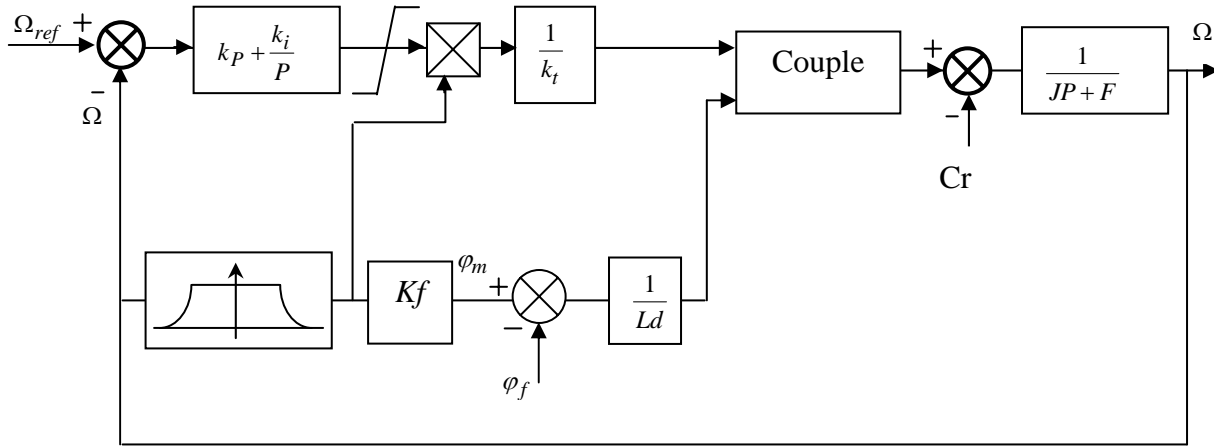


Fig. II.2 : Schéma bloc de régulation (commande en courant)

Considérons les deux composantes du courant statorique I_d et I_q représentant les variables de commande. Un schéma bloc de régulation (sans convertisseurs) est établi et il associe deux régulateurs l'un pour la vitesse et l'autre pour le flux d'entrefer.

La vitesse est mesurée directement et il est possible de faire sa régulation par contre-réaction, en utilisant un régulateur PI avec ses deux degrés de liberté qui permet de fixer des caractéristiques dynamiques pour un point de fonctionnement. Au niveau du calcul des paramètres du régulateur.

L'erreur de vitesse est traitée par le régulateur pour générer le couple de référence et lorsque la machine fonctionne à un couple constant où $I_d = 0$, le couple électromagnétique de référence est divisé par la constante de couple pour donner la composante I_q de référence.

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

La sortie du bloc de défluxage est égale à l'unité pour une vitesse inférieure ou égale à la valeur nominale et décroît hyperboliquement avec la vitesse entre la valeur nominale et la valeur maximale. Lorsque la sortie df est unité $\varphi_f = \varphi_m$ et $I_d = 0$ et si cette sortie est inférieure à l'unité un couple référence réduit est demandé, les deux composantes I_q et I_d sont utilisées pour calculer le couple de la machine comme dans l'équation (I.36).

II.4 Calcul des paramètres du régulateur PI : [BOU 05]

La forme mathématique du régulateur PI est donnée par :

$$T(P) = k_p + \frac{k_i}{P} \quad (\text{II.4})$$

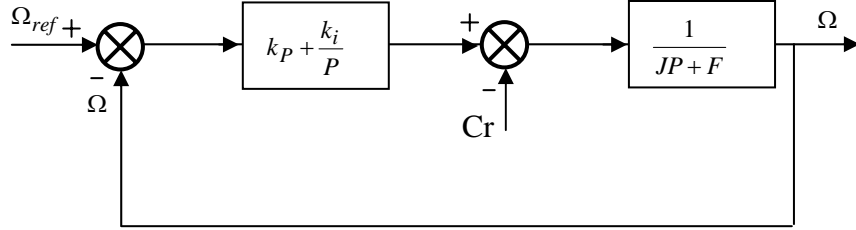


Fig. II.3 : Schéma fonctionnel du régulateur de vitesse

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

$$G(P) = \frac{k_p P + k_i}{1 + \frac{k_p}{k_i} P + \frac{J}{k_i} P^2} \quad (\text{II.5})$$

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

$$F(P) = \frac{1}{1 + \frac{2\zeta}{\omega_0} P + \frac{1}{\omega_0^2} P^2} \quad (\text{II.6})$$

Par analogie on peut trouver les paramètres du régulateur PI :

$$\frac{k_p}{k_i} = \frac{2\zeta}{\omega_0} \quad \frac{J}{k_i} = \frac{1}{\omega_0^2} \quad \frac{k_p}{k_i} = \tau \quad (\text{II.7})$$

On aura :

$$k_p = \frac{4J}{\tau} \quad ; \quad k_i = \frac{4J}{\tau^2} \quad (\text{II.8})$$

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

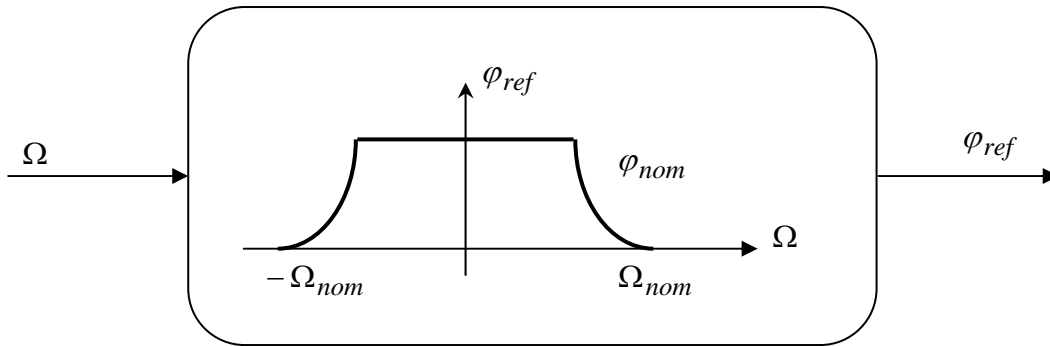
II.5 Bloc de défluxage :

Le bloc de défluxage permet l'exploitation des capacités magnétiques de la machine permettent un fonctionnement à couple constant si la vitesse est inférieure à la vitesse nominale. D'une autre part ce bloc permet d'affaiblir le flux inversement proportionnel à la vitesse, pour le fonctionnement à puissance constante lorsque la vitesse excède la vitesse nominale. Il est défini par la relation non linéaire suivante :

$$df = \begin{cases} 1 & \text{si } |\Omega| \leq \Omega_0 \\ \frac{\Omega_0}{|\Omega|} & \text{si } |\Omega| > \Omega_0 \end{cases} \quad (\text{II.9})$$

Avec :

df : le flux de référence



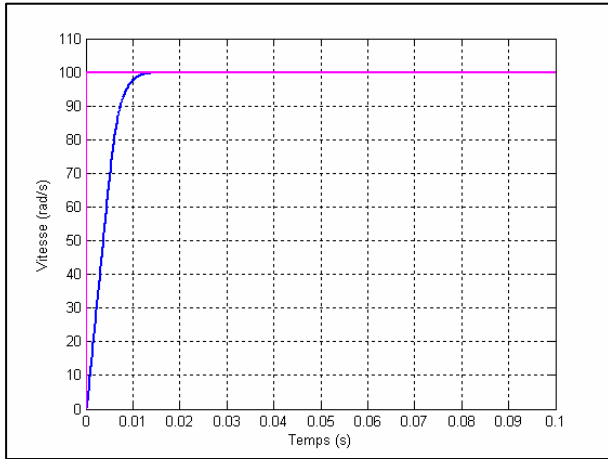
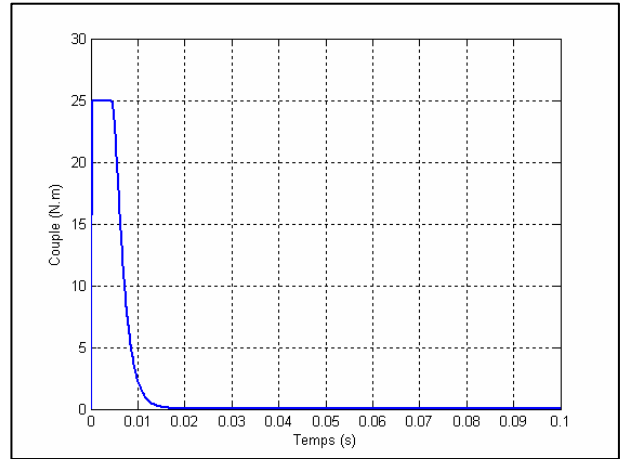
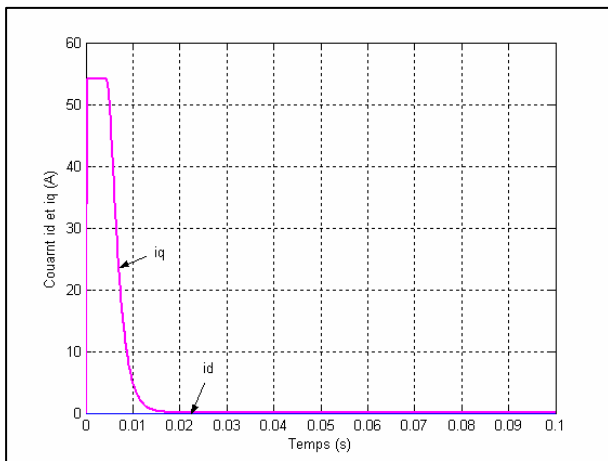
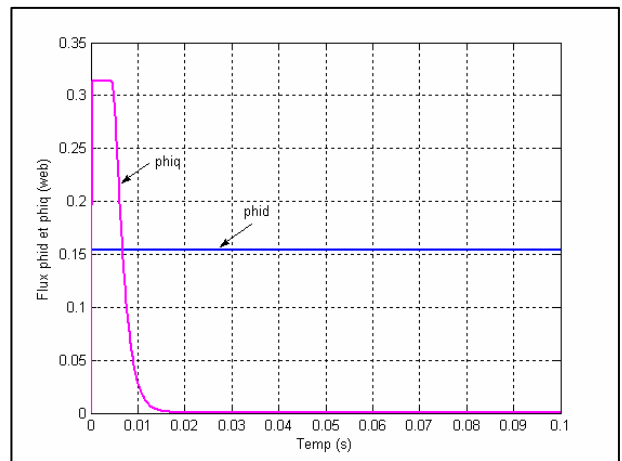
II.6 Interprétation des résultats :

Pour étudier la régulation représentée par la Fig. II.2, nous avons simulé un démarrage à vide ($C_r = 0$) pour une vitesse de référence $\Omega_{ref} = 100 \text{ rd/s}$. Les paramètres du régulateur PI calculés sur la base analogique.

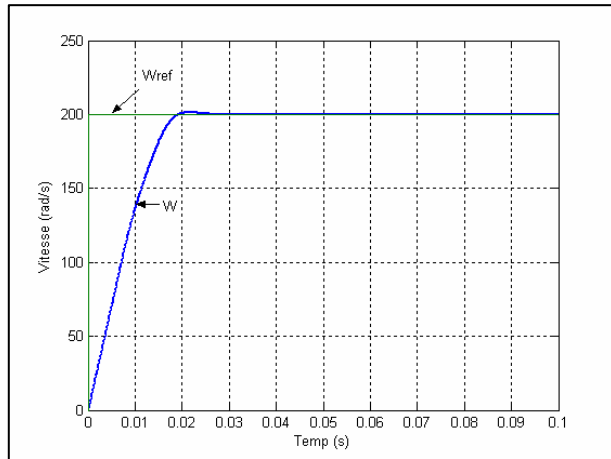
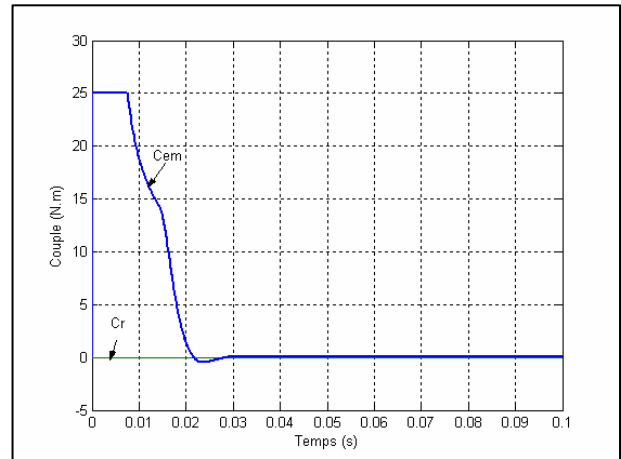
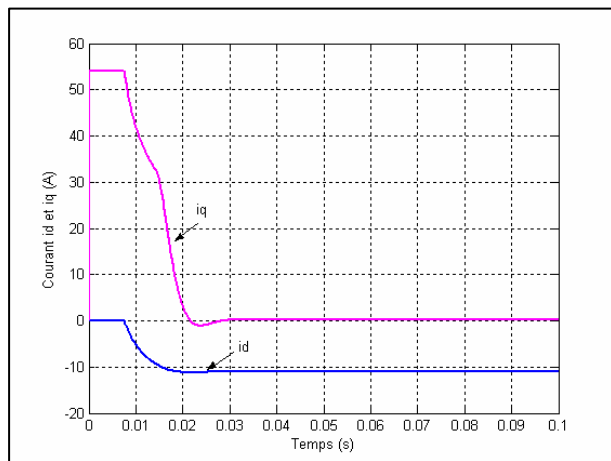
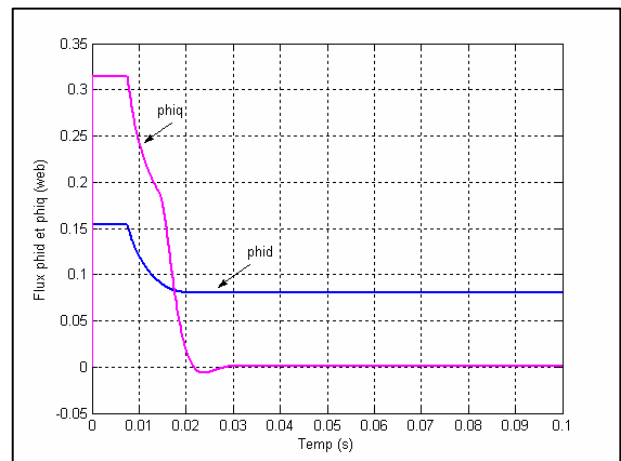
Les résultats de simulation Fig. II.4 montrent les performances de la régulation étant donné que la vitesse est obtenue sans dépassement avec un temps de réponse court car la machine est à vide et que l'inertie est faible. Lors du démarrage, le couple électromagnétique atteint la valeur limite (25 Nm) et se stabilise à une valeur pratiquement nulle en régime permanent.

La réponse des deux composantes du courant statorique montre bien le découplage introduit par la commande vectorielle de la machine ($I_d = 0$) avec le couple électromagnétique qui dépend seulement de la composante I_q .

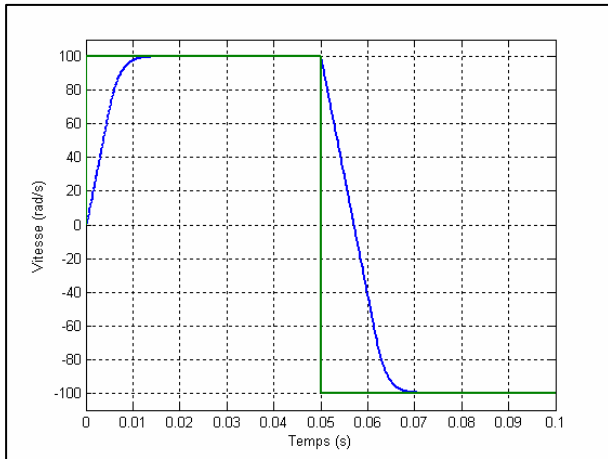
Comme la machine est entraînée à une vitesse inférieure à la vitesse nominale ($\Omega_0 = 100 \text{ rd/s}$), le flux d'entrefer est égal au flux rotorique ce qui donne un courant i_d nul.

**Vitesse de rotation [rad/s]****Couple [N.m]****Courants I_d et I_q [A]****Flux ϕ_d et ϕ_q [web]****Fig. II.4 : Résultats de simulation de la régulation analogique (Mode normal)**

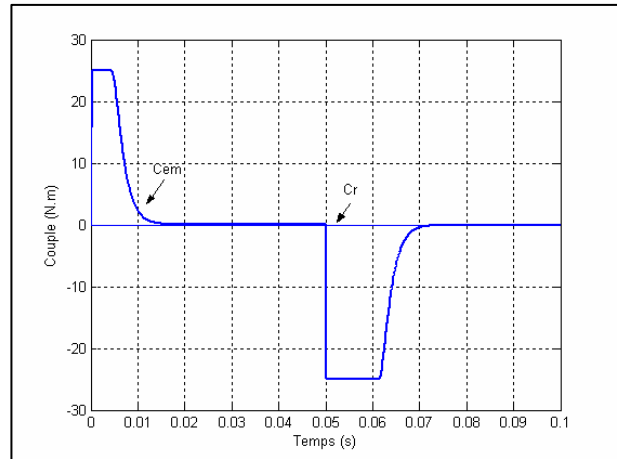
Nous avons examiné également le fonctionnement en mode défluxé Fig. II.5 pour lequel nous constatons, à une vitesse de référence $\Omega_{ref} = 200 \text{ rd/s}$ que le système répond pratiquement sans dépassement avec un temps de réponse plus important que dans le cas du mode normal

**Vitesse de rotation [rad/s]****Couple [N.m]****Courants Id et Iq [A]****Flux φ_d et φ_q [web]****Fig. II.5 : Résultats de simulation de la régulation analogique (Mode défluxé)**

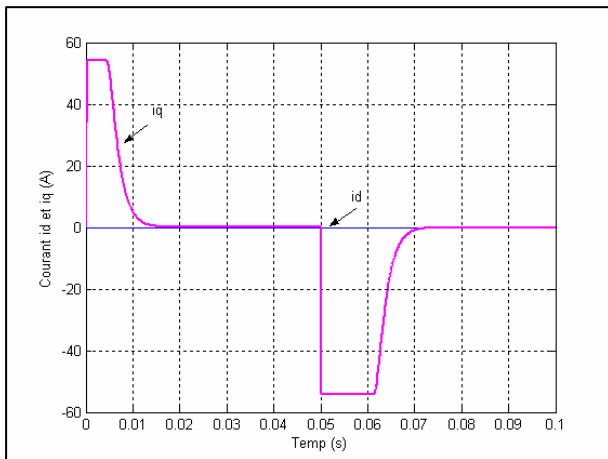
Nous avons également étudié la robustesse de la régulation en simulant un démarrage, puis une inversion du sens de rotation. Nous constatons que la vitesse répond sans dépassement en démarrage et en inversion Fig. II.6.



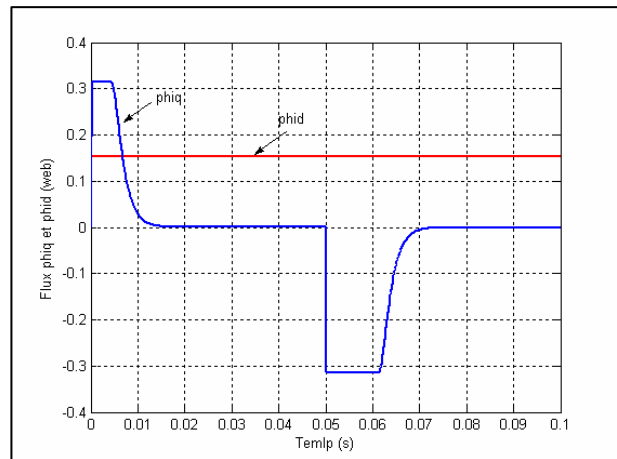
Vitesse de rotation [rad/s]



Couple [N.m]

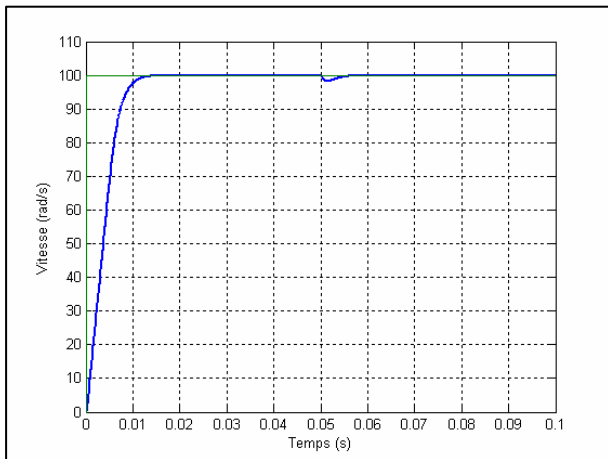


Courants Id et Iq [A]

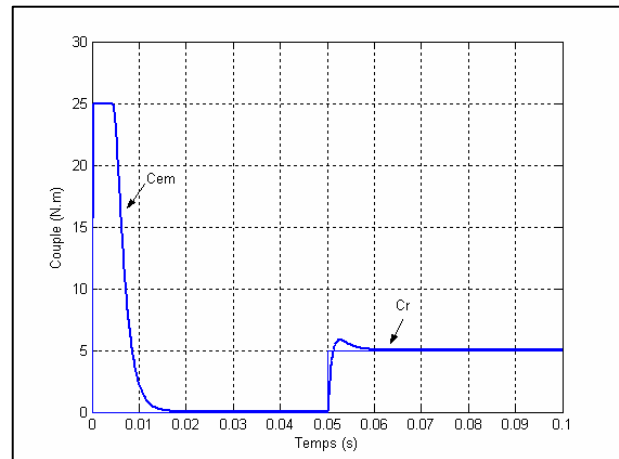
Flux φ_d et φ_q [web]

**Fig. II.6 : Résultats de simulation pour l'inversion de sens de rotation
(+100 rad/s à -100 rad/s)**

La réponse du système à une perturbation de charge de 5Nm exercée à l'instant $t=0,05s$ à partir de l'instant initial est également testée Fig. II7. Lors de l'application de l'échelon de charge, le couple électromagnétique répond à la sollicitation avec une influence négligeable sur la vitesse qui s'établie.



Vitesse de rotation [rad/s]



Couple [N.m]

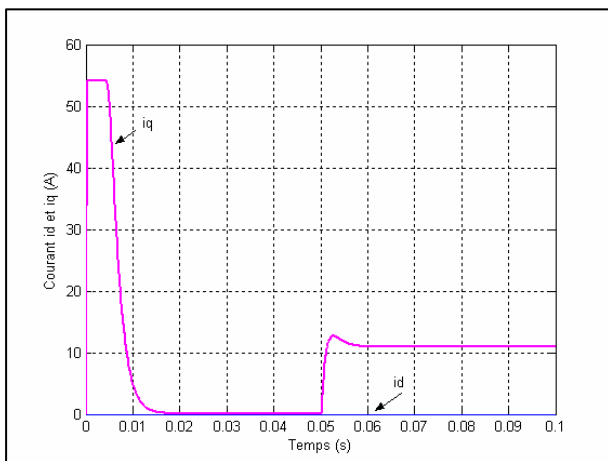
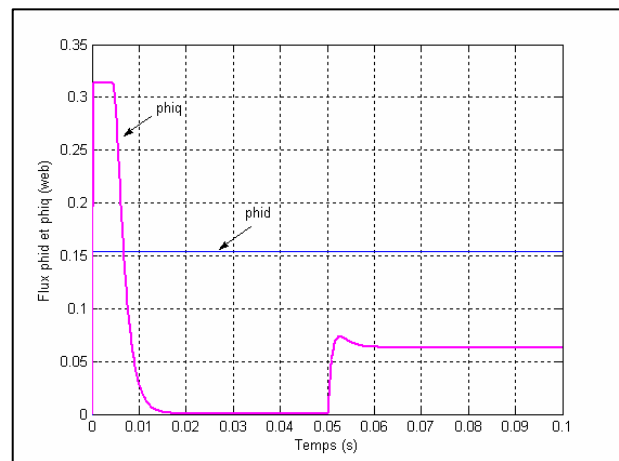
Courants I_d et I_q [A]Flux ϕ_d et ϕ_q [web]

Fig. II.7 : Résultats de simulation de la réponse du système à un échelon de charge (0 N.m à 5 N.m)

II.7 Commande vectorielle de la MSAP :

Le contrôle vectoriel porte en général sur des machines alimentées en tension et régulées en courant sur les axes d et q . Cette topologie permet une meilleure dynamique dans le contrôle du couple tout en évitant les inconvénients d'une alimentation en courant [GRE 00].

Afin de contrôler le couple d'une machine synchrone à aimants permanents, il est nécessaire de contrôler le vecteur courant. Ceci est possible en contrôlant instantanément soit son amplitude et son retard par rapport à la f.e.m, soit ces composantes suivant l'axe direct et l'axe en quadrature.

Il existe deux méthodes distinctes pour contrôler le vecteur courant [HCH 99]:

- L'une ne nécessite pas la connaissance au préalable du modèle électrique de la machine et consiste à imposer directement les courants de phase dans une bande autour des courants de référence: c'est la méthode de contrôle par régulateurs à hystérésis.
- L'autre méthode exige la connaissance du modèle de la machine et permet, en fonction de l'erreur des courants de phase par rapport à leurs références, de déterminer les références des tensions qui seront imposées aux bornes de la machine grâce à un onduleur de tension commandé en modulation de largeur d'impulsion (MLI).

II.7.1 Commande par régulateurs à hystérésis : [BER 00]

L'organigramme de simulation de la commande sinusoïdale par hystérésis classique est donné par la Fig. II.8 ci-après. La sortie du régulateur de courant impose la valeur de référence du courant de phase de la machine (I_q^*) .

Par la transformation de Park, on obtient les valeurs de référence des courants de phases i_a^*, i_b^* et i_c^* et chaque courant de phase mesuré i_a, i_b et i_c est contrôlé indépendamment par un régulateur à hystérésis. Les sorties des régulateurs à hystérésis constituent les signaux de commande des transistors de l'onduleur.

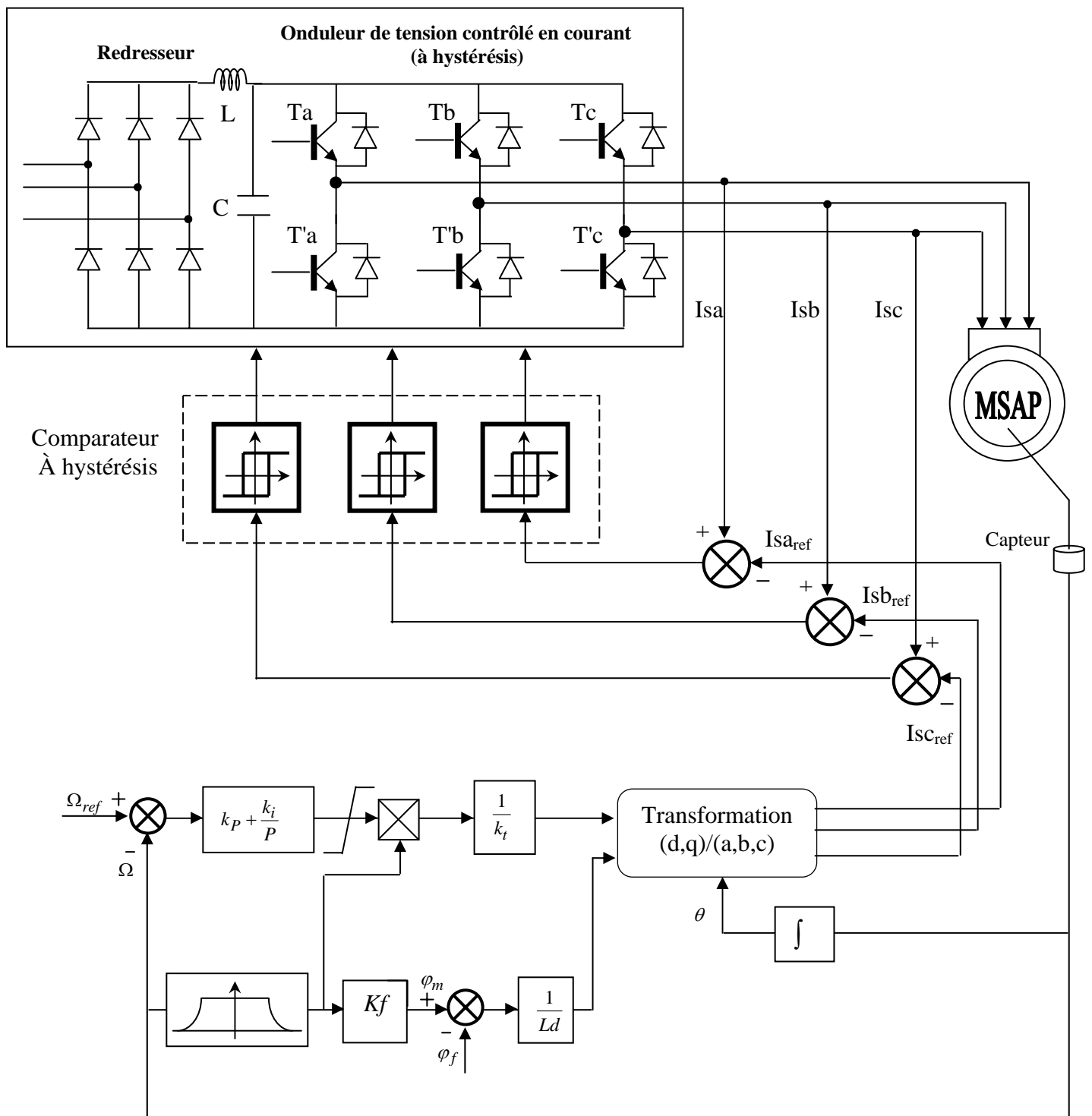
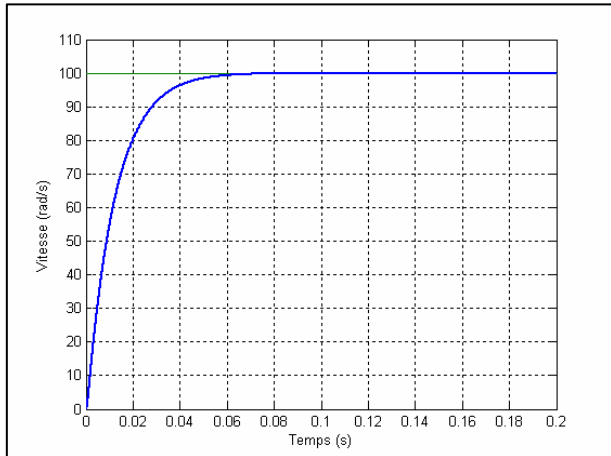


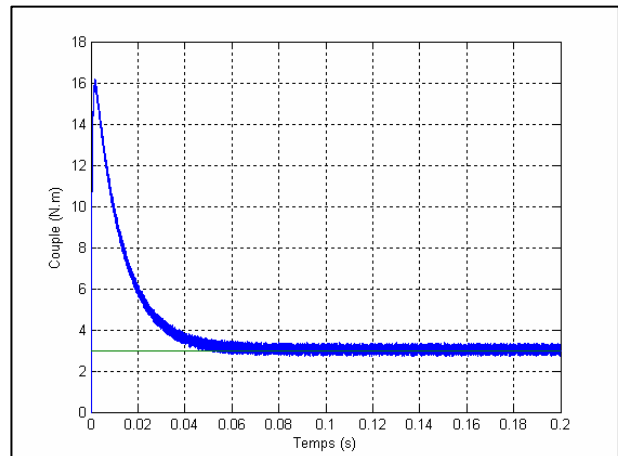
Fig. II.8 : Commande vectorielle d'un MSAP alimenté en tension et régulier en courant

II.7.1.1 Interprétation des résultats :

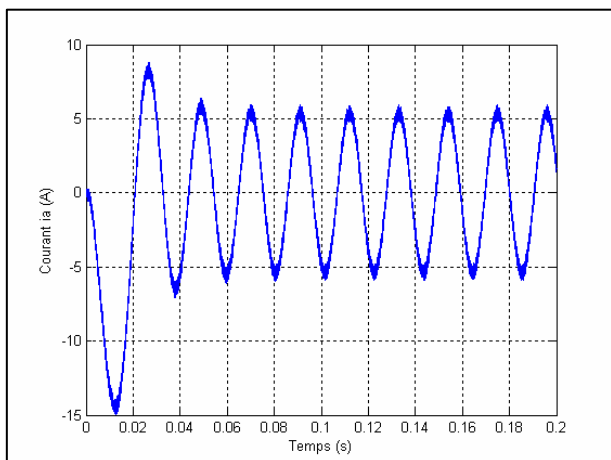
La Fig. II.9 donne la réponse de la vitesse à un échelon de vitesse de 100 rad/s. Le démarrage effectué à couple résistant de 3 N.m, le courant de phase à une forme sinusoïdale avec un pic au démarrage. Ainsi le module de flux qui stabilise à la valeur de 0.16web avec une petite perturbation.



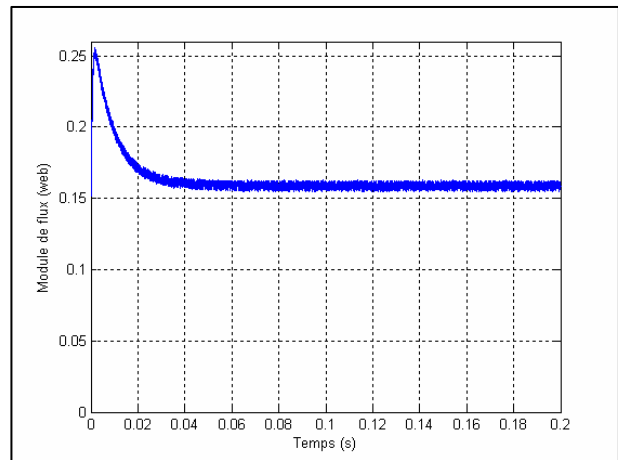
Vitesse de rotation [rad/s]



Couple [N.m]



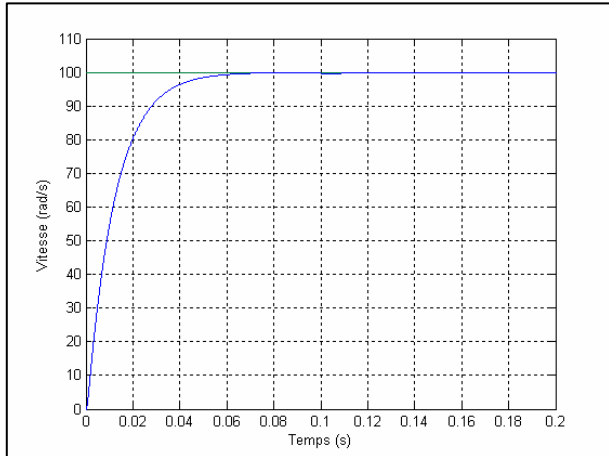
Courant Ia [A]



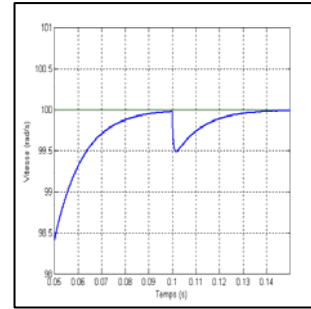
Module de flux [web]

Fig. II.9: Résultats de simulation démarrage en charge

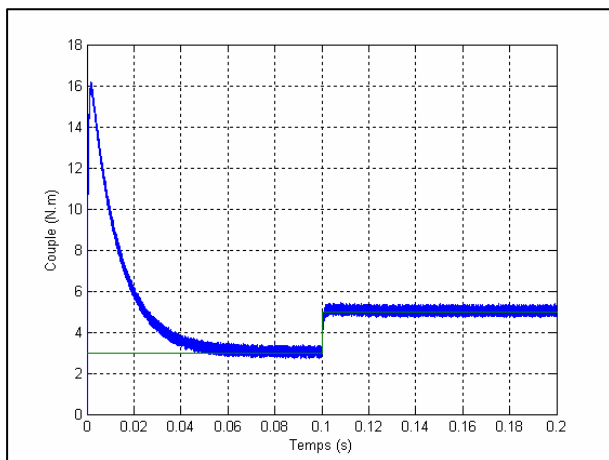
La Fig. II.10 représente la réponse du moteur où on considère un changement du couple résistant. Au démarrage le couple électromagnétique atteint sa valeur maximale et se stabilise à une valeur pratiquement égale à 3 N.m. A $t = 0.1$ s et chargée par un couple résistant égale à 5 N.m ; le couple électromagnétique répond avec une influence négligeable sur la vitesse qui se rétablit rapidement à sa référence.



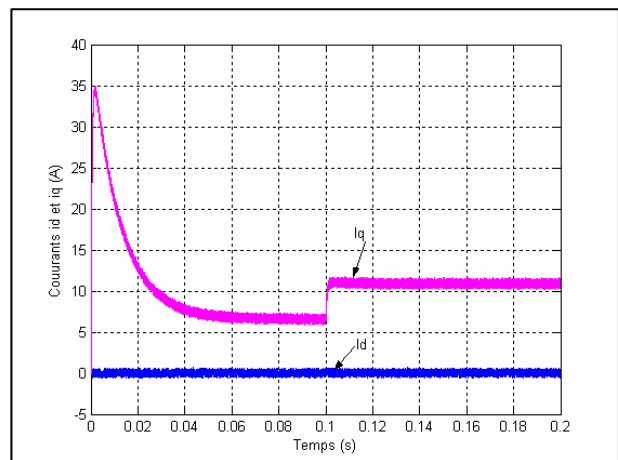
Zoom



Vitesse de rotation [rad/s]



Couple [N.m]



Courants Id et Iq [A]

**Fig. II.10 : Résultats de simulation pour un changement du couple résistant
(3 N.m à 5 N.m)**

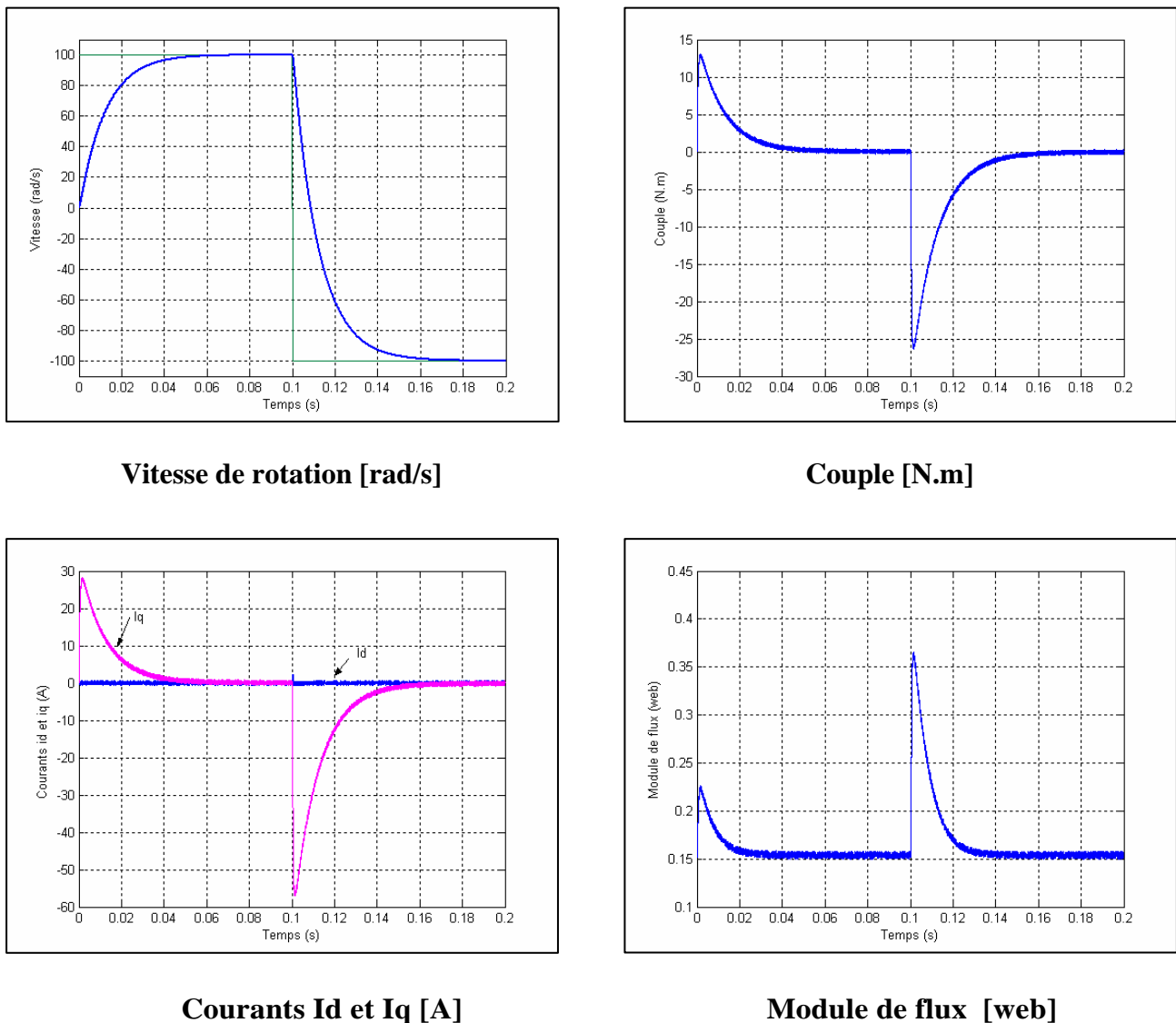
II.7.1.2 Tests de robustesse :

Afin d'illustrer les performances statiques et dynamiques du contrôle vectoriel, on a simulé deux régimes transitoires relatifs à :

- Une inversion du sens de rotation
- Une variation du couple de charge

a) Test d'inversion du sens de rotation :

A l'inversion de sens de rotation de $+100 \text{ rad/s}$ à -100 rad/s à l'instant $t=0.1\text{s}$, on peut dire que la poursuite en vitesse, s'effectue sans dépassement, le couple électromagnétique marque des impulsions lors de démarrage. Fig. II.11



**Fig. II.11 : Résultats de simulation pour l'inversement de sens de rotation
($+100 \text{ rad/s}$ à -100 rad/s)**

b) Test de variation du couple de charge :

L'effet de l'introduction d'un couple de charge de 5N.m entre $t = 0.1$ s et $t = 0.15$ s après un démarrage à vide est illustré par la Fig. II.12.

On constate que le système répond avec succès au test de la variation du couple de charge, on peut dire donc que la commande permet une réponse très rapide des grandeurs de commande.

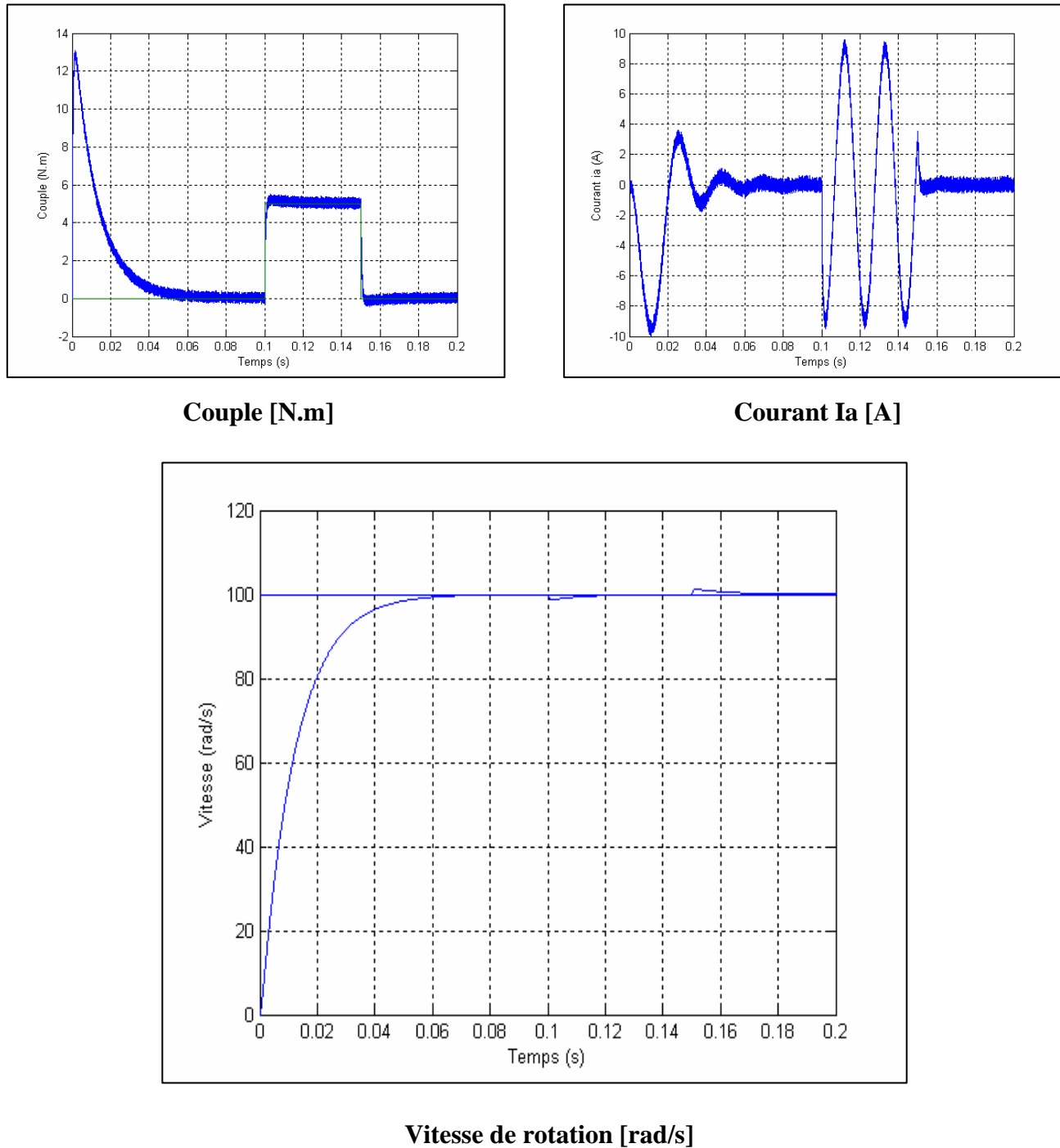


Fig. II.12 : Résultats de simulation pour un changement du couple de charge entre $t = 0.1$ s et $t = 0.15$ s

II.7.2 Commande par MLI : [YAH 05], [TAK 02], [GRE 00]

Cette stratégie est une alternative à la commande dans le repère a, b, c. Elle exige pour la régulation des courant I_q et I_d d'imposer les tensions de référence v_d^* et v_q^* : dont on déduit les tensions de référence sinusoïdales v_a^*, v_b^* et v_c^* pour la commande de l'onduleur.

II.7.2.1 Description du système global

La Fig. II.13 représente le schéma global de la commande vectorielle en vitesse d'une machine synchrone à aimants permanents dans le repère (d, q).

La référence du courant direct I_{dref} est fixe et la sortie du régulateur de vitesse I_{qref} constitue la consigne de couple C_e^* . Les références des courants I_{dref} et I_{qref} sont comparées séparément avec les courants réels de la machine I_d et I_q .

Les erreurs sont appliquées à l'entrée des régulateurs classiques de type PI. Un bloc de découplage génère les tensions de références V_d^*, V_q^* .

Le système est muni d'une boucle de régulation de vitesse, qui permet de générer la référence de courant I_{qref} . Cette référence est limitée au courant maximal. Par contre, le courant I_{dref} est imposé nul dans notre cas.

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

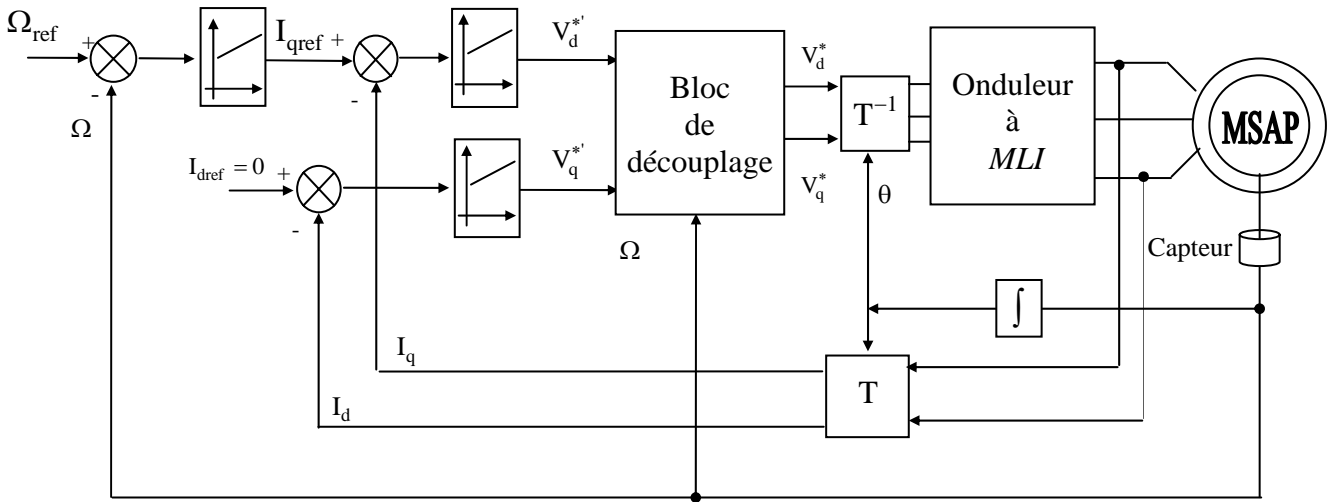


Fig. II.13 : Commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents

II .7.2.2 Découplage

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

La compensation a pour but de découpler les axes d et q . Ce découplage permet d'écrire les équations de la machine et de la partie régulation d'une manière simple et ainsi de calculer aisément les coefficients des régulateurs [BOU 96].

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

$$\begin{cases} V_d = (R_s + L_d P)I_d - \omega_r L_q I_q \\ V_q = (R_s + L_q P)I_q + \omega_r (L_d I_d + \phi_f) \end{cases} \quad (\text{II.10})$$

La Fig. II.14 représente le couplage entre les axes d et q .

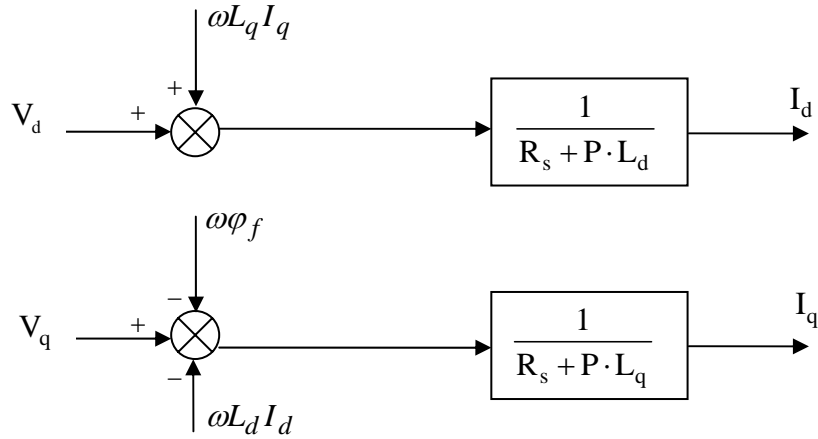


Fig. II.14 : Description des couplages.

A partir des équations (II.10), il est possible de définir les termes de découplage qui sont considérés, dans la suite, comme des perturbations vis-à-vis des régulations. Pour ne pas compliquer cette étude, nous considérons le cas de décomposition des tensions Fig. II.15.

Dans la première équation, on sépare la tension selon l'axe d en deux parties :

$$\begin{cases} V_d = V'_d + e_d \\ e_d = -\omega.L_q.I_q \end{cases} \quad (\text{II.11})$$

Alors:

$$\frac{I_d}{V'_d} = \frac{1}{R_s + PL_d} \quad (\text{II.12})$$

La perturbation e_d est compensée par un terme identique de manière à ce que la fonction de transfert équivalente soit celle indiquée ci-dessus. On peut considérer de manière analogue la deuxième équation et définir :

$$\begin{cases} V_q = V'_q + e_q \\ e_q = \omega.L_d.I_d + \omega\phi_f \end{cases} \quad (\text{II.13})$$

De la même façon, le terme e_q est ajouté de manière à obtenir la fonction de transfert suivante :

$$\frac{I_q}{V'_q} = \frac{1}{R_s + PL_q} \quad (\text{II.14})$$

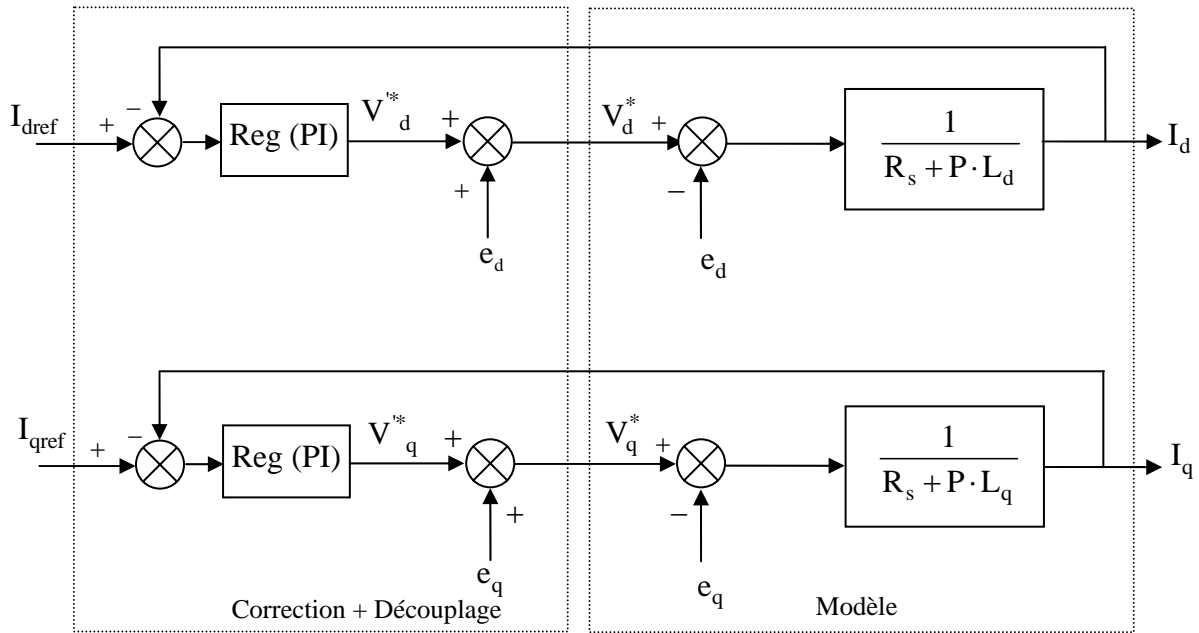


Fig. II.15 : Découplage par compensation.

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

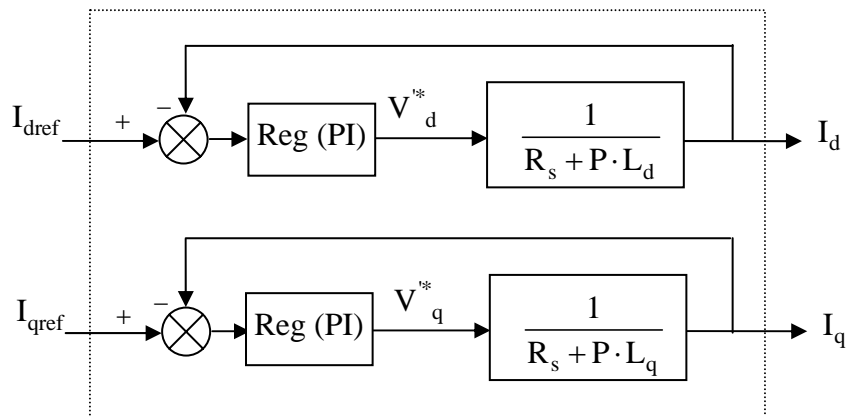


Fig. II.16 : Commande découplée

II .7.2.3 Détermination des régulateurs 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, 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 [ABE 02].

Le système présente donc pour la régulation de I_d un schéma bloc selon la Fig. II.17.

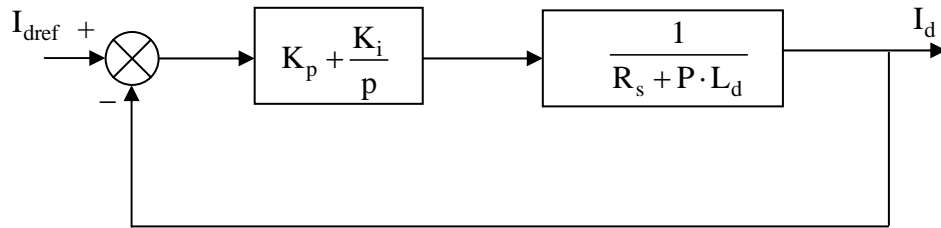


Fig. II.17 : Boucle de régulation de courant I_d .

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

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

$$F_{bo}(P) = \left(K_p + \frac{K_i}{P}\right) \cdot \left(\frac{1}{R_s + P \cdot L_d}\right) \quad (\text{II.15})$$

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 :

$$\frac{L_d}{R_s} = \frac{k_p}{k_i} \quad (\text{II.16})$$

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

$$F_{bo}(P) = \frac{K_i}{P \cdot R_s} \quad (\text{II.17})$$

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

$$\tau_{bf} = \frac{R_s}{k_i} \quad (\text{II.18})$$

$$F_{bf}(P) = \frac{1}{\frac{R_s}{K_i} \cdot P + 1} \quad (\text{II.19})$$

L'action intégrale du PI est obtenue comme suite :

$$k_i = \frac{R_s}{\tau_{bf}} \quad (\text{II.20})$$

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

$$\begin{cases} K_p = \frac{3 \cdot L_d}{t_{rep}} \\ K_i = \frac{3 \cdot R_s}{t_{rep}} \end{cases} \quad (\text{II.21})$$

II .7.2.4 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 Fig. II.18 où le régulateur adopté est un régulateur PI [ABE 02].

On a :

$$\Omega(P) = \frac{1}{J \cdot P + f} (C_e(P) - C_r(P)) \quad (\text{II.22})$$

Avec:

$$C_e = PI_{qref} \varphi_f = K_t \cdot I_{qref}$$

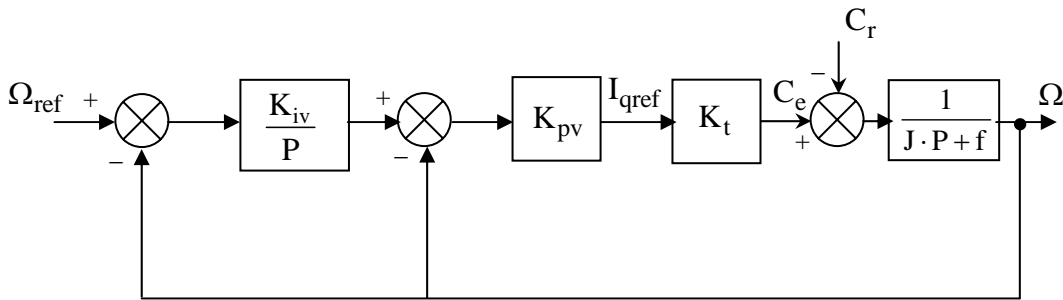


Fig. II.18 : Schéma fonctionnel du contrôle de la vitesse

Avec:

K_{pv}, K_{iv} 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 :

$$F_{bf}(P) = \frac{\omega_0^2}{P^2 + 2 \cdot \xi \cdot \omega_0 \cdot P + \omega_0^2} \quad (\text{II.23})$$

Avec:

$$\begin{cases} \omega_0 = \sqrt{\frac{K_{pv} \cdot K_t \cdot K_{iv}}{J}} \\ 2 \cdot \xi \cdot \omega_0 = \frac{f}{J} + \frac{K_{pv} \cdot K_t}{J} \end{cases} \quad (\text{II.24})$$

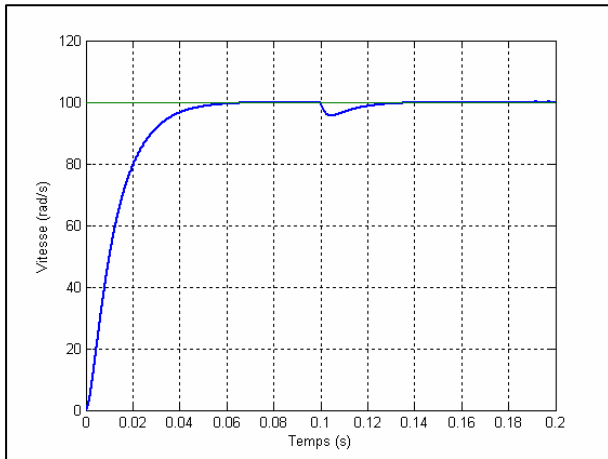
Pour la détermination des caractéristiques du régulateur, on choisit un facteur d'amortissement égal à 0.7 et on définit la pulsation des oscillations non amorties à partir de la dynamique souhaitée.

II .7.2.5 Interprétation des résultats :

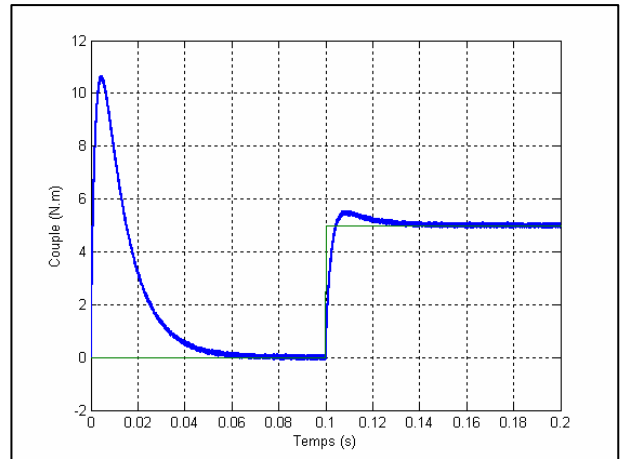
On remarque d'après la Fig. II.19 que, lors du démarrage à vide du MSAP pour un échelon de consigne de 100 rad/s, suivie d'une application de charge de 5 N.m à partir de $t=0.1$ s que:

- 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 N.m
- La réponse des deux composantes du courant montre bien le découplage introduit par la commande vectorielle de la MSAP (le courant $I_d = 0$).
- le courant I_q est l'image du couple.

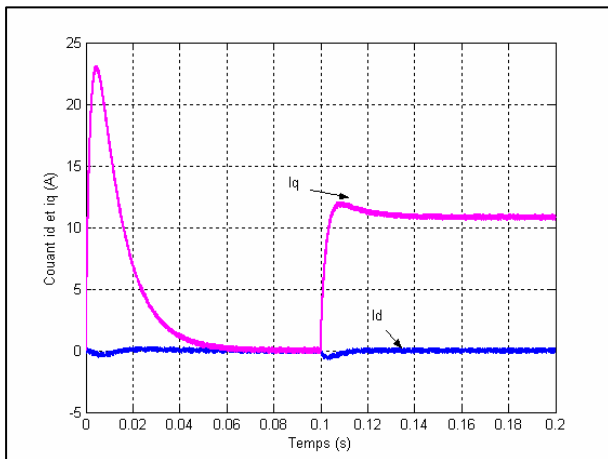
Dans l'essai de la Fig. II.20. On a inversé la vitesse de rotation du MSAP de la valeur référentielle + 100 rad/s à la valeur -100 rad/s à l'instant $t=0.1$ s. Les résultats de simulation sont satisfaisants et la robustesse de cette commande est garantie vis-à-vis de ce fonctionnement.



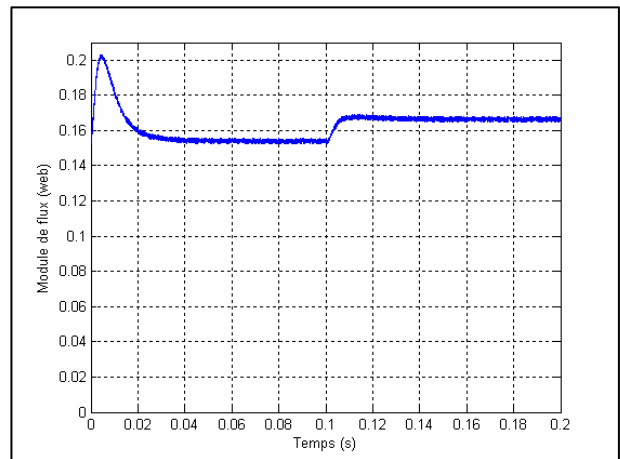
Vitesse de rotation [rad/s]



Couple [N.m]

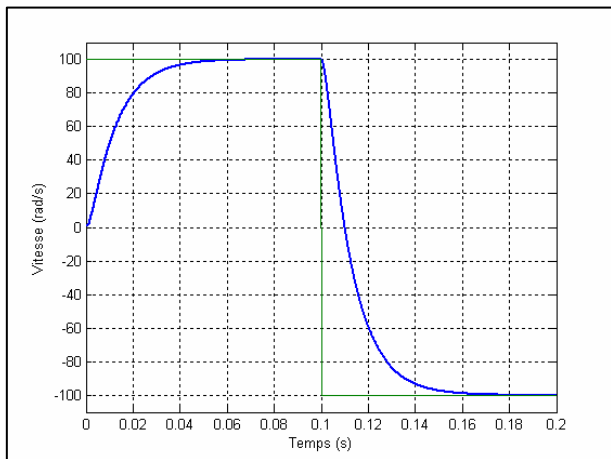
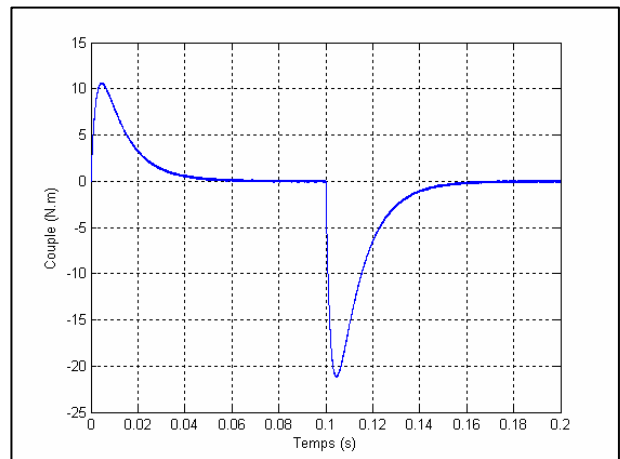
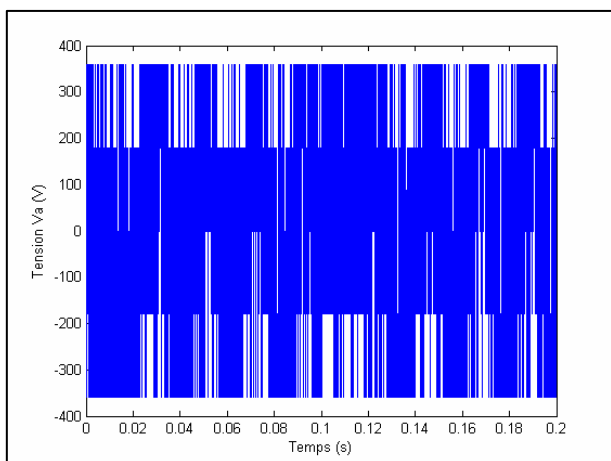
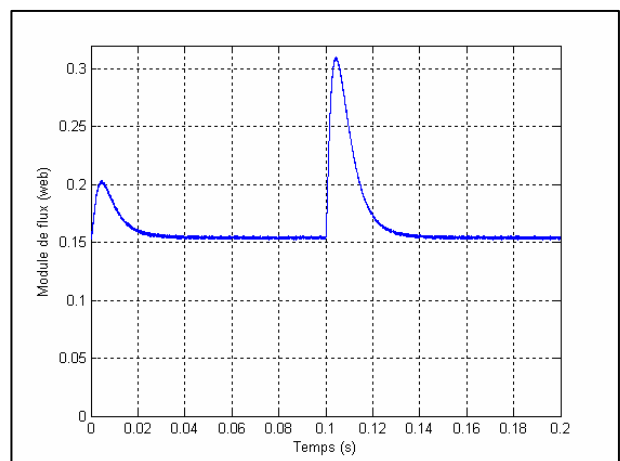


Courants Id et Iq [A]



Module de flux [web]

Fig. II.19 : Réponses de la MSAP en charge avec ($C_r=5$ N.m à $t=0.1$ s)

**Vitesse de rotation [rad/s]****Couple [N.m]****Tension Va [V]****Module de flux [web]****Fig. II.20 : Réponse de la MSAP pour une inversion de la vitesse à $t=0.1s$**

II.8 Conclusion :

A travers ce chapitre, on a présenté le principe de deux méthodes de la commande directe et indirecte du couple des machines synchrones à aimants permanents en utilisant le principe de la commande vectorielle à hystérésis et à MLI.

La commande vectorielle à hystérésis reste très sensible à la variation des paramètres de la machine en cours de fonctionnement. Par contre, cette méthode est plus facile à implanter et présente de biens meilleures performances à faible vitesse.

La commande à MLI exige des boucles de régulations supplémentaires, ainsi q'un bloc de compensation, ce qui nous amène à une implantation difficile, mais plus performant.

Nous remarquons que ces deux structures de commande vectorielle nécessitant un capteur pour l'information de la vitesse et de la position du rotor.

Chapitre III

Commande directe du couple de la MSAP

III.1 Introduction :

La commande directe du couple a été présentée en Allemagne par Hasse, Blaske, et Leonhard pour des moteurs à induction comme nouvelle approche pour la commande de couple et de flux.

Le contrôle direct du couple (DTC, ou DTFC) venu de la nomination anglosaxonne «Direct Torque (and Flux) Control», et basé sur l'orientation du flux statorique, a été développé par des chercheurs Allemands et Japonais en 1971 pour l'usage dans la commande de couple des servo-moteurs de puissances élevées. Récemment, il est de plus en plus utilisé dans l'industrie en remplaçant la stratégie de commande par le flux orienté (FOC Field Oriented Control). La DTC est une technique de commande exploitant la possibilité d'imposer un couple et un flux aux machines à courants alternatifs d'une manière découplée, une fois alimentée par un onduleur de tension sans régulation de courant faite par une boucle de retour, en atteignant l'exécution semblable à celui obtenue à partir d'une commande vectorielle. [MOR 05], [AME 03]

Ce type de commande repose sur la détermination «directe» de la séquence de commande appliquée aux interrupteurs d'un convertisseur statique. Ce choix est généralement basé sur l'utilisation de régulateurs à hystérésis dont la fonction est de contrôler l'état du système, à savoir ici l'amplitude du flux statorique et du couple électromagnétique. A l'origine, les commandes DTC étaient fortement basées sur le sens physique et une approche relativement empirique de la variation des états (couple, flux) sur un intervalle de temps très court (intervalle entre deux commutations). [BEL 05]

L'absence de boucle de contrôle des courants, de transformation de Park et de la MLI pendant la réalisation de la commande DTC plus aisée que la commande par orientation de flux statorique. Cependant, les contraintes de calcul sont beaucoup plus fortes (20 à 30 KHz). Elle présente les avantages suivants :

- ❖ Caractéristiques dynamiques exceptionnelles.
- ❖ Contrôle par hystérésis qui permet de limiter la fréquence de commutation.
- ❖ Grande robustesse par rapport aux variations des paramètres de la machine. [BEL 05]

Dans ce qui suit, On s'intéressera spécialement à la commande directe de couple et de flux (DTC ou DTFC). Pour étudier cette stratégie de commande, on commencera par présenter et mettre en oeuvre une structure de commande du MSAP par DTC.

III.2 Principes généraux de la commande directe du couple : [OCE 05]

Le principe de la commande directe de couple (DTC) doit choisir directement des vecteurs de tension selon la différence entre la référence et la valeur réelle du couple et du flux. Des erreurs de couple et de flux sont comparées dans des comparateurs d'hystérésis. Selon les comparateurs un vecteur de tension est choisi parmi une table.

Aucune modulation de largeur d'impulsion n'est nécessaire; au lieu de cela un des six vecteurs de tension de est appliqué pendant toute la période d'échantillon.

Les caractéristiques générales d'une commande directe de couple sont : [MOR 05]

- La commande directe du couple et du flux, à partir de la sélection des vecteurs optimaux de commutation de l'onduleur.
- La commande indirecte des intensités et tensions du stator de la machine.
- L'obtention des flux et des courants statoriques proches de formes sinusoïdales.
- Une réponse dynamique de la machine très rapide.
- L'existence des oscillations de couple qui dépend, entre autres facteurs, de la largeur des bandes des régulateurs à hystérésis.
- La fréquence de commutation de l'onduleur dépend de l'amplitude des bandes d'hystérésis.

La commande DTC d'un moteur synchrone à aimants permanents est basée sur la détermination directe de la séquence de commande appliquée aux interrupteurs d'un onduleur de tension. Ce choix est basé généralement sur l'utilisation de comparateurs à hystérésis dont la fonction est de contrôler l'état du système, à savoir l'amplitude du flux statorique et du couple électromagnétique. [BOU 05]

La commande par DTC peut être schématisé par la Fig. III.1

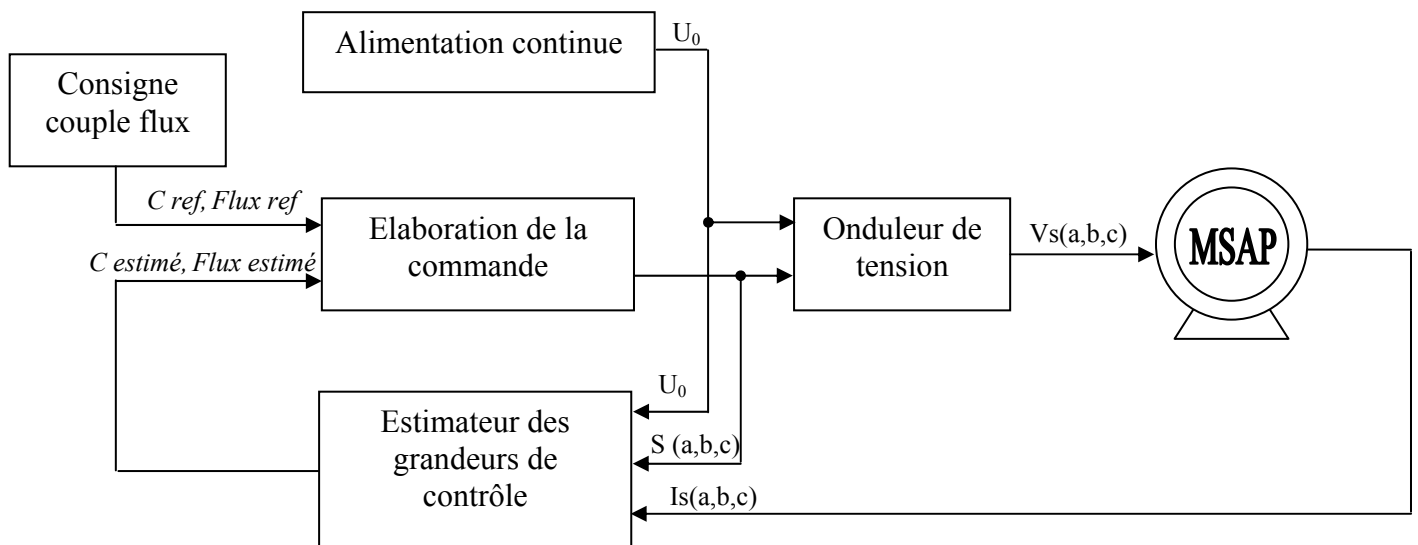


Fig. III.1 : Schéma synoptique de la commande DTC

Cette technique possède généralement d'excellentes caractéristiques dynamiques qui s'étendent à des larges plages de fonctionnement couple/vitesse, et une plage de fonctionnement sans capteur mécanique avec une fréquence minimale de fonctionnement.

En plus :

- La stratégie de contrôle par DTC est insensible, dans sa version de base, aux variations des paramètres du rotor de la machine ;
- L'estimation de flux statorique ne dépend que de la résistance du stator (intégration en boucle ouverte de la force électromotrice du stator) ;
- Le découplage entre les grandeurs de contrôle étant naturellement assuré par la commande directe, et le fonctionnement à flux variable n'affecte pas le réglage du couple
- La mise en oeuvre des commandes de type DTC se démarque sensiblement des commandes à flux orienté classiques; elles ne nécessitent généralement pas de transformation de coordonnées (Park) dans des axes tournants. [AME 03]

III.3 Contrôle du flux statorique et du couple électromagnétique : [YAN 06], [CHA 95]

Le contrôle dynamique du couple de la machine synchrone peut être mis en évidence par le modèle vectoriel de la machine synchrone.

Dans le référentiel (α, β) lié au stator, on peut écrire: [BEL 05]

$$V_S = R_S I_S + \frac{d\varphi_S}{dt} \quad (\text{III.1})$$

A partir de l'expression (III.1), on peut écrire :

$$\varphi_S(t) = \int_0^t (V_S - R_S I_S) dt + \varphi_{S0} \quad (\text{III.2})$$

Avec l'hypothèse que R_S reste constante et que le terme $(R_S I_S)$ est négligeable devant la tension V_S Dans un intervalle de temps T_e . Donc l'équation (III.2) peut s'écrire :

$$\varphi_S(t) = \varphi_{S0} + V_S T_e \quad (\text{III.3})$$

$$\Delta\varphi_S = \varphi_S - \varphi_{S0} = V_S T_e \quad (\text{III.4})$$

L'équation (III.4) implique que l'extrémité du vecteurs $\varphi_S(t)$ se déplace sur une droite dont la direction est donnée par le vecteur de tension appliqué V_S , comme il est montré sur la Fig. III.2

En choisissant une séquence correcte de vecteurs V_S sur des intervalles de temps successifs de durée T_e , on peut faire suivre à l'extrémité du vecteur φ_S la trajectoire désirée. Pour atteindre cet objectif, le correcteur utilisé pour la commande DTC est un correcteur à hystérésis à deux niveaux. Avec ce type de contrôleur, on peut facilement maintenir l'extrémité du vecteur flux φ_S dans une couronne quasi circulaire. [YAN 06]

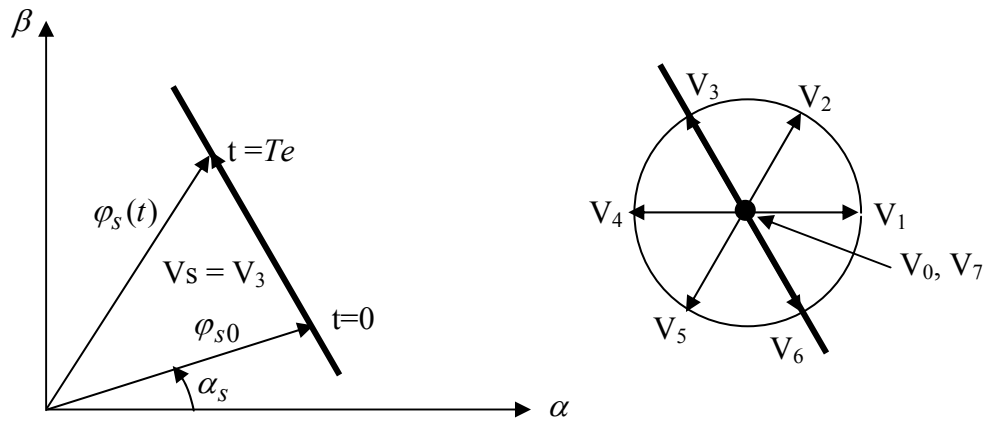


Fig. III.2 : Evolution de l'extrémité du vecteur φ_S pour $(R_S I_S)$ négligeable

Les variations du couple électromagnétique peuvent être contrôlées uniquement à partir de la vitesse de rotation du vecteur flux. Le Table. III.1 montre l'évolution des deux grandeurs flux et couple pour chacun des quatre vecteurs V_{i+1} , V_{i+2} , V_{i-1} et V_{i-2} qui peuvent être appliqués dans la zone Z_i . [YAN 06]

Les vecteurs tension à appliquer dépendent de la zone où se trouve le vecteur flux, la Fig. III.3 représentent les six zones possibles du fonctionnement Z_1, Z_2, Z_3, Z_4, Z_5 et Z_6 .









Vecteur V_k	V_{i+1}	V_{i+2}	V_{i-1}	V_{i-2}
φ_s				
Ce				

Table. III.1 : Evolution des grandeurs flux et couple en fonction du vecteur V_k appliqué dans la zone Z_i .

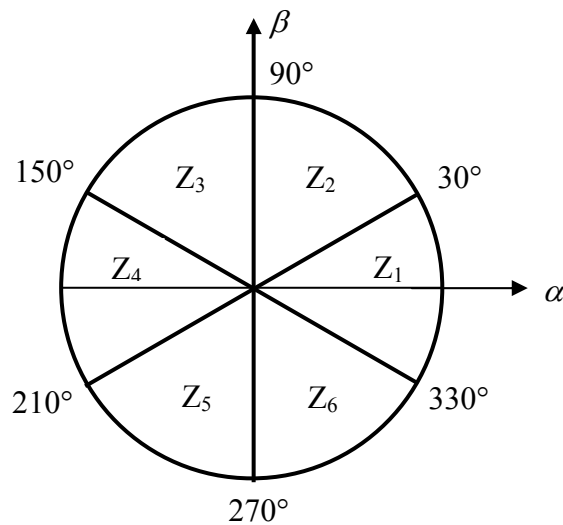


Fig. III.3 : Répartition des zones

Chacune des zones correspond à un angle de 60° .

III.4 Choix du vecteur de tension : [ELB 06], [BEL 05]

Le choix du vecteur de tension statorique V_s dépend de la variation souhaitée pour le module de flux statorique φ_s , du sens de rotation de φ_s et également de l'évolution souhaitée pour le couple.

En se plaçant dans le repère statorique (α, β) , on peut délimiter l'espace de φ_s en le décomposant en six zones appelées secteurs ; déterminées à partir des composantes de flux suivant les axes (α) et (β) . L'axe (α) est choisi confondu avec l'axe (a) de l'enroulement triphasé (a, b, c) .

Lorsque le flux φ_s se trouve dans une zone i ($i = 1, \dots, 6$), le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnant l'un des huit vecteurs tension suivants :

- Si V_{i+1} est sélectionné alors φ_s croît et C_e croît ;
- Si V_{i-1} est sélectionné alors φ_s croît et C_e décroît ;
- Si V_{i+2} est sélectionné alors φ_s décroît et C_e croît ;
- Si V_{i-2} est sélectionné alors φ_s décroît et C_e décroît ;
- Si V_0 , ou V_7 sont sélectionnés, alors la rotation du flux φ_s est arrêtée, d'où une décroissance du couple alors que le module de flux φ_s reste inchangé.

Le niveau d'efficacité des vecteurs de tension appliqués dépend également de la position du vecteur de flux statorique dans la zone i .

En effet, au début de la zone, les vecteurs V_{i+1} et V_{i+2} sont perpendiculaires à φ_s d'où une évolution rapide du couple mais une évolution lente de l'amplitude du flux, alors qu'à la fin de la zone, l'évolution est inverse.

Alors aux vecteurs V_{i-1} et V_{i-2} , il correspond une évolution lente du couple et rapide de l'amplitude de φ_s au début de la zone, alors qu'à la fin de zone c'est le contraire. Quelque soit le sens d'évolution du couple ou du flux, dans la zone i , les deux vecteurs V_i et V_{i+3} ne sont jamais utilisés. En effet, ceux-ci génèrent la composante de flux la plus forte (évolution très rapide de φ_s) mais l'effet sur le couple lui, dépend de la position de φ_s dans la zone, avec un effet nul au milieu de la zone.

Le vecteur de tension statorique V_S à la sortie de l'onduleur à appliquer au moteur, est déduit des écarts de couple et de flux estimés par rapport à leur référence, ainsi que de la position du vecteur φ_s . Un estimateur de module de φ_s et de sa position ainsi qu'un estimateur de couple est donc nécessaire pour une commande DTC.

III.5 Les Estimateurs du flux et du couple : [ELB 06], [LAS 04], [THO 06]

III.5.1 Estimation du flux statorique :

L'estimation du flux peut être réalisée à partir des mesures des grandeurs statoriques courant et tension de la machine.

A partir de l'équation

$$\varphi_S = \int_0^t (V_S - R_S I_S) dt \quad (\text{III.5})$$

On obtient les composantes α et β du vecteur φ_S :

$$\varphi_S = \varphi_{S\alpha} + j\varphi_{S\beta} \quad (\text{III.6})$$

$$\begin{cases} \varphi_{S\alpha} = \int_0^t (V_{S\alpha} - R_S I_{S\alpha}) dt \\ \varphi_{S\beta} = \int_0^t (V_{S\beta} - R_S I_{S\beta}) dt \end{cases} \quad (\text{III.7})$$

On obtient les tensions et à partir des commandes (S_1, S_2, S_3) , de la mesure de la tension U_0 et en appliquant la transformée de Concordia:

$$\bar{V}_S = V_{S\alpha} + jV_{S\beta} \quad (\text{III.8})$$

$$\begin{cases} V_{S\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_0 \left[S_1 - \frac{1}{2}(S_2 + S_3) \right] \\ V_{S\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_0 (S_2 + S_3) \end{cases} \quad (\text{III.9})$$

De même les courants $I_{S\alpha}$ et $I_{S\beta}$ sont obtenus à partir de la mesure des courants réels I_{sa} , I_{sb} , et I_{sc} ($I_{sa} + I_{sb} + I_{sc} = 0$) et par application de la transformation de CONCORDIA:

$$\bar{I}_S = I_{S\alpha} + jI_{S\beta} \quad (\text{III.10})$$

$$\begin{cases} I_{S\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} I_a \\ I_{S\beta} = \frac{\sqrt{2}}{2} (2I_b - I_c) \end{cases} \quad (\text{III.11})$$

Le module du flux statorique s'écrit : [RET 03]

$$\varphi_s = \sqrt{(\varphi_{S\alpha})^2 + (\varphi_{S\beta})^2} \quad (\text{III.12})$$

La zone Z_i dans laquelle se situe le vecteur φ_S est déterminée à partir des composantes $\varphi_{S\alpha}$ et $\varphi_{S\beta}$. L'angle α_S est égal à :

$$\theta_S = \arctg \frac{\varphi_{S\beta}}{\varphi_{S\alpha}} \quad (\text{III.13})$$

III.5.2 Estimation du couple électromagnétique : [RET 03]

Le couple électromagnétique peut estimer à partir des grandeurs estimées du flux $\varphi_{S\alpha}$ et $\varphi_{S\beta}$ et les grandeurs mesurées du courant $I_{S\alpha}$ et $I_{S\beta}$ le couple peut se mettre sous la forme:

$$C_e = P(\varphi_{S\alpha} I_{S\beta} - \varphi_{S\beta} I_{S\alpha}) \quad (\text{III.14})$$

III.6 Elaboration du vecteur de commande :

III.6.1 Le correcteur de flux : [ELB 06]

Son but est de maintenir l'extrémité du vecteur φ_S , dans une couronne circulaire comme le montre la Fig. III.4. La sortie du correcteur doit indiquer le sens d'évolution du module de φ_S , afin de sélectionner le vecteur tension correspondant. Pour cela un simple correcteur à hystérésis à deux niveaux convient parfaitement, et permet de plus d'obtenir de très bonnes performances dynamiques. La sortie du correcteur, représentée par une variable booléenne (cf) indique directement si l'amplitude du flux doit être augmentée ($cf = 1$) ou diminuée ($cf = 0$) de façon à maintenir:

$$\left| (\varphi_S)_{ref} - \varphi_S \right| \leq \Delta\varphi_S$$

Avec :

$(\varphi_S)_{ref}$: La consigne de flux

$\Delta\varphi_S$: La largeur d'hystérésis du correcteur

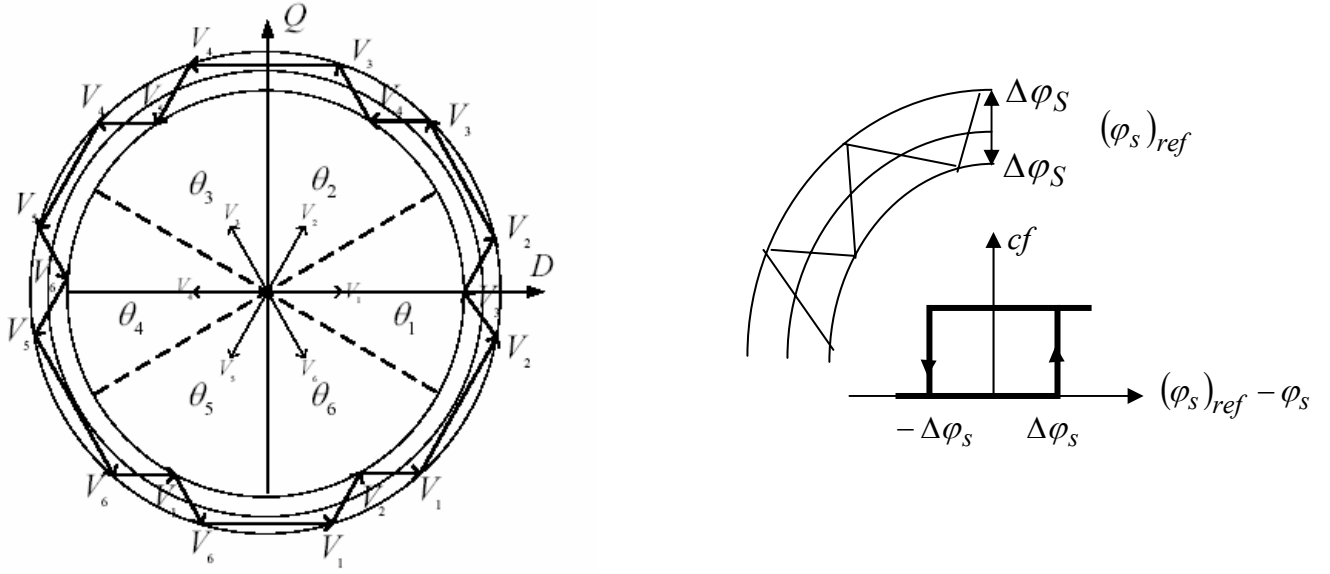


Fig. III.4 : Correcteur de flux à hystérésis et sélection des vecteurs tensions correspondants

III.6.2 Le correcteur de couple :

Le correcteur de couple a pour fonction de maintenir le couple dans les limites :

$$\left| (C_e)_{ref} - C_e \right| \leq \Delta C_e$$

Avec :

$(C_e)_{ref}$: La consigne de couple

ΔC_e : La bande d'hystérésis du correcteur

Cependant une différence avec le contrôle du flux est que le couple peut être positif ou négatif selon le sens de rotation de la machine.

Deux solutions peuvent être envisagées:

- Un correcteur à hystérésis à deux niveaux
- Un correcteur à hystérésis à trois niveaux

A. Le correcteur à deux niveaux :

Ce correcteur est identique à celui utilisé pour le contrôle du module de φ_s . Il n'autorise le contrôle du couple que dans un seul sens de rotation. Ainsi seuls les vecteurs V_{i+1} et V_{i+2} , peuvent être sélectionnés pour faire évoluer le flux φ_s . Par conséquent, la diminution du couple est uniquement réalisée par la sélection des vecteurs nuls.

Avec ce correcteur, pour inverser le sens de rotation de la machine il est nécessaire de croiser deux phases de la machine. Cependant ce correcteur est plus simple à implanter. De plus en sélectionnant correctement les vecteurs nuls suivant les zones Z_i , on s'aperçoit que pour chaque zone i , il y a un bras de l'onduleur qui ne commute jamais, et permet ainsi de diminuer la fréquence moyenne de commutation des interrupteurs, diminuant ainsi les pertes par commutation au niveau de l'onduleur.

B. Le correcteur à hystérésis à trois niveaux : [BEL 05]

Le correcteur à trois niveaux. Il permet de contrôler le moteur dans les deux sens de rotation, soit pour un couple positif ou négatif. La sortie du correcteur, représentée par la variable booléenne Cc indique directement si l'amplitude du couple doit être augmentée en valeur absolue ($Cc = 1$ pour une consigne positive et $Cc = -1$ pour une consigne négative) ou diminuée ($Cc = 0$)

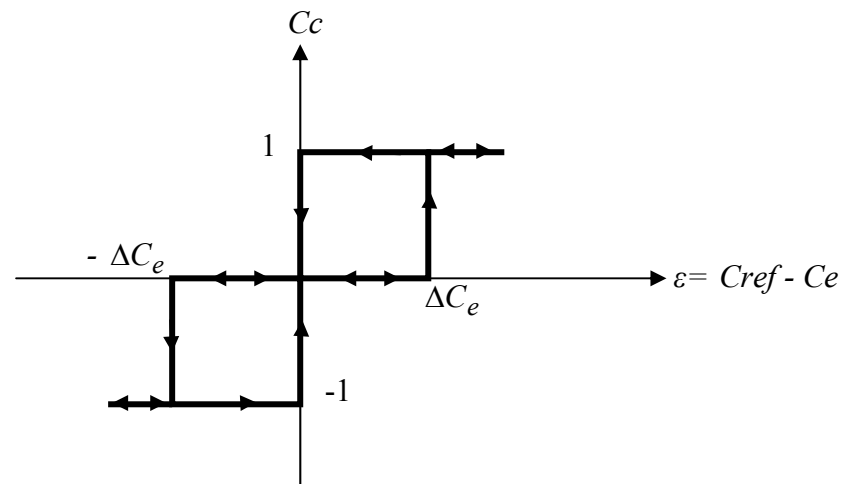


Fig. III.5 : Correcteur de couple à trois niveaux

Le correcteur à trois niveaux permet de fonctionner dans les quatre quadrants sans intervention sur la structure.

III.7. Elaboration de la table de commande : [BOU 05]

La table de commande est construite en fonction de l'état des variables des sorties du correcteur à hystérésis du flux (cf) et du correcteur à hystérésis du couple Cc , et de la zone de position de φ_S elle se présente donc sous la forme suivante :

<i>Flux</i>	<i>Couple</i>	θ_1	θ_2	θ_3	θ_4	θ_5	θ_6
$cf = 1$	$Cc = 1$	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1
	$Cc = 0$	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5
$cf = 0$	$Cc = 1$	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2
	$Cc = 0$	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4

Table. III.2 : Table de commutation sans vecteur nuls

<i>Flux</i>	<i>Couple</i>	θ_1	θ_2	θ_3	θ_4	θ_5	θ_6
$cf = 1$	$Cc = 1$	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1
	$Cc = 0$	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0
$cf = 0$	$Cc = 1$	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2
	$Cc = 0$	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7

Table. III.3 : Table de commutation avec vecteur nuls

<i>Flux</i>	<i>Couple</i>	θ_1	θ_2	θ_3	θ_4	θ_5	θ_6
$cf = 1$	$Cc = 1$	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1
	$Cc = 0$	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0
	$Cc = -1$	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5
$cf = 0$	$Cc = 1$	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2
	$Cc = 0$	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7
	$Cc = -1$	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4

**Table. III.4 : Table de commutation selon TAKAHASHI avec comparateur
à trois niveaux du couple**

Les vecteur V_0 et V_7 sont choisis alternativement pour minimiser le nombre de commutation dans les bras de l'onduleur

III.8 Structure générale de la DTC appliqué au MSAP :

La structure d'une commande par DTC appliquée au MSAP est représentée sur la figure (III.6.). On utilise le tableau classique des séquences proposées par TAKAHASHI. Le choix du vecteur V_s est effectué à chaque période d'échantillonnage T_e .

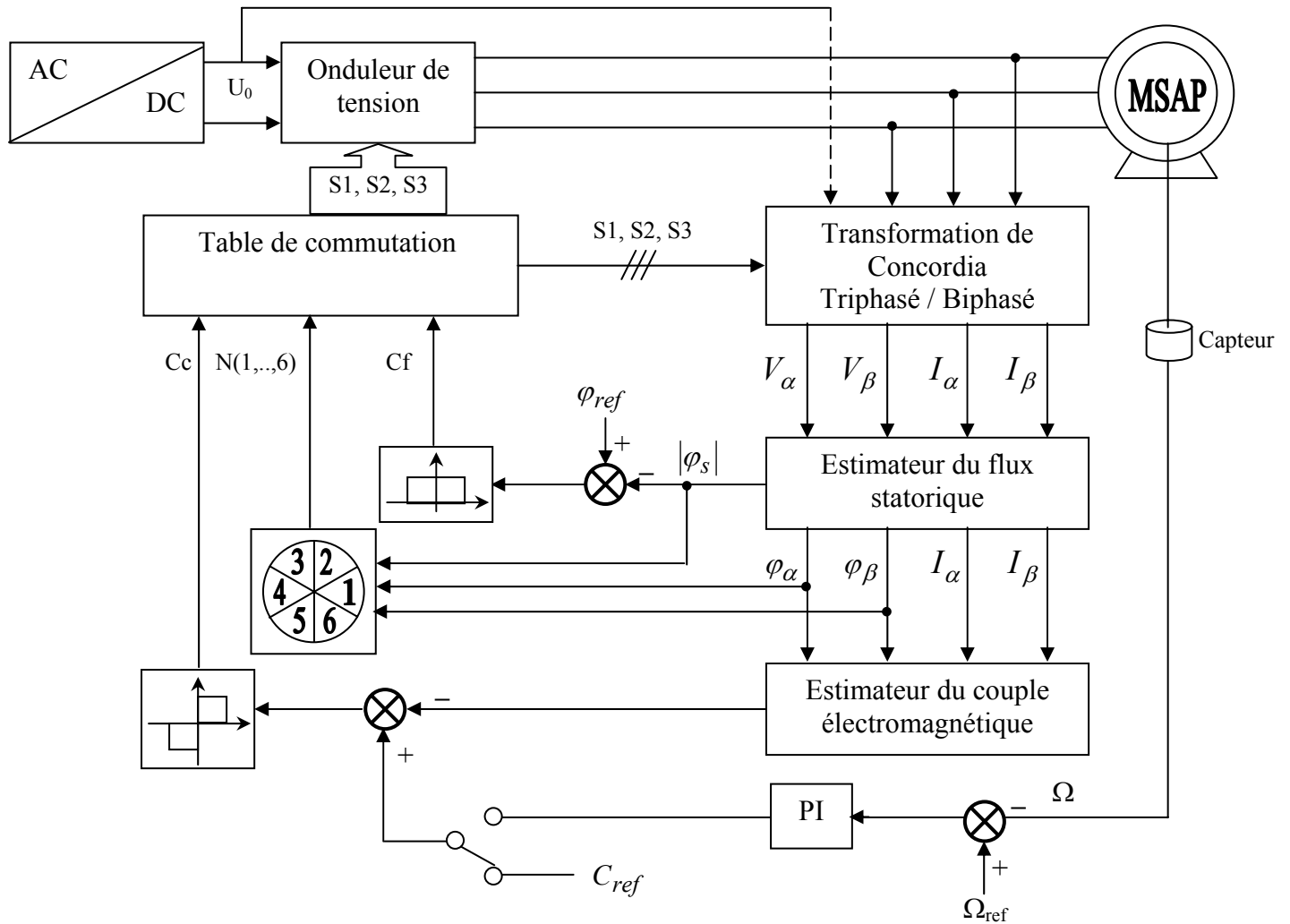


Fig. III.6 : Structure générale de la commande direct de couple (DTC)

III.9 Résultats de la simulation et interprétation :

Pour illustrer le comportement de la structure de commande DTC appliquée à un modèle du MSAP alimenté par un onduleur de tension triphasé, en absence et en présence de la boucle de réglage de la vitesse par un correcteur PI.

Le comportement de la structure de la commande directe du couple, appliquée à une machine synchrone à aimants permanents de 1.5 Kw, est simulé sous l'environnement MATLAB/SIMULINK. La simulation est effectuée dans les conditions suivantes :

La bande d'hystérésis du comparateur du couple est, dans ce cas, fixée à ± 0.01 N.m, et celle du comparateur de flux à ± 0.01 N.m.

- Période d'échantillonnage de $10 \mu s$
- Flux de référence égale $\varphi_{ref} = 0.3$ web

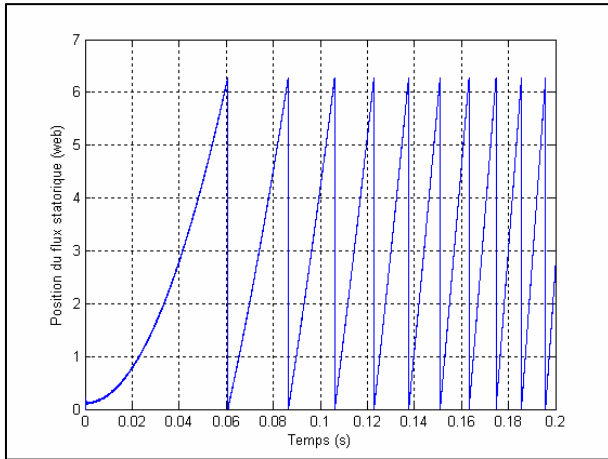
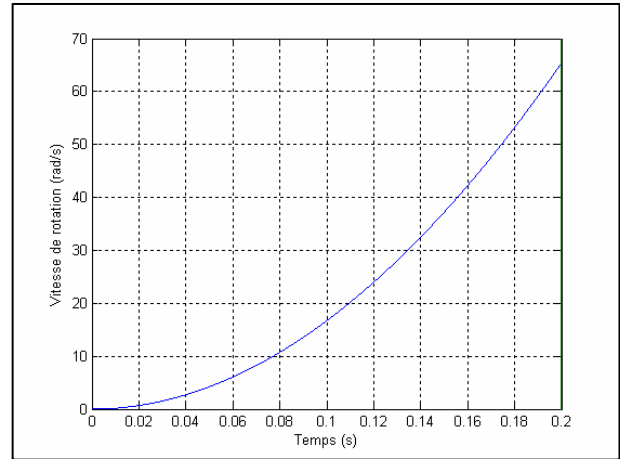
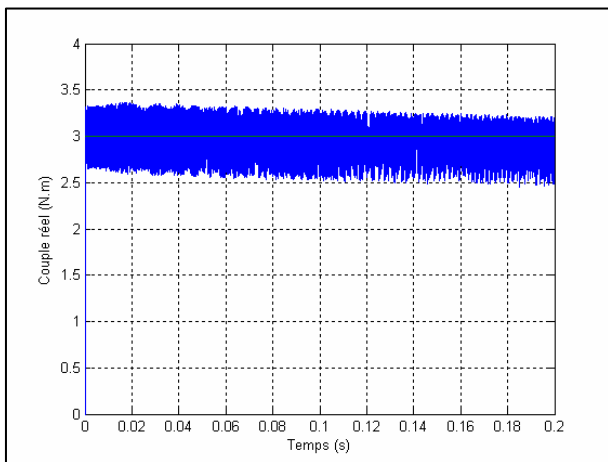
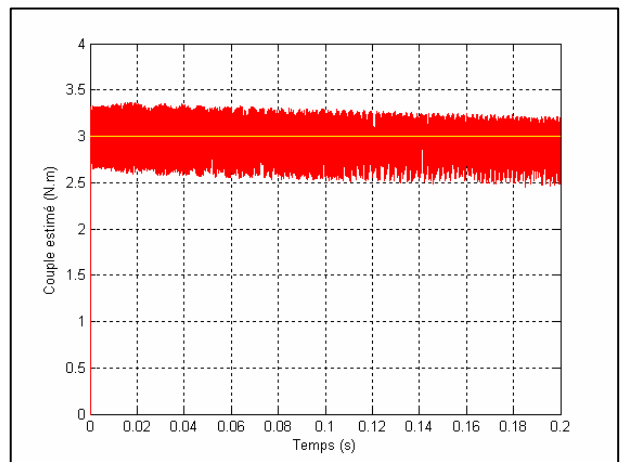
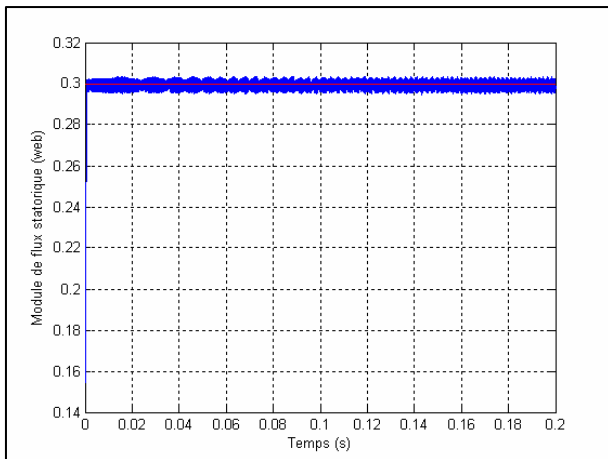
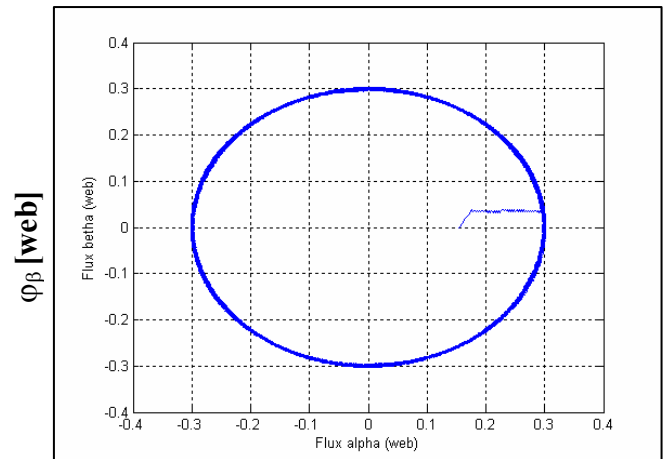
On suppose que la valeur de la résistance statorique utilisée dans le bloc de commande est égale à la résistance R_s nominale effective du moteur

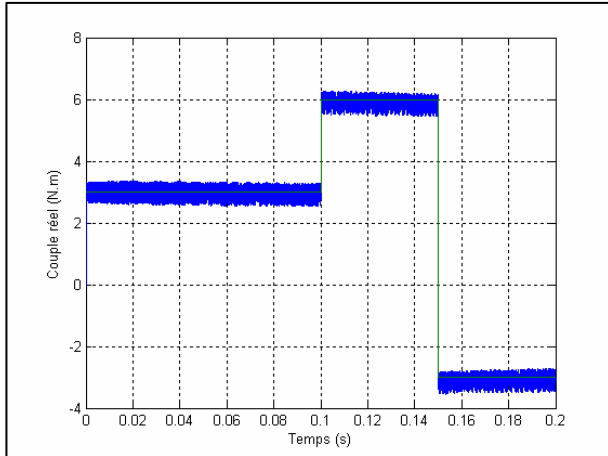
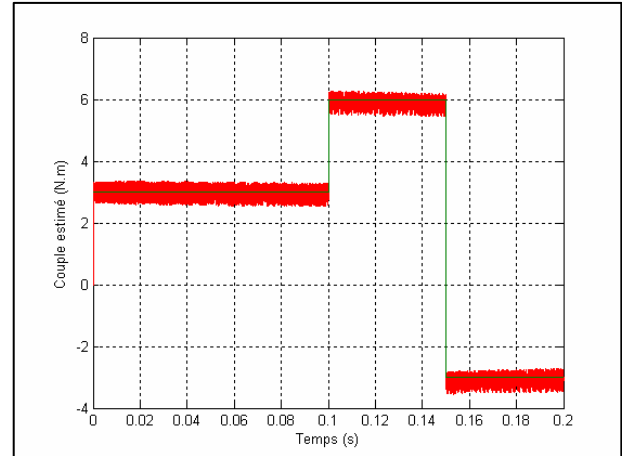
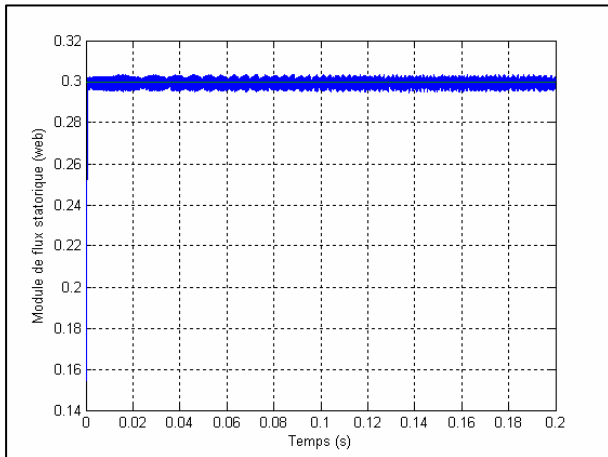
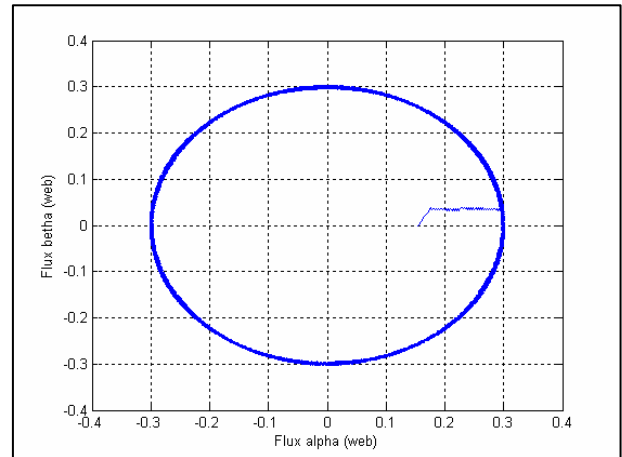
Afin de tester les performances du programme de simulation présenté, nous l'avons exécuté sous différentes conditions.

III.9.1. Commande par DTC sans boucle de vitesse :

La Fig. III.7 représente les résultats de simulation du couple électromagnétique, du flux statorique, de la position de vecteur de flux statorique et la vitesse de rotation pour une consigne de 3 N.m, on remarque que le couple suit parfaitement la valeur de la consigne, en plus le flux statorique il se stabilise à sa référence de 0.3 web.

La Fig. III.8 qui montre l'évolution du couple, du flux statorique dans le repère biphasé (α, β) et pour une référence variable du couple. Le couple suit convenablement sa référence, tandis que le module de flux n'est pas influé par cette variation.

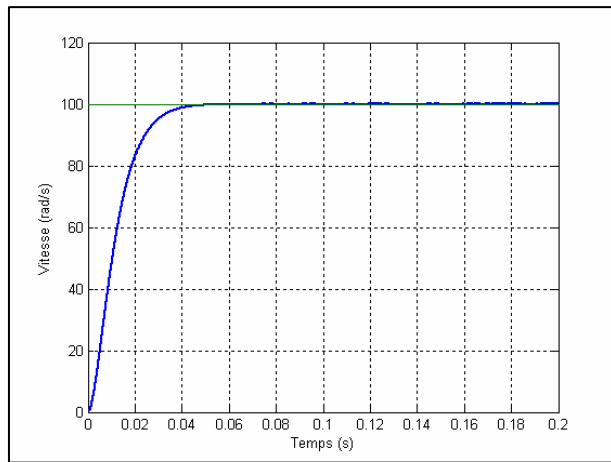
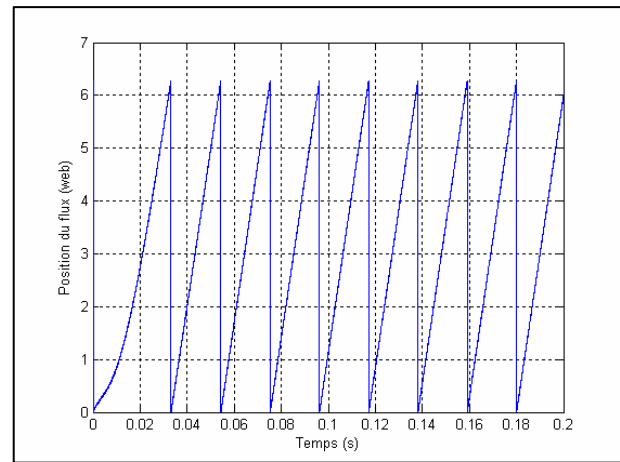
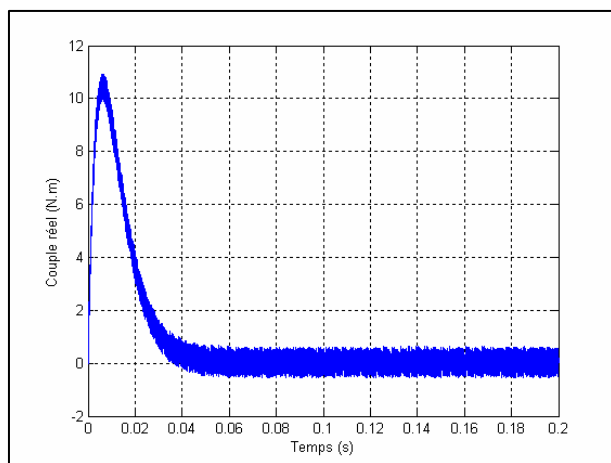
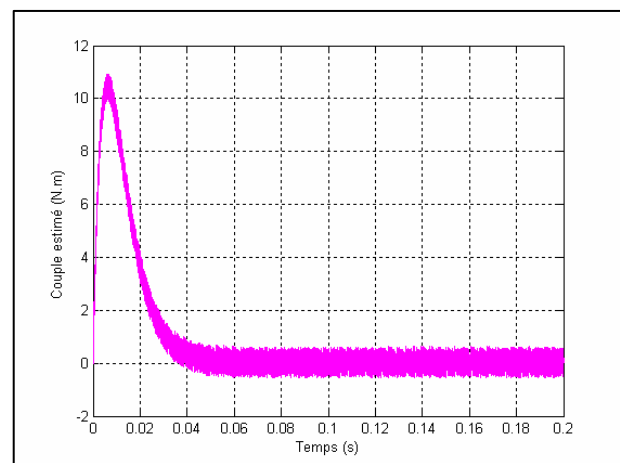
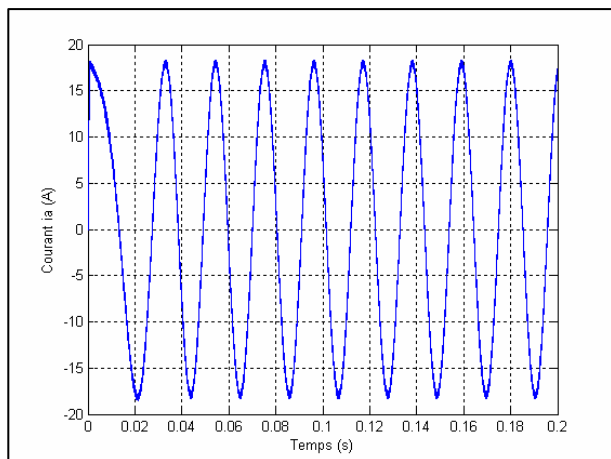
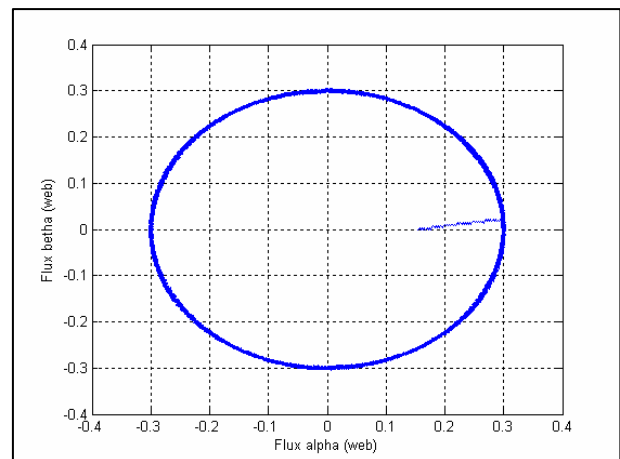
**Position du flux [rad]****Vitesse [rad/s]****Couple réel [N.m]****Couple estimé [N.m]****Module de flux statorique [web]** **φ_α [web]****Fig. III.7 : Résultats de simulation démarrage en charge**

**Couple réel [N.m]****Couple estimé [N.m]****Module de flux statorique [web]** **φ_α [web]****Fig. III.8 : Résultats de simulation pour une référence variable de couple**

III.9.2 Commande avec boucle de vitesse :

On va tester dans cette section la robustesse d'une commande DTC appliqué au MSAP en présence d'une boucle de réglage de la vitesse. La régulation de la vitesse est obtenue par un régulateur de type PI.

La Fig. III.9 présente un démarrage à avide, on constate que la vitesse répons sans dépassement au démarrage avec un temps de réponse très court car la machine est à vide et que l'inertie est faible, est atteinte sa référence exactement de 100 rad/s. au démarrage, le couple électromagnétique atteint valeur maximale et se stabilise à une valeur pratiquement nulle en régime établie. Le courant statorique à une forme sinusoïdale.

**Vitesse de rotation [rad/s]****Position du flux [rad]****Couple réel [N.m]****Couple estimé [N.m]****Courant I_a [A]** **φ_α [web]****Fig. III.9 : Résultats de simulation pour un démarrage à vide**

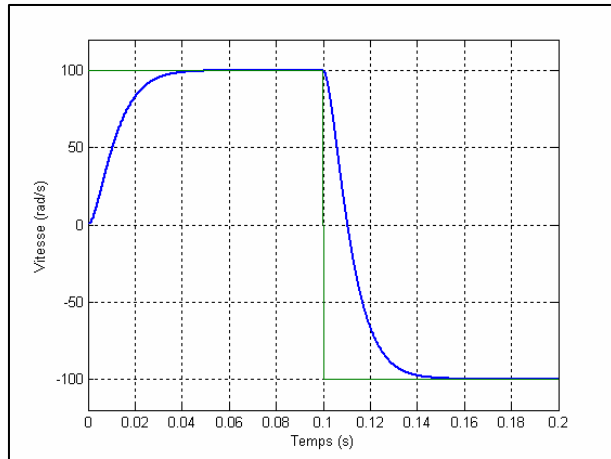
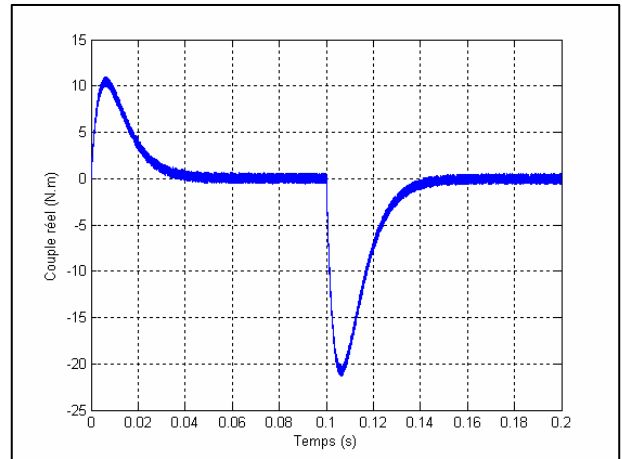
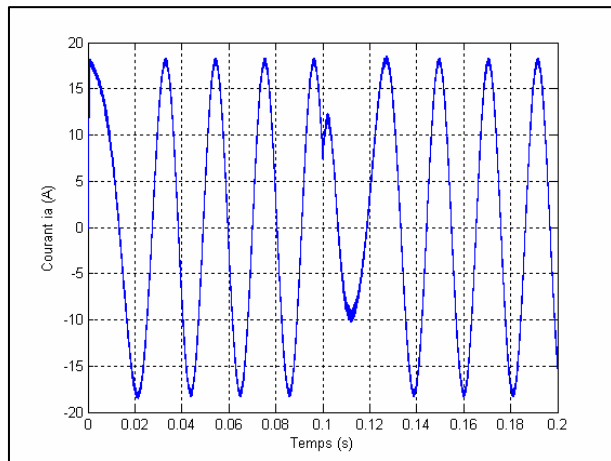
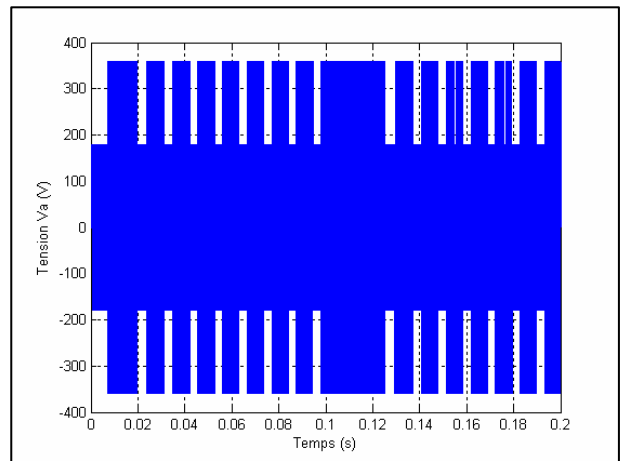
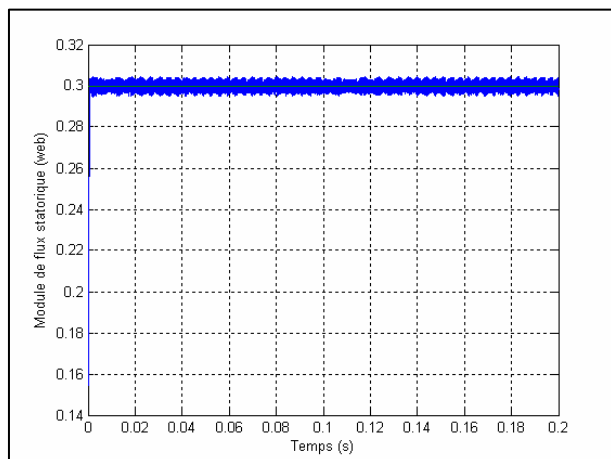
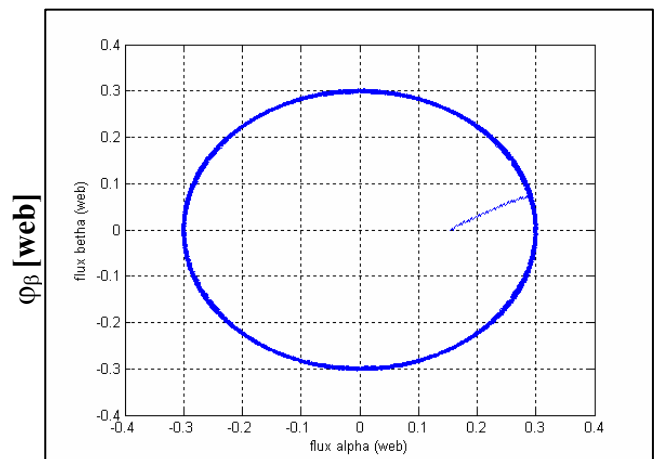
a) Test de robustesse pour l'inversion du sens de rotation de la machine

Pour tester d'avantage de la robustesse de la commande vis à vis à une variation de référence de la vitesse, on introduit un changement de consigne de vitesse de $+100 \text{ rad/s}$ à -100 rad/s à l'instant $t=0.1 \text{ s}$ après un démarrage à vide.

A l'inversion de la vitesse on peut dire que la poursuite en vitesse s'effectue normalement sans dépassement.

Pour la Fig. III.10 qui montre la dynamique de flux de la machine, la trajectoire du flux statorique est pratiquement circulaire, le flux atteint sa référence de contrôle sans aucun dépassement.

La tension V_a donc à une forme d'onde d'allure rectangulaire correspondante au découpage de la tension d'alimentation de l'onduleur.

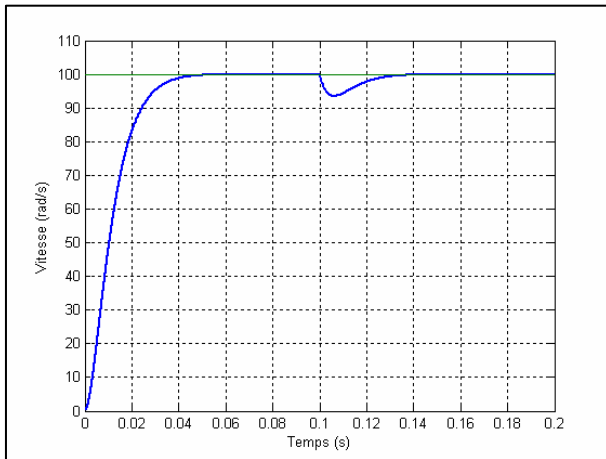
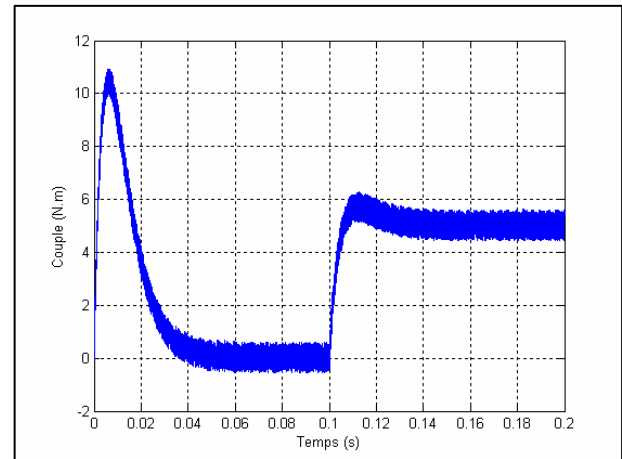
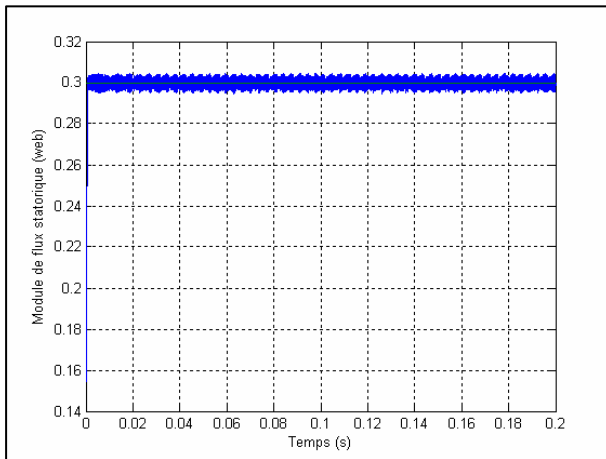
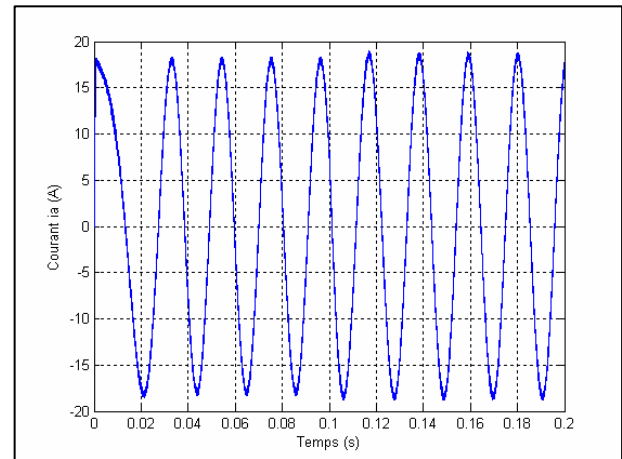
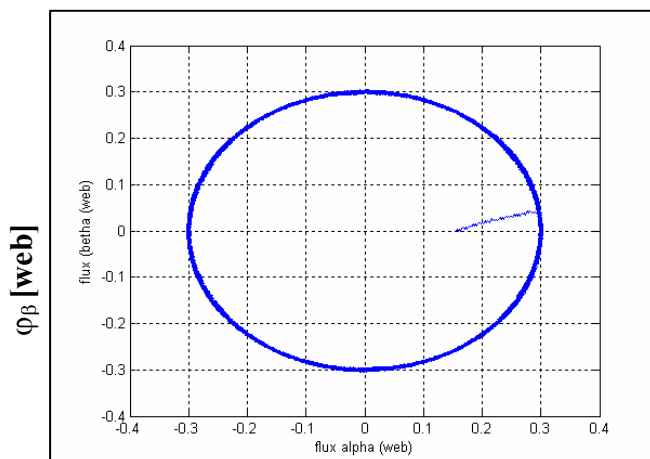
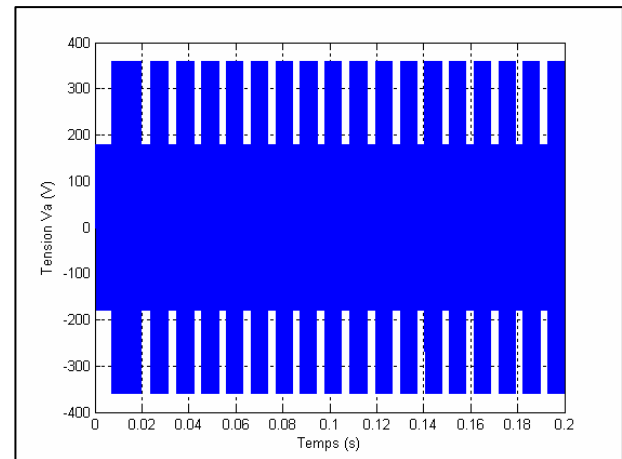
**Vitesse de rotation [rad/s]****Couple réel [N.m]****Courant Ia [A]****Tension Va [V]****Module de flux statorique [web]** **φ_α [web]**

**Fig. III.10 : Résultats de simulation pour inversion de la vitesse
(+100 rad/s à -100rad/s)**

b) Test de robustesse pour une variation de la charge :

La Fig. III.11 présente le résultat de simulation lors de l'application d'un échelon de consigne de 5 N.m à l'instant $t=0.1s$. Dans ce cas de simulation, nous nous apercevons que le couple suit parfaitement la valeur de consigne avec influence négligeable sur la vitesse qui se rétablit rapidement à sa référence qui montre que la DTC présente une haute performance dynamique sans dépassement au démarrage.

On remarque aussi que le flux n'est pas affecté par la variation de la charge, ainsi que Le courant de phase à une forme sinusoïdale est répond avec succès à ce type de test.

**Vitesse de rotation [rad/s]****Couple réel [N.m]****Module de flux statorique [web]****Courant Ia [A]** **φ_α [web]****Tension Va [V]****Fig. III.11 : Résultats de simulation pour application de couple de charge**

III.10. Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons présenté la structure du contrôle directe du couple (DTC) qui apparaît comme un moyen efficace et simple de piloter une MSAP, ainsi il apporte une solution prometteuse aux problèmes de la robustesse et présente des avantages par rapport au contrôle vectorielle classique.

On a abordé une structure de la commande par DTC alimenté par un onduleur de tension, et on a simulé le comportement du MSAP en absence et en présence de la boucle de réglage de vitesse par un correcteur PI. On peut dire que cette stratégie de commande est insensible aux variations des paramètres de la machine, l'estimation de flux ne dépend que de la résistance du stator. De plus la présence des correcteurs à hystérésis produit des oscillations des grandeurs contrôlées (flux et couple).

On conclut que la DTC présente de bonnes performances dynamiques et statiques de couple et de flux. Ainsi elle apporte une solution prometteuse au problème de la robustesse.

Chapitre IV

Etude comparative

IV.1. Introduction :

Afin d'avoir une meilleure appréciation des résultats obtenus à travers les deux commandes étudiées (la commande vectorielle (FOC) et la commande directe de couple (DTC)) appliquées à la machine synchrones à aimants permanents (MSAP), il est nécessaire d'effectuer une comparaison des caractéristiques statiques et dynamiques des deux techniques de commande et ce dans les mêmes conditions de fonctionnement (référence, charges perturbation, ...etc.) et dans la même configuration de simulation (pas d'échantillonnage, durée de simulation,...etc.).

Dans ce chapitre on présentera les avantages et les inconvénients de chaque type de commande, la meilleur commande sera celle qui répond mieux au exigence à savoir :

- Meilleur performances statique et dynamiques
- Meilleurs poursuites des consignes de contrôle
- Meilleurs rejets de perturbations
- Insensibilité aux variations des paramètres

On a réalisé deux sortes de comparaison relative aux configurations avec et sans boucle de vitesse.

IV.2. Comparaison au niveau du régime statique et dynamique :

Une description claire et complète du comportement dynamique des machines est le point clé pour leur application dans la commande de la vitesse ou du couple dans les systèmes d'entraînements.

Si le stator du moteur synchrone est alimenté par un système triphasé, il se produit à un régime transitoire dont la finalité est l'établissement à un régime permanant, L'objectif est d'avoir une réponse rapide ce qui caractérise le meilleur contrôleur. [BEL 05]

IV.2.1 Commande avec boucle de vitesse :

A. Comparaison au niveau de la régulation de la vitesse :

La Fig. IV.1, IV.2, illustrent les résultats de simulation des deux techniques de commande FOC à hystérésis et la DTC, Où on applique un couple de charge égale à 5N.m à $t=0.1s$, et une vitesse de référence égale à 100rad/s.

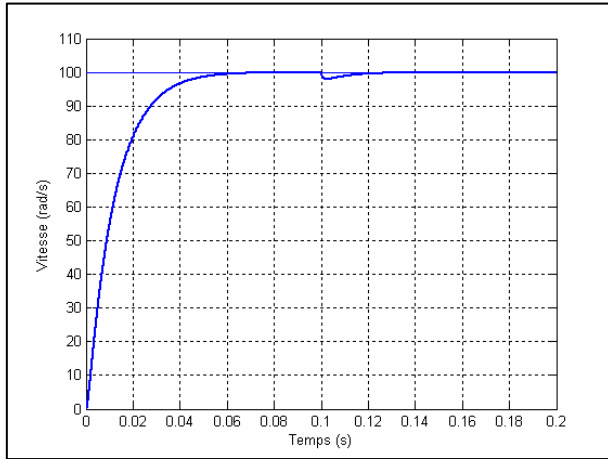
On remarque que la FOC à hystérésis présente un pic de couple au démarrage plus grand qu'au DTC, et une réponse rapide du couple dû à application de la charge à $t=0.1s$, ce qui permet le rejet rapide de la perturbation.

Au niveau de la vitesse, on remarque que la DTC présente une haute dynamique sans dépassement, au démarrage, et le temps de réponse est réduit par rapport au FOC à hystérésis.

Pour la réponse du module de flux statorique, il atteint sa valeur de référence sans dépassement pour la DTC, par contre au FOC à hystérésis on remarque un dépassement au démarrage.

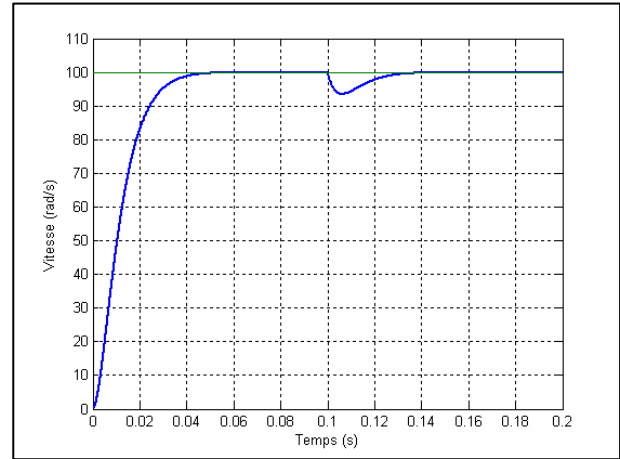
Par ailleurs, la Fig. IV.1, présente les réponses en courant, on remarque qu'ils sont presque une forme sinusoïdale avec une petite perturbation grâce à la variation de la charge.

(a)

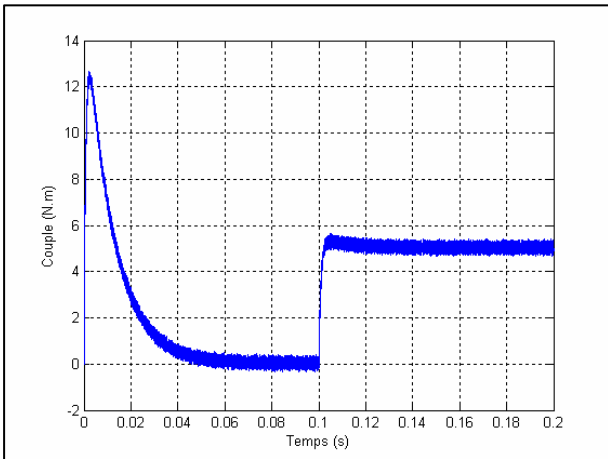


Vitesse de rotation [rad/s]

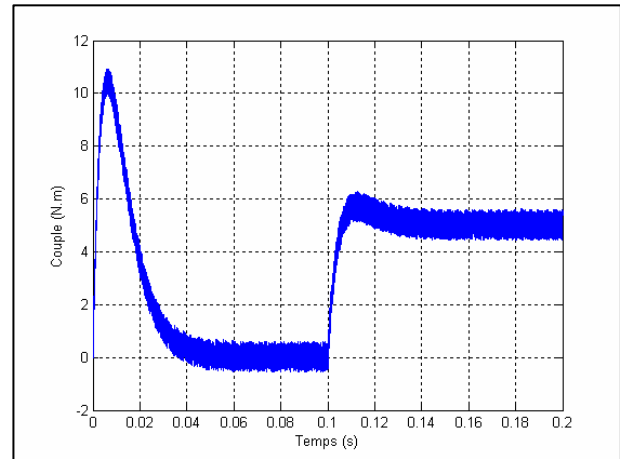
(b)



Vitesse de rotation [rad/s]



Couple [N.m]



Couple [N.m]

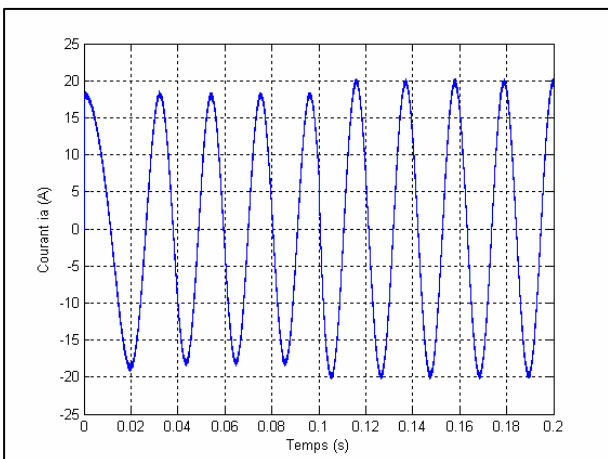
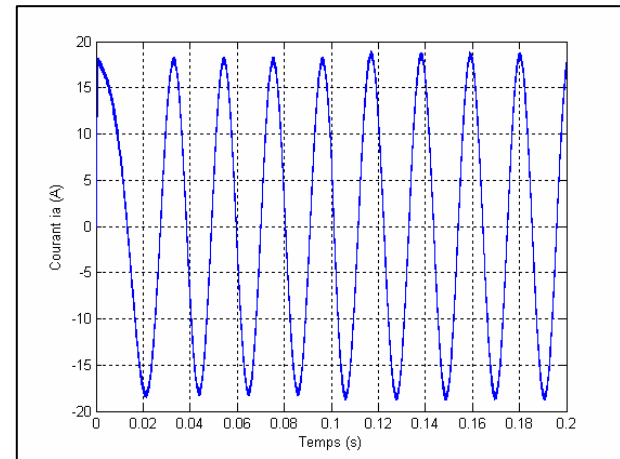
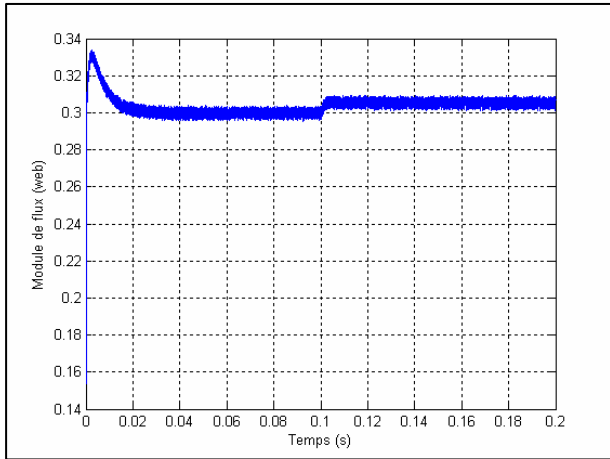
Courant i_a [A]Courant i_a [A]

Fig. IV.1 : Régulation de la vitesse suivie d'une application de couple de charge à l'instant $t = 0.1$ s

(a) FOC

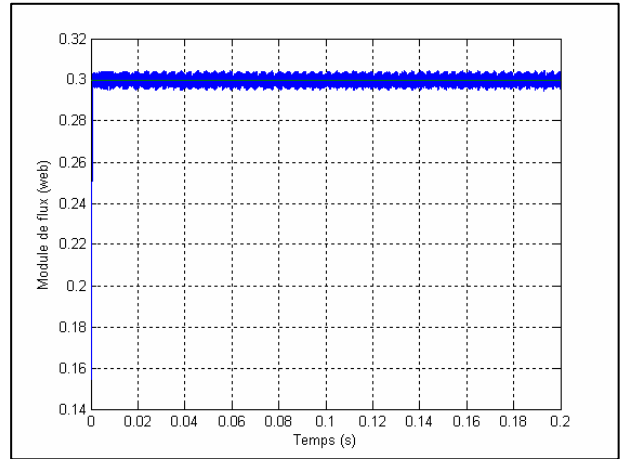
(b) DTC

(a)

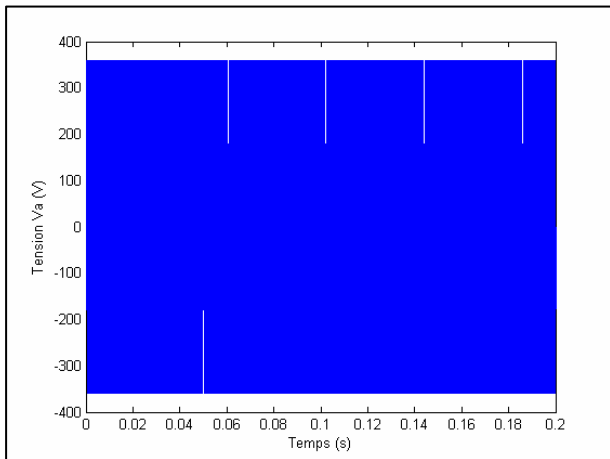


Module de flux statorique [web]

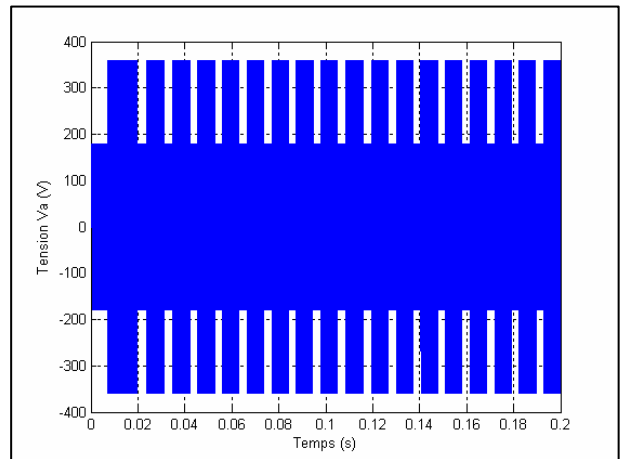
(b)



Module de flux statorique [web]



Tension Va [V]



Tension Va [V]

**Fig. IV.2 : Régulation de la vitesse suivie d'une application de couple de charge
À l'instant $t = 0.1$ s**

(a) FOC

(b) DTC

B. Test de robustesse pour l'inversion de rotation de la machine :

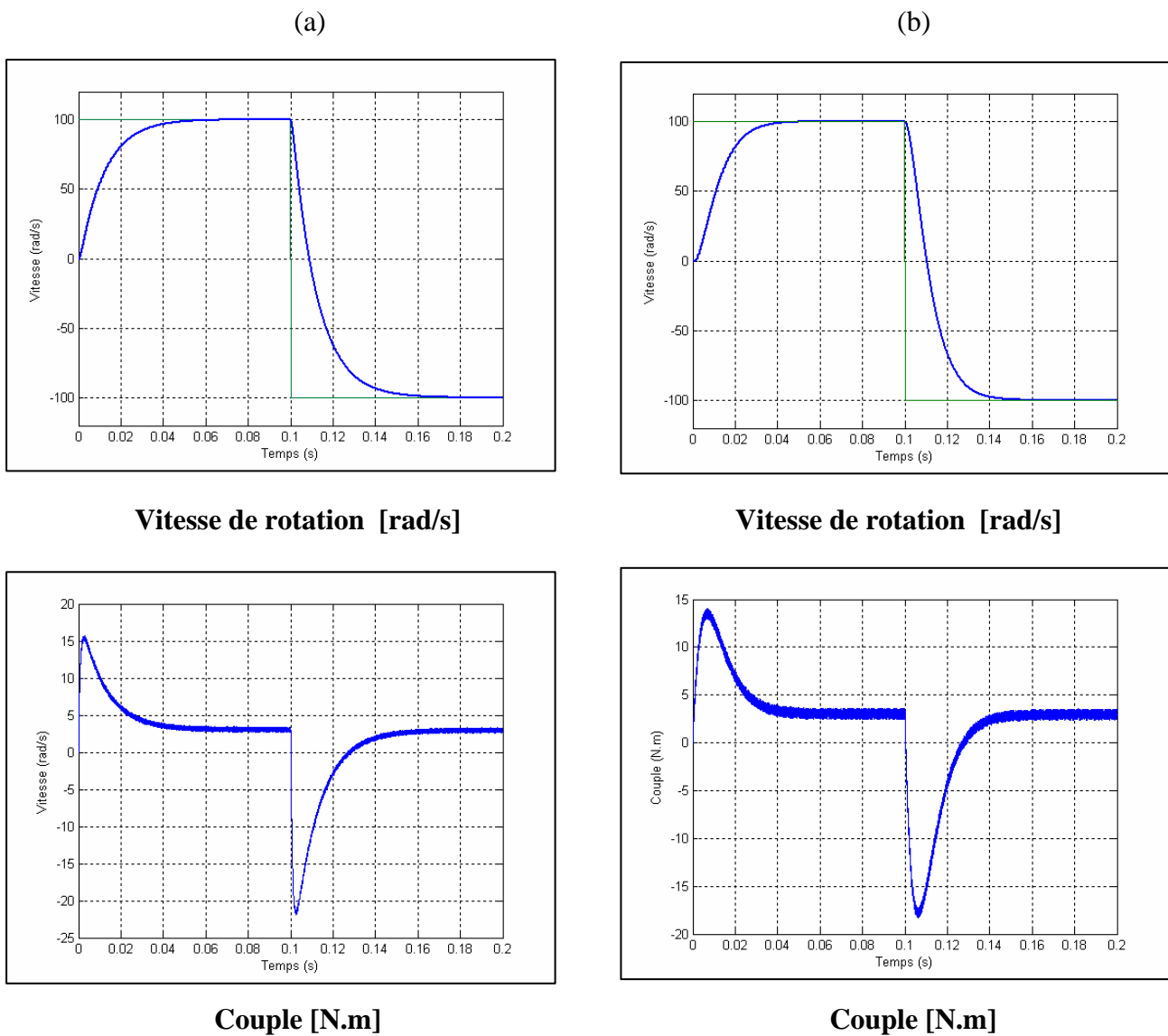
Afin de tester la robustesse des deux techniques de commande vis-à-vis à l'inversion du sens de rotation, on a introduit un changement de la consigne de la vitesse de référence de $+100 \text{ rad/s}$ à -100 rad/s à l'instant $t = 0.1 \text{ s}$, après un démarrage à couple résistant de 3 N.m .

La Fig. IV.3 donne la réponse de la vitesse, on peut dire que la poursuite en vitesse s'effectue normalement et sans dépassement pour les deux techniques de commande.

On observe que le FOC à hystérésis présente un pic de couple supérieur à celui de la DTC.

La Fig. IV.4 présente le module de flux statorique, il atteint sa référence de contrôle sans dépassement dans la DTC, en effet contraire au FOC à hystérésis.

On observe un changement instantané pour les courants de phase.

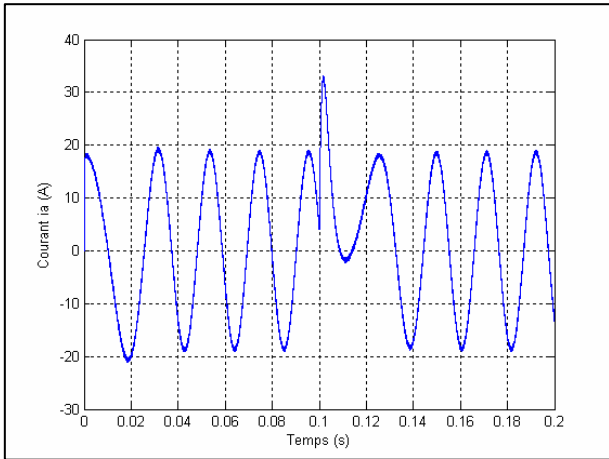


**Fig. IV.3 : Comparaison au niveau de l'inversion de sens de rotation de la machine
($+100 \text{ rad/s}$ à -100 rad/s)**

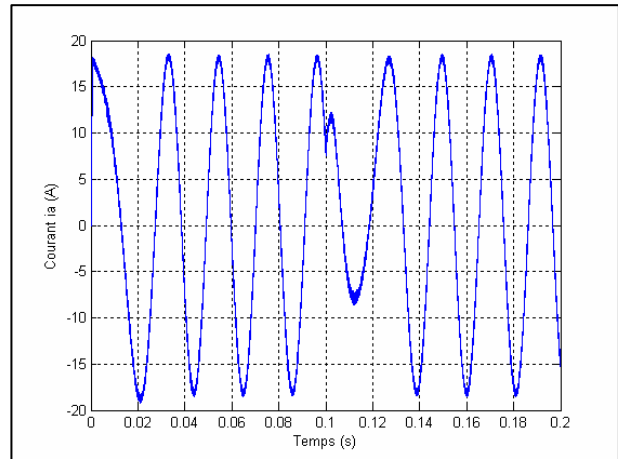
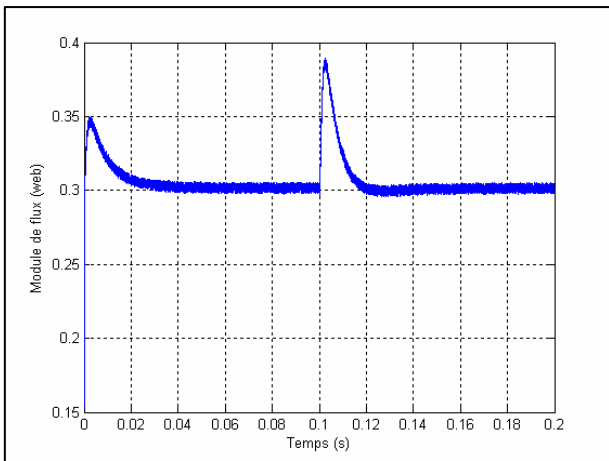
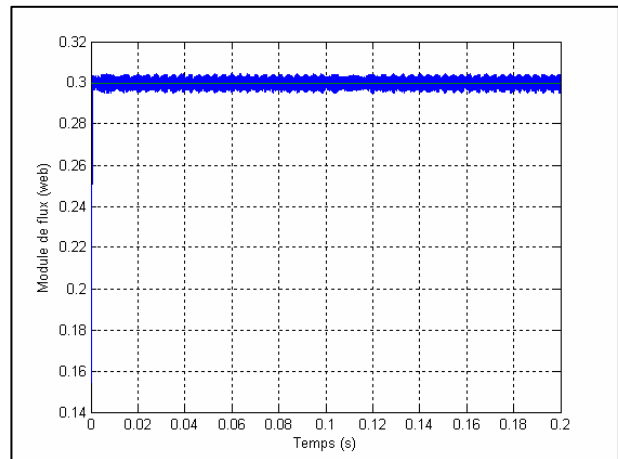
(a) FOC

(b) DTC

(a)

**Courant Ia [A]**

(b)

**Courant Ia [A]****Module de flux statorique [web]****Module de flux statorique [web]**

**Fig. IV.4: Comparaison au niveau de l'inversion de sens de rotation de la machine
(+100 rad/s à - 100 rad/s)**

(a) FOC

(b) DTC

C. Test de robustesse pour variation de charge :

La Fig. IV.5 et IV.6 représentent la vitesse, le couple et les courants de la machine dans le cas de démarrage à vide et pour un échelon de vitesse égale à 100rad/s.

A l'instant $t = 0.1s$ on lui applique un couple de 5N.m, puis à l'instant $t = 0.15s$ on applique un couple de 0N.m, on constate que le couple répond instantanément, et que la vitesse rejoint sa référence après une petite déformation rejoint sa référence après une petite déformation pour le cas de FOC. Par contre dans le cas du DTC la vitesse rejoint sa référence après une déformation considérable et s'établit à l'instant $t=0.18s$.

Pour les deux types de commande on remarque que les courants sont insensibles aux variations de la charge.

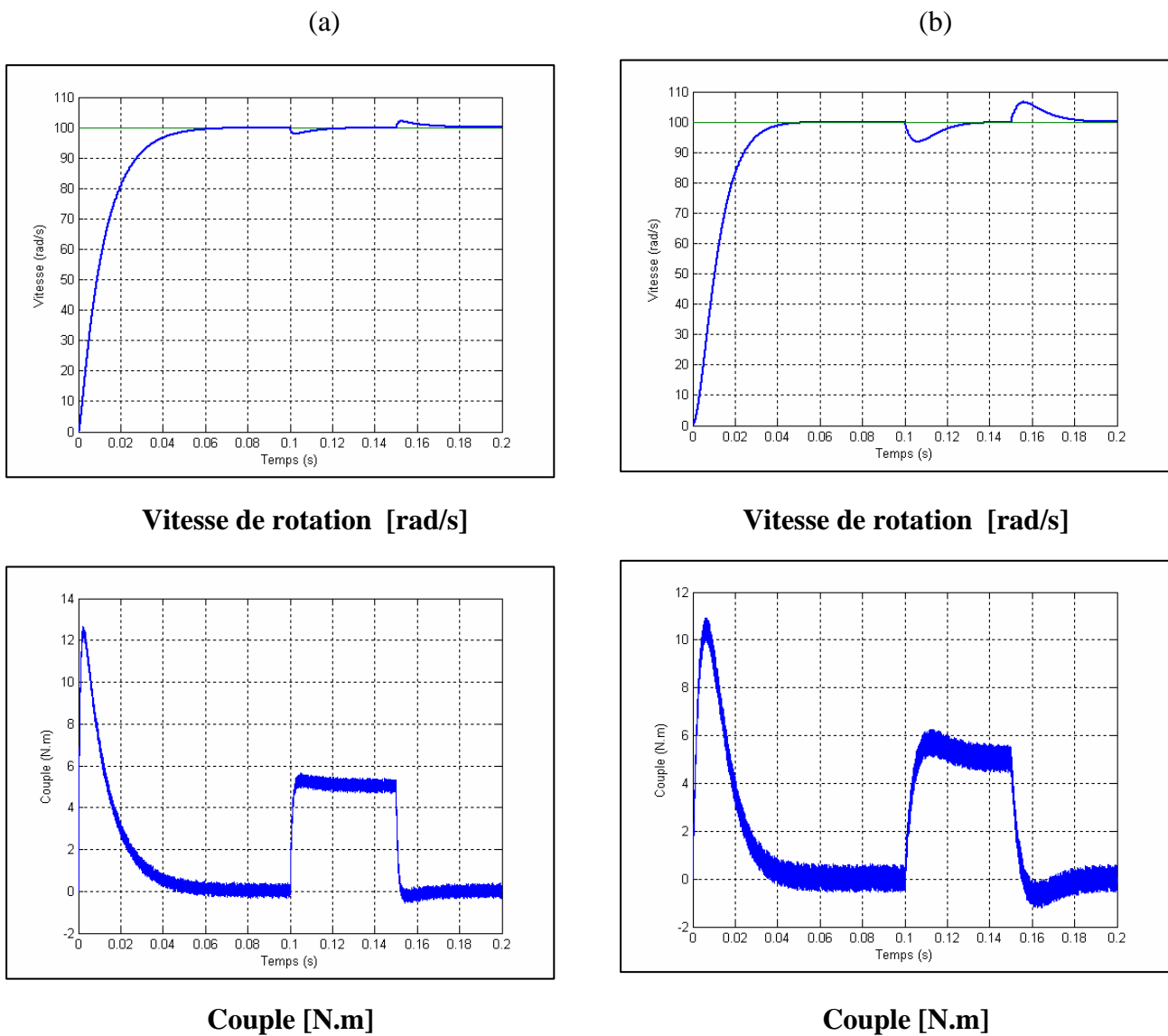
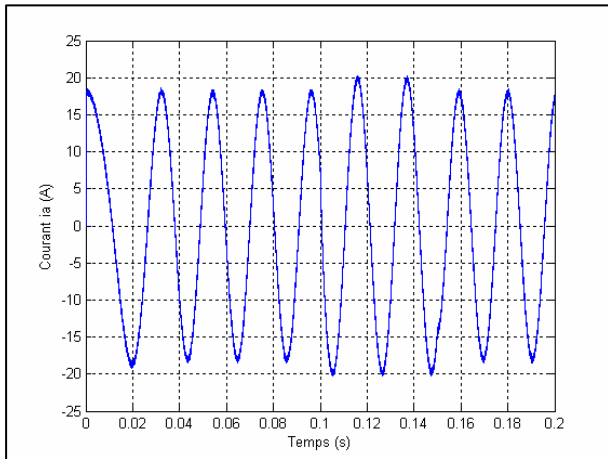


Fig. IV.5 : Comparaison au niveau de la variation de couple de charge

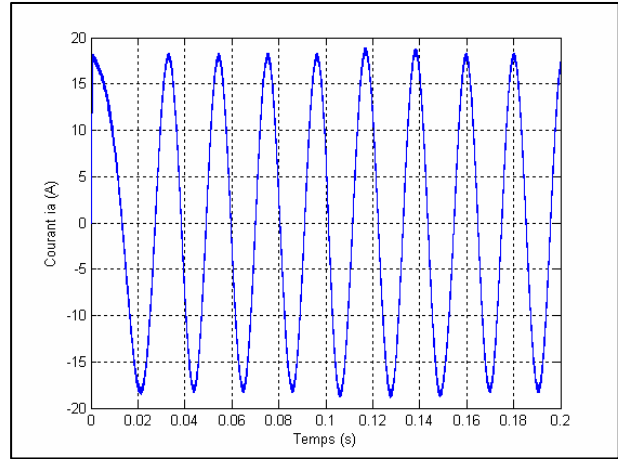
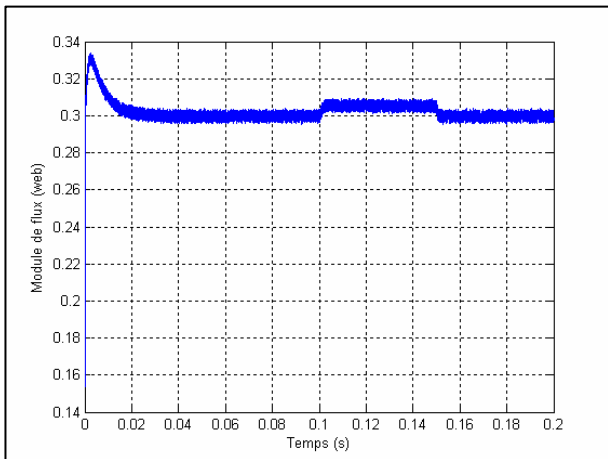
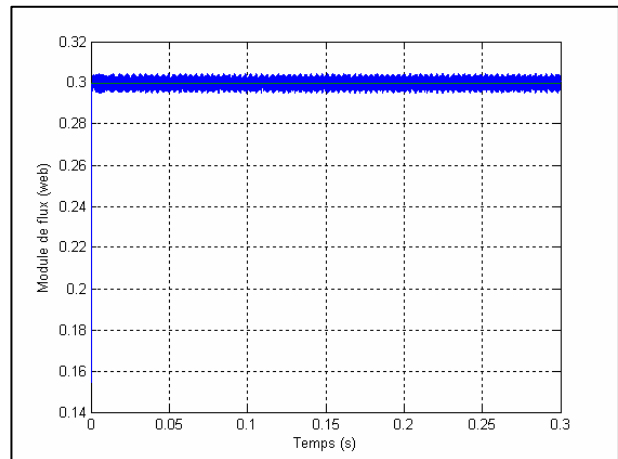
(a) FOC

(b) DTC

(a)

**Courant Ia [A]**

(b)

**Courant Ia [A]****Module de flux statorique [web]****Module de flux statorique [web]****Fig. IV.6 : Comparaison au niveau de la variation de couple de charge**

(a) FOC

(b) DTC

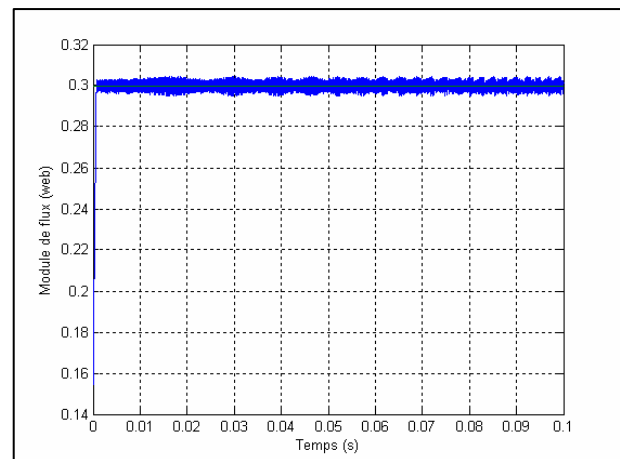
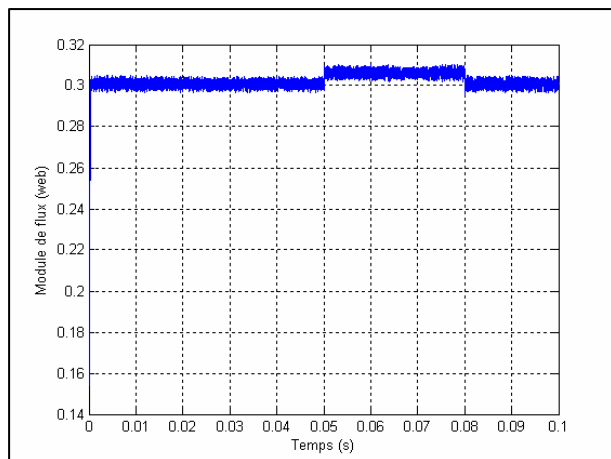
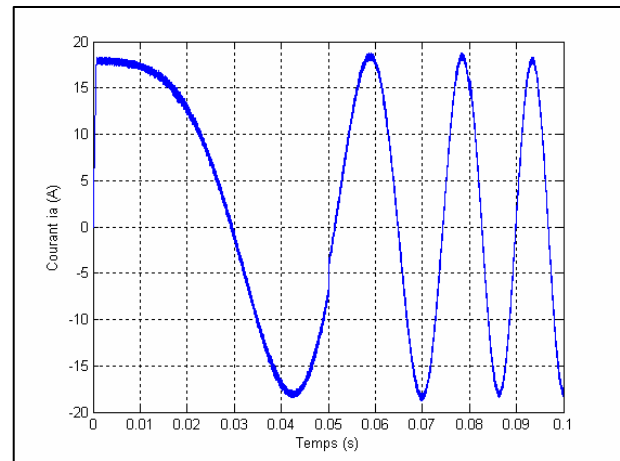
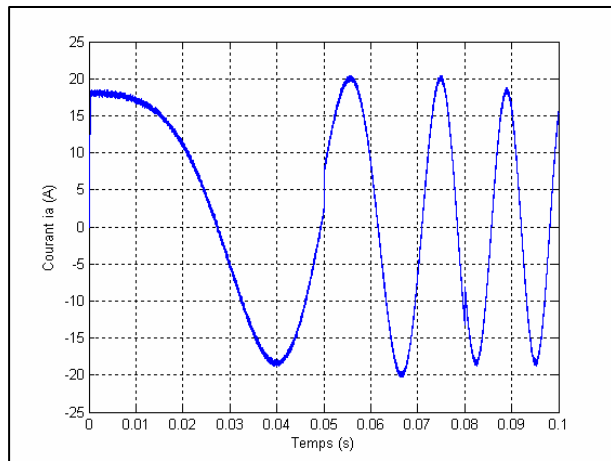
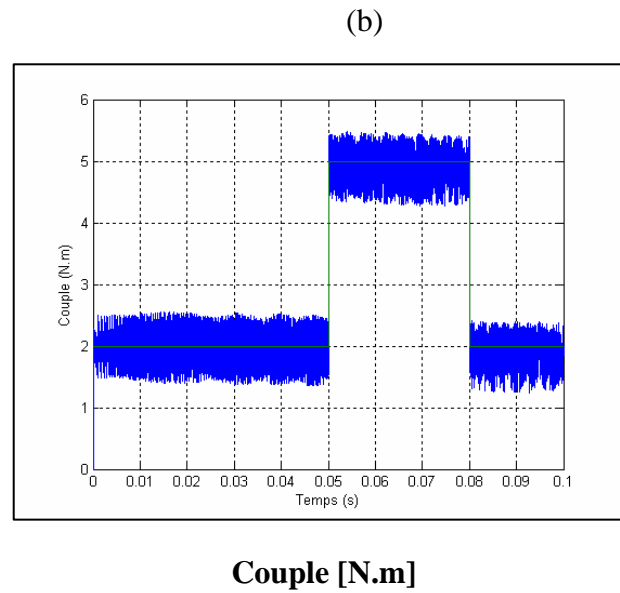
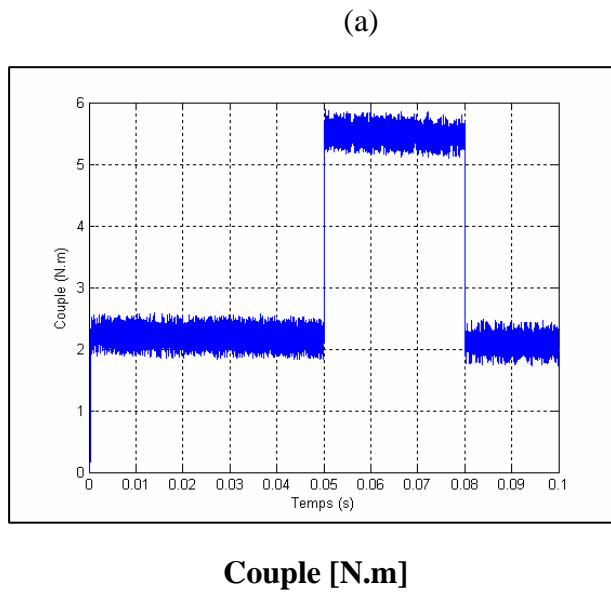
IV.2.2. Commande sans boucle de vitesse:

La commande directe du couple, sans la nécessité d'un contrôle de vitesse, est largement rencontrée dans des nombreuses applications industrielles. La DTC, par sa nature, est la commande la plus adaptée à ce type d'applications puisqu'elle ne nécessite aucun capteur ou estimateur de vitesse du rotor.

La Fig. IV.7 montre les réponses du couple pour l'application de deux échelons de couple de référence (2N.m et 5N.m), la comparaison de ces résultats montre que la DTC exhibe de très hautes dynamiques et précision de réponse du couple d'autre part le FOC à hystérésis partage ces propriétés malgré quelle est mauvaise.

Les dynamiques du flux et du courant statorique sont illustrées dans la Fig. IV.7, on constate que le courant à une forme sinusoïdale or que le flux s'établie rapidement pour les deux cas, en addition la tension statorique à une forme d'une MLI dans les deux types de commande.

La Fig. IV.8, montre les composantes du flux rotorique pour le FOC à hystérésis ou l'on voit un découplage parfait, de plus elle contrôle le flux en boucle ouverte.



Module de flux statorique [web]

Module de flux statorique [web]

Fig. IV.7 : Comparaison des résultats de simulation dans le cas de contrôle sans boucle de vitesse

(a) FOC

(b) DTC

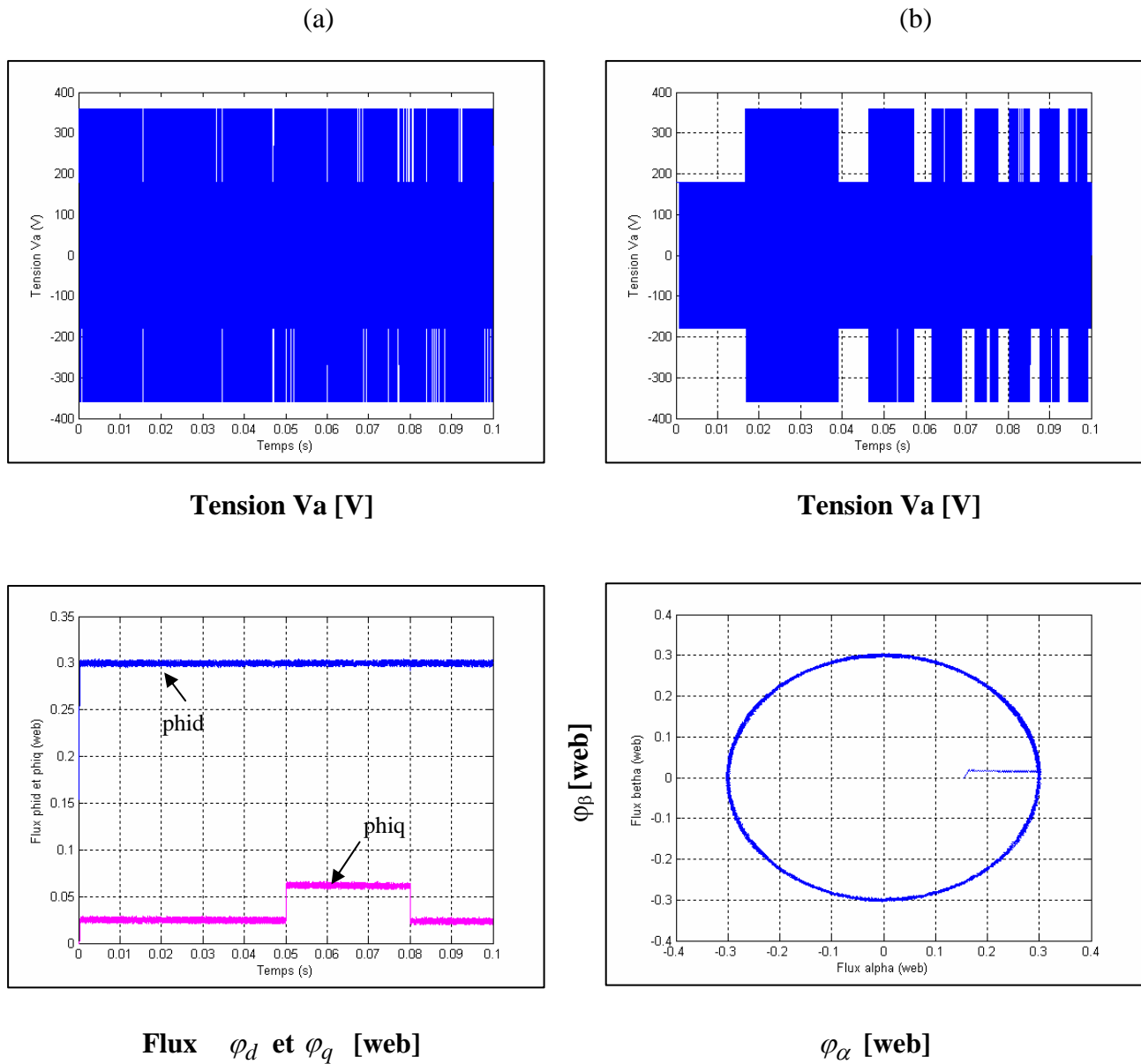


Fig. IV.8 : Comparaison des résultats de simulation dans le cas de contrôle sans boucle de vitesse

(a) FOC

(b) DTC

IV.3. Comparaison entre la DTC et la commande vectorielle:

La DTC ne nécessite pas de mesure mécanique telle que celle de la vitesse ou de la position de la machine, de plus la sensibilité aux paramètres de la machine est nettement atténuée dans le cas de la DTC, puisque l'estimation du flux se fait en fonction d'un seul paramètre à savoir la résistance statorique. En outre, MLI est remplacée, dans cette commande par une simple table de commutation ce qui la rend, d'autant plus facile.

La commande DTC a pour avantages :

- ❖ La réduction du temps de réponse du couple.
- ❖ La robustesse par rapport à la variation des paramètres de la machine et de l'alimentation.
- ❖ L'imposition directe de l'amplitude des ondulations du couple et du flux.
- ❖ Elle s'adapte par nature à l'absence de capteur mécanique connecté à l'arbre moteur.

Elle présente deux problèmes majeurs :

- ❖ L'absence de maîtrise des harmoniques de couple (compatibilité électromagnétique, bruit audible, variation de la qualité acoustique).

Le contrôle vectoriel par orientation du flux rotorique FOC a été développé pour supprimer le couplage interne de la machine, provoquant des variations du flux liées à celles du couple.

Beaucoup de travaux ont été effectués sur le contrôle vectoriel et de nombreux variateurs avec cette commande sont réalisés et utilisés pour de multiples applications, dans des domaines de puissance et de vitesse très variés. Cependant, bien qu'il donne des performances élevées à la machine le contrôle vectoriel par orientation du flux rotorique présente un certain nombre d'avantage :

- ❖ De permettre un découplage entre le flux et le couple assez simple, ainsi une large plage de vitesse

Et un nombre d'inconvénients :

- ❖ 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.
- ❖ 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.

❖ l'utilisation d'un capteur mécanique augmente le coût du système de commande et accroît les problèmes de fiabilité.

Le Tabl. IV.1 résume une étude comparative des performances entre la commande FOC et la DTC :

	Contrôleur	
	FOC	DTC
Transformation donnée	Présente	Néant
Dynamique	Elevée	Elevée
Robustesse	Robuste	Robuste
Capteur des vitesses	Nécessaire	Moins nécessaire
Variation des paramètres	Grande	Moyenne
Commande rapprochée	Nécessite à MLI	Pas de MLI
Découplage	Nécessite d'orientation	Naturelle
Comportement à basse vitesse	Bon	Médiocre
Référence de coordonnées	Coordonnée liée au champ tournant «dq»	Stationnaire « α, β »
Régulateurs	Trois Régulateurs à hystérésis pour les courants statoriques	Régulateur de couple (à hystérésis) Régulateur de flux (à hystérésis)

Tabl. IV.1 : Etude comparative de la commande vectorielle et de la DTC

IV.4. Conclusion :

Dans ce chapitre, on a présenté une étude comparative des performances statique et dynamiques des deux types de commande : FOC à hystérésis et la DTC

Les résultats de simulation nous montrent que les réponses avec le FOC à hystérésis sont plus robustes lors des variations des charges.

Elles permettent en outre, un découplage parfait entre le contrôle du flux et du couple.

La DTC comparée à la commande vectorielle, paraît plus simple à mettre en œuvre et ne nécessite pas de capteur de vitesse.

La DTC qui, à partir de références externes telles comme le couple et le flux, ne recherche pas, comme dans les commandes vectorielles les tensions à appliquer à la machine, mais recherche le meilleur état de commutation de l'onduleur pour satisfaire aux exigences de utilisateur. Ce type de commande requiert des éléments non linéaires de type hystérésis.

En effet, si nous considérons comme objet de la commande l'ensemble convertisseur machine, il s'agit à un instant donné de choisir un état de commutation et sa durée pour approcher au mieux des références représentées par des grandeurs électriques telles que des courants de flux et de couple.

Chapitre V

Commande sans capteurs
mécaniques de vitesse et de
position

V.1. Introduction :

Dans les commandes des moteurs synchrones à aimants permanents, le capteur de vitesse est indésirable, L'incorporation de ces capteurs dans les systèmes peut augmenter leur complexité et leur encombrement. D'un autre coté, les mesures provenant de ces capteurs sont souvent bruitées et erronées surtout aux faibles vitesses. [LAA 01].

Nous avons donc cherché une structure permettant de commander le moteur (autopilotage dans le cas d'une commande ou d'une commande en vitesse) à partir de la seule mesure des courants et des tensions statoriques.

Ce chapitre présente une description générale d'un contrôle sans capteurs de vitesse et de position d'une MSAP alimentée par un onduleur de tension à *MLI*.

V.2. Principe d'un observateur : [BOU 01]

Un observateur est un développement mathématique permettant de reconstituer les états internes d'un système à partir uniquement des données accessibles, c'est-à-dire les entrées et les sorties mesurées.

L'observateur fait deux phases ; la première est une étape d'estimation et la seconde est une étape de correction. L'estimation se fait par le calcul des grandeurs d'état à l'aide de modèles proches du système, et la correction se fait par l'addition ou la soustraction de la différence entre les états estimés et ceux mesurés (erreur d'estimation) que l'on multiplie par un gain K . ce gain régit la dynamique et la robustesse de l'observateur. Fig. V.1.

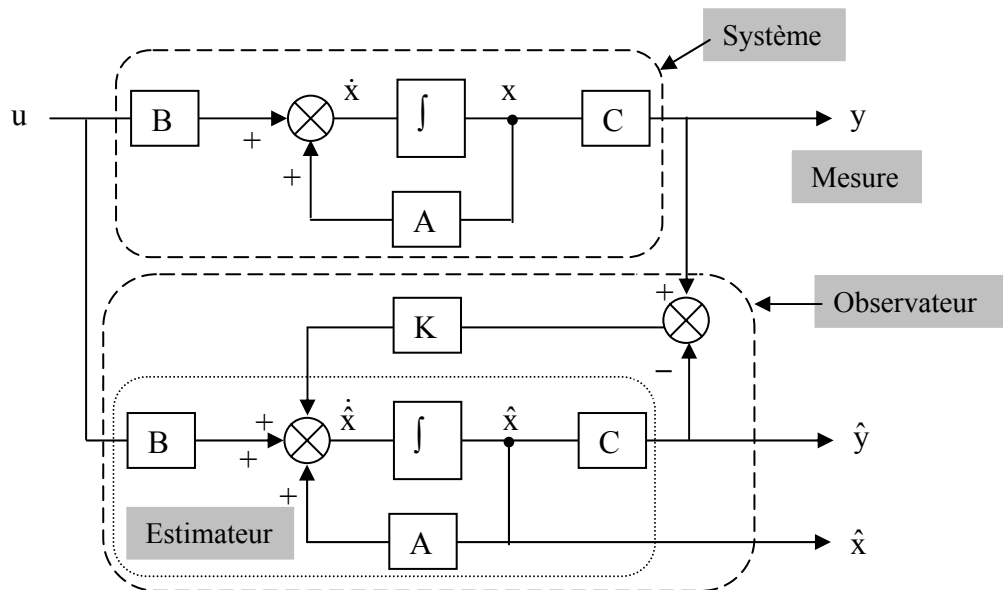


Fig. V.1 : Principe d'un observateur d'états

V.3 Filtre de Kalman étendu

V.3.1 Principe

Le filtre de Kalman étendu est un outil mathématique capable de déterminer des grandeurs d'états non mesurables évolutives ou des paramètres du système d'état à partir des grandeurs physiques mesurables [BOU 96].

Ce filtre repose sur un certain nombre d'hypothèses, notamment sur les bruits. En effet, ils suppose que les bruits qui affectent le modèle sont centrés et blancs et que ceux-ci sont décorrelés des états estimés. De plus, les bruits d'état doivent être décorrelés des bruits de mesure.

V.3.2 Algorithme

Etant donné le modèle stochastique non linéaire suivant [BOU 96], [BEN 98]:

$$\begin{cases} x(k+1) = f(x(k), u(k)) + w(k) \\ y(k) = h(x(k)) + v(k) \end{cases} \quad (V.1)$$

Avec

$w(k)$: Vecteur de bruit d'état

$v(k)$: Vecteur de bruit de mesure

On ramène ce système non linéaire en un système linéaire et on déduit l'ensemble des équations du filtre de Kalman étendu. La procédure d'estimation se décompose en deux étapes:

Etape 1 : Phase de prédiction

- Estimation sous forme de prédiction :

$$\hat{x}(k+1/k) = f(\hat{x}(k/k), u(k)) \quad (V.2)$$

Cette étape permet de construire une première estimation du vecteur d'état à l'instant $k+1$. On cherche alors à déterminer sa variance.

- calcul de la matrice de covariance de l'erreur de prédiction :

$$P(k+1/k) = F(k)P(k)F(k)^T + Q \quad (V.3)$$

Avec :

$$F(k) = \left. \frac{\partial f(x(k), u(k))}{\partial x^T(k)} \right|_{x(k)=\hat{x}(k/k)} \quad (V.4)$$

Etape 2: Phase de correction

En fait, la phase de prédiction permet d'avoir un écart entre la sortie mesurée y_{k+1} et la sortie prédite $\hat{y}_{k+1/k}$. Pour améliorer l'état, il faut donc tenir compte de cet écart et le corriger par l'intermédiaire du gain du filtre K_{k+1} . En minimisant la variance de l'erreur, on obtient les expressions suivantes :

- Calcul du gain de Kalman :

$$K(k+1) = P(k+1/k) \cdot H(k)^T \cdot (H(k)P(k+1/k)H(k)^T + R)^{-1} \quad (V.5)$$

Avec:

$$H(k) = \left. \frac{\partial h(x(k))}{\partial x(k)} \right|_{x(k)=\hat{x}(k)} \quad (V.6)$$

- Calcul de la matrice de covariance de l'erreur du filtre :

$$P(k+1/k+1) = P(k+1/k) - K(k+1)H(k)P(k+1/k) \quad (V.7)$$

- Estimation du vecteur d'état à l'instant $k+1$:

$$\hat{x}(k+1/k+1) = \hat{x}(k+1/k) + K(k+1)(y(k+1) - H\hat{x}(k+1/k)) \quad (V.8)$$

La Fig. V.2 présente le schéma de principe du filtre de Kalman étendu : [YAH 05]

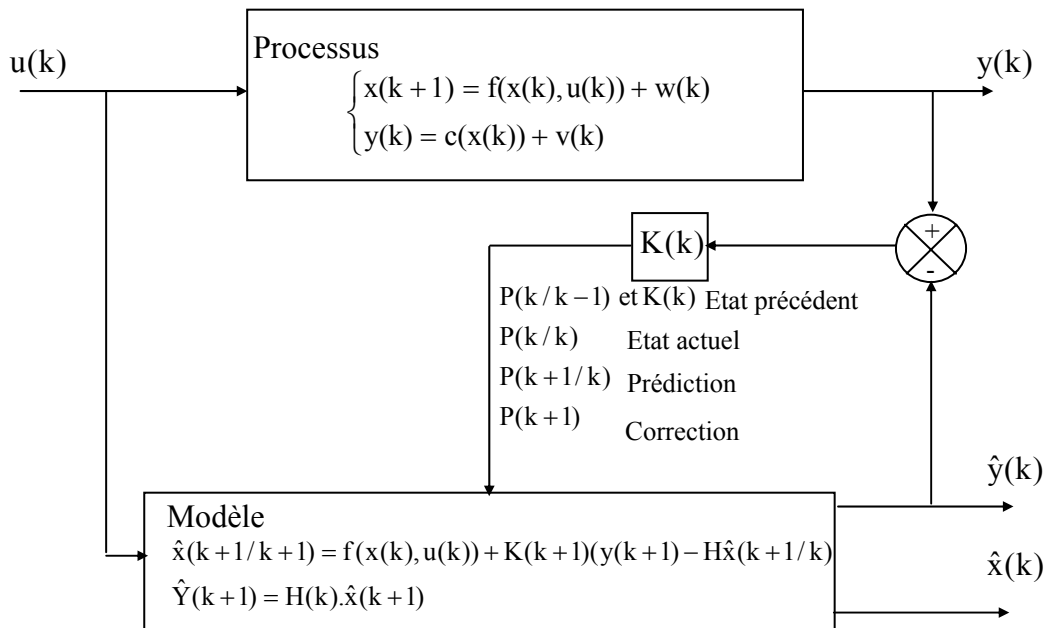


Fig. V.2 : Principe d'un filtre de Kalman

V.4. Application du filtre de Kalman étendu (EKF) sur le MSAP : [VIN 04]

L'application du filtre de Kalman étendu sur la machine synchrone à aimant se fait à 3 étapes

- Modèle du moteur synchrone à aimant
- Discrétisation du modèle du moteur
- Simulation et exécution en temps réel

V.4.1. Modèle du moteur synchrone à aimants permanents : [YOO 99]

Le moteur synchrone à aimant peut être modélisé par les 4 équations suivantes :

$$\begin{cases} L_d \frac{d}{dt} I_d = V_d - R_s I_d + P\Omega L_q I_q \\ L_q \frac{d}{dt} I_q = V_q - R_s I_q - P\Omega (L_d I_d + \varphi_f) \\ J \frac{d\Omega}{dt} = C_e - C_r - f\Omega \\ \frac{d\theta}{dt} = \omega_r \end{cases} \quad (V.9)$$

Le système peut être modélisé :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ \Omega \\ \theta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & P\Omega \frac{L_q}{L_d} & 0 & 0 \\ -P\Omega \frac{L_d}{L_q} & -\frac{R_s}{L_q} & -P \frac{\varphi_f}{L_q} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{f}{J} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ \Omega \\ \theta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} \\ \frac{1}{L_q} \\ -\frac{1}{J} \\ 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ C_r \\ 0 \end{bmatrix} \quad (V.10)$$

Ou :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ \Omega \\ \theta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ \Omega \\ \theta \end{bmatrix} \quad (V.11)$$

V.4.2. Discrétisation du modèle de moteur synchrone à aimant :

Le modèle correspondant de temps discret est donné par :

$$X_{(k+1)} = A_d \cdot X_{(k)} + B_d \cdot u_{(k)} \quad (V.12)$$

$$y_{(k+1)} = C_d \cdot X_{(k)}$$

La conversion se fait par l'approximation suivante : [VIN 04]

$$A_d = e^{At} = I + Ats \quad (\text{Où } I \text{ est la matrice identique}) \quad (V.13)$$

$$B_d = \int_0^t e^{A\xi} B d\xi = B.Ts \quad (V.14)$$

$$C_d = C \quad (V.15)$$

Nous supposons que temps T_s est très petit comparé à la dynamique de système. Le modèle discret du moteur d'étape est donné :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ \Omega \\ \theta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 - Ts \frac{R_s}{L_d} & P\Omega Ts \frac{L_q}{L_d} & 0 & 0 \\ -P\Omega Ts \frac{L_d}{L_q} & 1 - Ts \frac{R_s}{L_q} & -PTs \frac{\varphi_f}{L_q} & 0 \\ 0 & 0 & 1 - Ts \frac{f}{J} & 0 \\ 0 & 0 & Ts & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \\ \Omega \\ \theta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} Ts \frac{1}{L_d} \\ Ts \frac{1}{L_q} \\ -Ts \frac{1}{J} \\ 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ Cr \\ 0 \end{bmatrix} \quad (V.16)$$

V.4.3 Simulation et exécution en temps réel : [YAH 05]

Le système dynamique non linéaire de moteur d'étape est représenté :

$$f = \begin{bmatrix} \left(1 - Ts \frac{R_s}{L_d}\right) I_d + \left(P\Omega Ts \frac{L_q}{L_d}\right) I_q + Ts \frac{1}{L_d} V_d \\ \left(-P\Omega Ts \frac{L_d}{L_q}\right) I_d + \left(1 - Ts \frac{R_s}{L_q}\right) I_q - \left(Ts \frac{\varphi_f}{L_q}\right) P\Omega + \left(Ts \frac{1}{L_q}\right) V_q \\ PTs \frac{L_d - L_q}{J} I_d I_q + PTs \frac{\varphi}{J} I_q + \left(1 - Ts \frac{f}{J}\right) \Omega - \left(Ts \frac{1}{J}\right) Cr \\ \Omega \end{bmatrix} \quad (V.17)$$

V.4.4 Détermination des matrices F et H :

Les matrices de linéarisation F et H nous permettent de linéariser le système en chaque instant de fonctionnement. Elles sont données comme suit :

$$\frac{\partial F}{\partial t} = \begin{bmatrix} 1 - Ts \frac{R_s}{L_d} & P\Omega Ts \frac{L_q}{L_d} & Ts P \frac{L_q}{L_d} I_q & 0 \\ -P\Omega Ts \frac{L_d}{L_q} & 1 - Ts \frac{R_s}{L_q} & -\frac{Ts}{L_q} P (L_d I_d + \varphi_f) & 0 \\ PTs \frac{L_d - L_q}{J} I_q & PTs \left(\frac{L_d - L_q}{J} + \frac{\varphi_f}{J} \right) & 1 - Ts \frac{f}{J} & 0 \\ 0 & 0 & Ts & 1 \end{bmatrix} \quad (V.18)$$

$$h = \begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} \quad (V.19)$$

$$\frac{\partial H}{\partial X} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (V.20)$$

V.4.5 Choix des matrices de covariance Q et R

Ce sont via ces matrices que passeront les différents états mesurés, prédits et estimés. Leur but est de minimiser les erreurs liées à une modélisation approchée et à la présence de bruits sur les mesures. Ce réglage requiert une attention particulière et seul un réglage en ligne permet de valider le fonctionnement du filtre. Cependant, quelques grandes lignes permettent de comprendre l'influence du réglage de ces valeurs par rapport à la dynamique et la stabilité du filtrage.

La matrice Q liée aux bruits entachant l'état, permet de régler la qualité estimée de notre modélisation et de sa discrétisation. Une forte valeur de Q donne une forte valeur du gain K réduisant l'importance de la modélisation et de la dynamique du filtre. La mesure possède alors un poids relatif plus important. Une trop forte valeur de Q peut cependant créer une instabilité de l'observateur.

La matrice R règle quant à elle le poids des mesures. Une forte valeur indique une grande incertitude de la mesure. Par contre, une faible valeur permet de donner un poids important à la mesure. Cependant, il faut faire attention au risque d'instabilité aux faibles valeurs de R.

V.4.6 Observateur du couple de charge :

Il existe une autre approche basée sur une démarche modèle, associée à l'utilisation d'un régulateur proportionnel - intégral : le couple observé est calculé par la sortie de l'intégrateur de ce modèle, l'entrée étant l'erreur entre la vitesse mesurée et son estimée.

La méthode proposée par *lePioufle* permet d'estimer en temps réel le couple de charge, la Fig. V.3 illustre le principe de l'estimation.

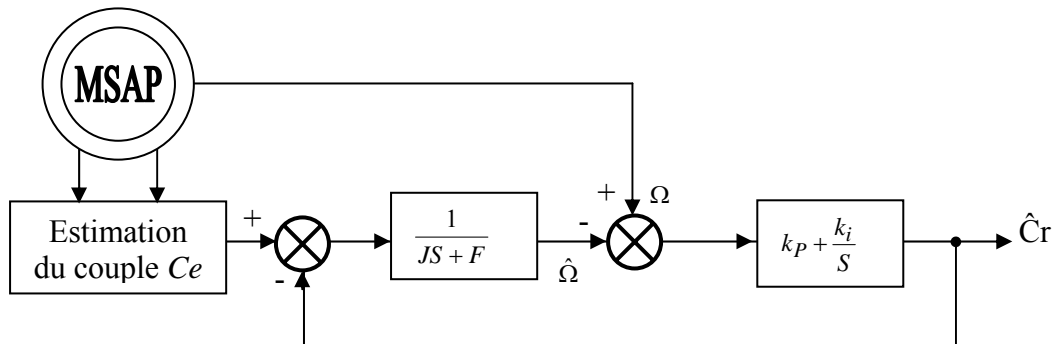


Fig. V.3 : Estimateur de couple de charge

L'erreur entre la vitesse mesurée et la vitesse estimée est présentée comme entrée d'un régulateur PI dont la sortie est:

$$\tilde{C}_r = \frac{1 + \frac{k_1}{k_2} \cdot p}{1 + \frac{1+k_1}{k_2} \cdot p + \frac{1}{k_2} \cdot p^2} \cdot C_r \quad (V.21)$$

k_1 et k_2 sont déterminés par une imposition des pôles.



Fig. V.4 : Estimation du couple de charge

V.5 Simulation d'une commande vectorielle sans capteur mécanique de vitesse :

V.5.1 Présentation du système simulé :

La structure de commande est présentée à la Fig. V.5. Les entrées du filtre de Kalman sont les courants, les tensions et le couple résistant. Les tensions et les courants sont définis à partir de la transformation de Park calculée à partir de la position estimée issue du filtre de Kalman. La cinquième entrée du filtre est l'estimation du couple résistant.

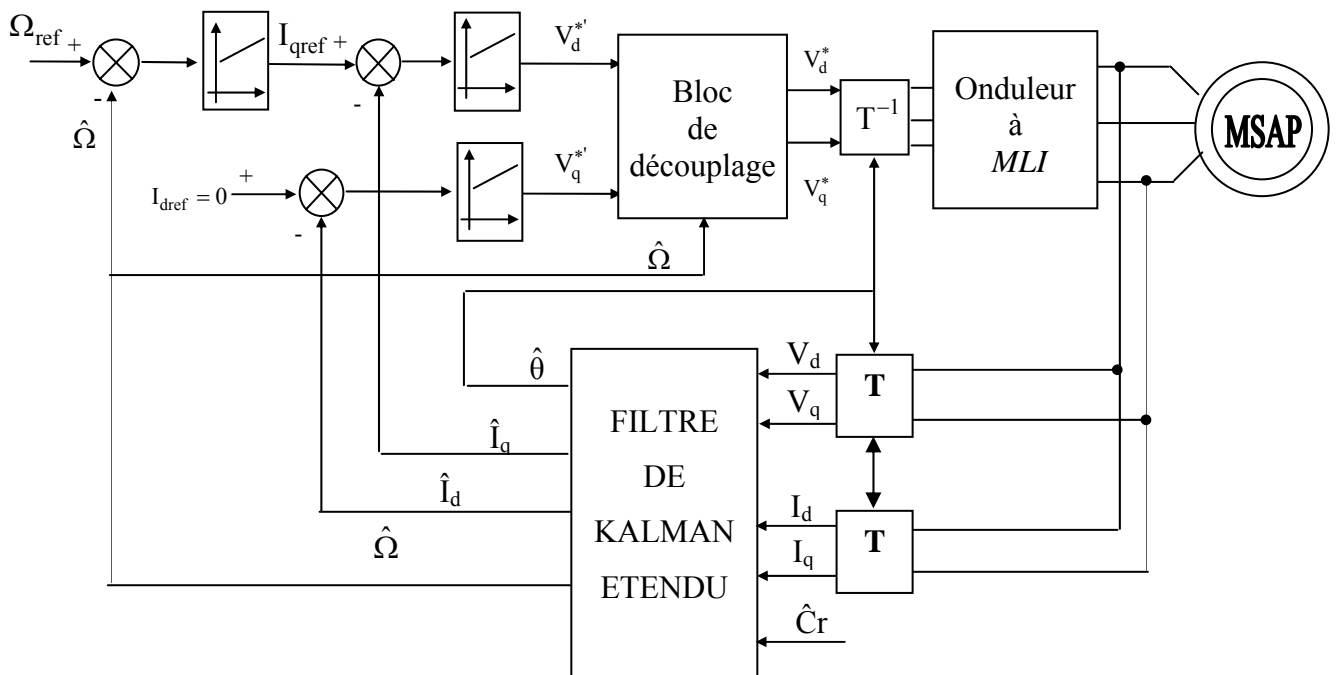


Fig. V.5 : Commande vectorielle en vitesse avec application du filtre du Kalman étendu

V.5.2 Résultats de simulation

Afin d'évaluer les performances de l'algorithme d'estimation par le filtre de Kalman étendu et par conséquent les performances du système d'entraînement global, nous avons soumis notre système à divers tests de simulation, pour une commande vectorielle en vitesse.

La Fig. V.6, montre une réponse de vitesse évaluée comme suit: à l'instant initial, on applique un échelon de vitesse de 200 rad/s. A $t = 0.1$ s, on applique un couple de charge de 5Nm.

On observe que les résultats d'estimation sont très satisfaisants en terme de robustesse. En effet, la Fig. V.6 montre que les erreurs d'estimation sont faibles, même lors des variations importantes de la Charge. On peut noter aussi que, ce filtre donne des bons résultats aux basses vitesses.

D'après les résultats de simulation de la Fig. V.7, qui montre l'évolution de la (vitesse, position) réelle et estimée, dans le cas de (consigne de vitesse de + 200 rad/s et - 200 rad/s avec un $C_r = 0$), la performance des réponses du système reste satisfaisante, même remarque on peut la constater pour l'estimateur de filtre de Kalman. Il est bien clair, d'après ces résultats, que cet algorithme de réglage sans capteurs proposé possède une large capacité de réglage de vitesse et une bonne réponse aussi bien en transitoire qu'en statique.

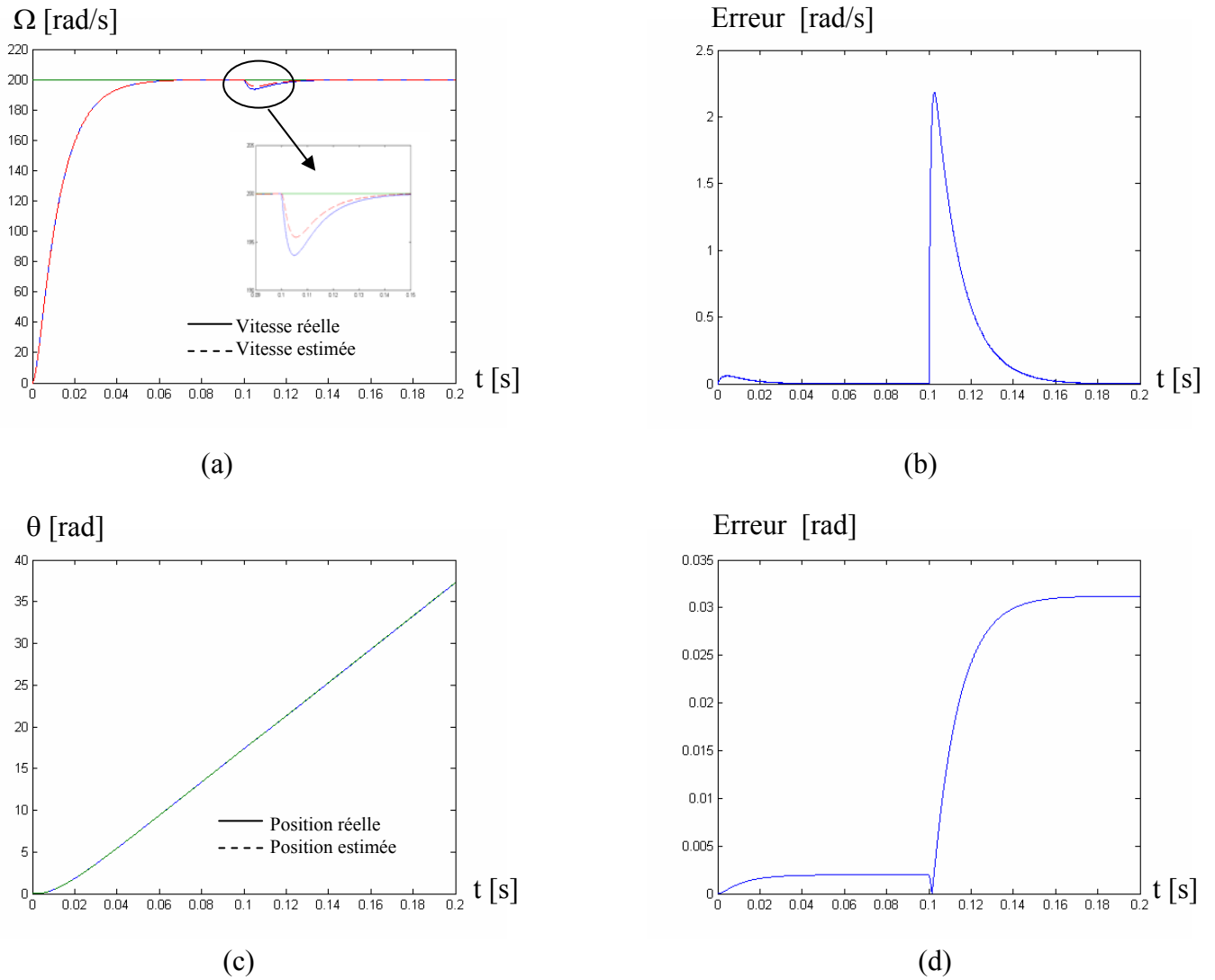
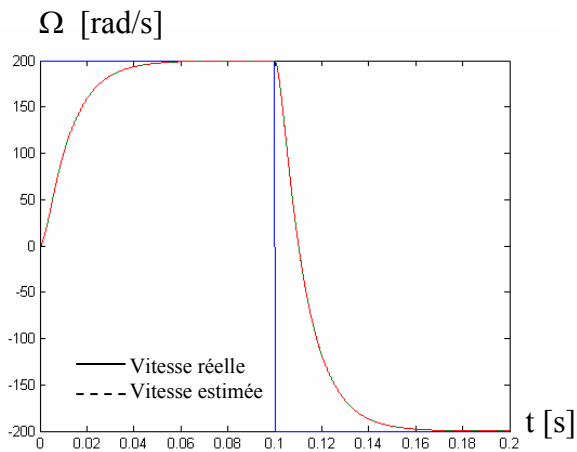
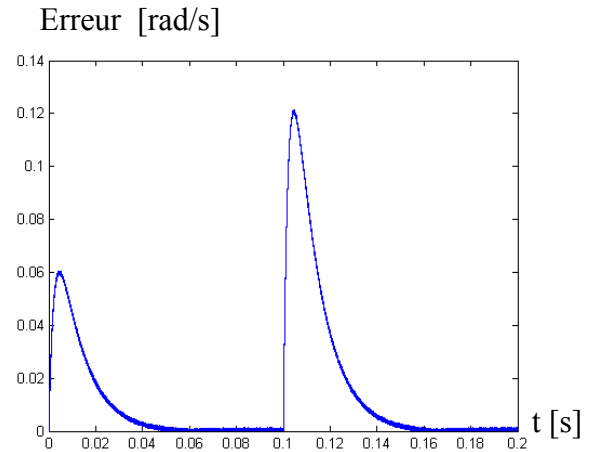


Fig. V.6 : Résultats de simulation pour un démarrage à vide avec l'application d'une charge de 5 N.m à l'instant $t=0.1$ s du MSAP commandé vectoriellement

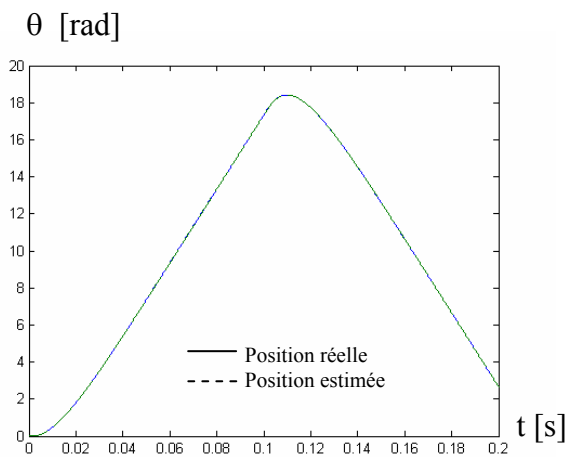
- (a) vitesse réelle et estimée.
- (b) erreur d'estimation de la vitesse.
- (c) position réelle et estimée.
- (d) erreur d'estimation de la position.



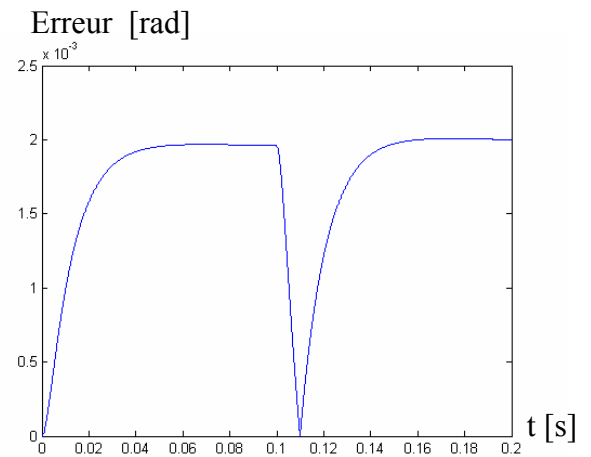
(a)



(b)



(c)



(d)

Fig. V.7 : Résultats de simulation pour une inversion du sens de rotation de ± 200 rad /s à $t= 0.1$ s

- (a) vitesse réelle et estimée.
- (b) erreur d'estimation de la vitesse.
- (c) position réelle et estimée.
- (d) erreur d'estimation de la position.

V.6. Conclusion :

Ce chapitre a permis de présenter les outils mathématiques utilisés pour l'application du filtre de Kalman à la commande vectorielle sans capteur mécanique de la vitesse et de la position d'un moteur synchrone à aimants permanents.

Globalement, les résultats de simulation obtenus pour l'estimation de la vitesse et de la position sont très satisfaisants de point de vue erreur d'estimation, robustesse et stabilité du système d'entraînement global dans n'importe quelle condition de fonctionnement (vide, charge, inversion de sens de rotation).

Les avantages principaux de l'algorithme proposé sont :

- Taux de convergence élevé
- Erreur tendant vers zéro

Conclusion générale

Conclusion générale :

Les travaux présentés dans ce mémoire ont essentiellement porté sur l'étude comparative des performances d'un DTC et d'un FOC de la machine synchrone à aimants permanents (MSAP) ainsi que sa commande sans capteur de vitesse et de position (estimation de la position et de la vitesse par le filtre de Kalman étendu (EKF)).

Nous avons présenté la commande de la machine synchrone à aimants permanents via deux différentes structure de commande :

La commande vectorielle par orientation du flux (FOC) (avec hystérésis et à MLI), qui est actuellement la technique la plus utilisée pour contrôler la vitesse.

Grâce à cette technique de commande on peut réaliser le découplage entre le flux et le couple de la machine, par conséquent le contrôle de la vitesse sera plus simple.

Et la commande directe du couple (DTC), pour mettre en œuvre cette commande (DTC) il est nécessaire de connaître l'estimation des variables d'état flux et couple. La DTC, est aussi simple, son algorithme de calcul est, par ailleurs, simple puisqu'il est lié à un modèle de la machine où le seul paramètre intervenant est la résistance statorique.

Afin d'avoir une meilleur appréciation des résultats obtenus, par les deux techniques de commande, on a développé une étude comparative des performances statiques et dynamiques pour pouvoir, par la suite, faire un choix du type de commande suivant les spécifications de l'application envisagée. Ou on a donné une contribution pour une comparaison détaillée entre ces deux techniques de contrôle, en insistant sur leurs avantages et leurs inconvénients.

Nous on concluons que la commande vectorielle est la mieux adaptée (variation de la charge), et les réponse avec la DTC sont plus rapide.

Finalement nous avons conçu une commande vectorielle d'une machine synchrone à aimants permanents sans capteurs mécaniques de vitesse et de position avec l'estimation du couple de charge. Ceux-ci sont estimés en utilisant le filtre de Kalman étendu (EKF). La position du rotor sert à réaliser la fonction de transformation triphasée/ biphasée et inversement. Cependant, la vitesse estimée constitue le retour de la boucle de régulation de la vitesse. Le couple de charge est estimé afin d'améliorer les performances d'estimation de la vitesse et la position.

A travers les formes d'onde des erreurs, on remarque une convergence rapide des erreurs vers zéro ainsi que la bonne poursuite des consignes. Il en découle donc que cet observateur est robuste.

Ce travail pourra être amélioré et avoir des perspectives en considérant :

- L'utilisation des onduleurs multi niveaux et les convertisseur matriciels afin d'augmenter le nombre de vecteurs de tension utile.
- Utilisation des régulateurs à mode glissant ou la régulation par la logique floue
- Application de la commande non-linéaire à la machine synchrone à aimants permanents.

ANNEXE

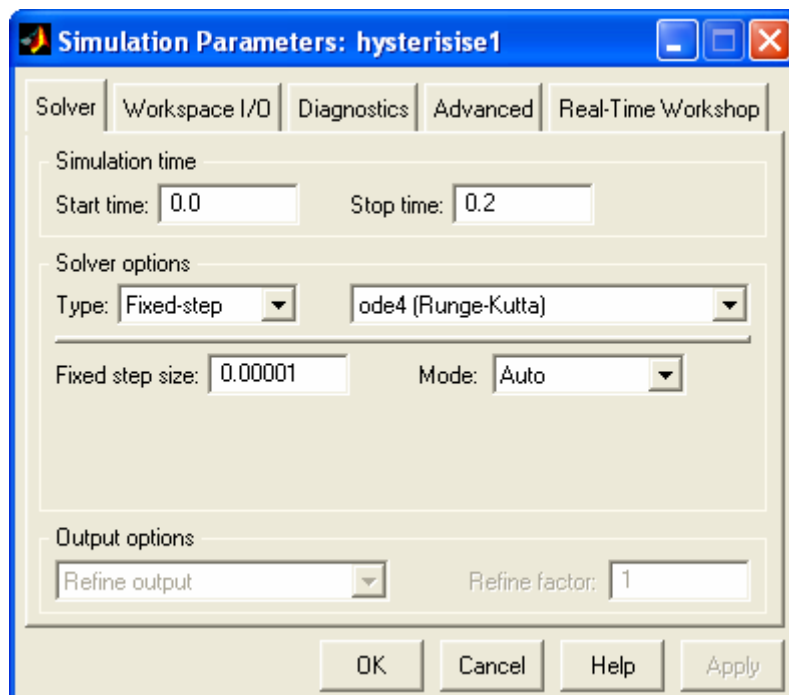
Tous les résultats sont testés par simulation numérique dans l'environnement MATLAB/SIMULINK 6.5 en utilisant les méthodes de discrétisation Range-kutta

I. Paramètre du moteur synchrone à aimants permanents étudié :

Paramètre	Valeur (SI)
Fréquence	50 Hz
Puissance	1500 Wat
tension d'alimentation	220/380 V
Nombre de paires de pôles	3
Résistance statorique	1.4 Ω
Inductance longitudinale L_d	0.0066 H
Inductance transversale L_q	0.0058 H
Flux d'aimant	0.154 web
Coefficient de frottement	0.00038 N.m.s/rad
Inertie	0.00176 Kg.m ²
Vitesse de rotation nominale	105 rad/s

Paramètre de simulation :

- Pour la commande victorielle (FOC) et la commande directe du couple (DTC)



Références bibliographiques

Références Bibliographiques

- [ABD 97] **Abdessemed, R. Kadjouj, M.** "Modélisation des machines électriques". Presse de l'université de Batna 1997.
- [ABE 02] **Abed, A.** "Contribution à L'étude et au Diagnostic de la machine Asynchrone".Thèse de Doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy-1, Mars 2002.
- [AME 03] **Ameur, A.** "Commande sans capteur de vitesse par DTC d'une machine synchrone à aimants doté d'un observateur d'ordre complet à mode glissant". Thèse de magistère en électrotechnique université de Batna, 2003.
- [BAB 01] **Babak, N.** "Commande vectorielle sans capteur mécanique des machines synchrones a aimants: méthodes, convergence, robustesse, identification "en ligne" des paramètres". Thèse de Doctorat l'Université de Téhéran, Iran, 2001.
- [BEL 05] **Belkacem, S.** " Etude comparative des performances statique et dynamique d'un Contrôle de découplage et d'u DTC d'un moteur induction alimenté par un convertisseur statique". Thèse de magistère en électrotechnique, université de Batna, 2005.
- [BEN 98] **Benchailb, R.** "Application Des Modes De Glissement Pour La Commande En Temps Réel De La Machine Asynchrone". Thèse de doctorat de l'université de Picardie Jules Vernes.France.1998.
- [BER 00] **Bernardinis, A.** "Etude et optimisation d'un ensemble alternateur a aimants/redresseur commande. Application a un véhicule hybride". Thèse de doctorat, institut national polytechnique de lorraine, France 2000.
- [BER 02] **Bernard, N.** "Machine synchrone : de la boucle ouverte a l'autopilotage". Ecole Normale Supérieure de Cachan Campus de Ker Lann – 35170 BRUZ, Revue 3EI, n° 30, septembre 2002.
- [BOU 01] **Boumegoura, T.** "Recherche de signature électromagnétique des défauts, dans une machine asynchrone et synthèse d'observateurs en vus du diagnostic". Thèse de doctorat, présenté à l'école centrale de Lyon, France, Mars 2001.
- [BOU 05] **Bouchereb, C.** "Contrôle direct du couple des machines synchrones". Thèse de magistère en électrotechnique, université de Batna, 2005.
- [BOU 96] **Boussak, M. Pilioua-Sendo, R.** "Commande vectorielle sans capteur mécanique avec l'estimation de la position initiale des servomoteurs synchrones à aimants". 16^{ème} journées Tunisiennes d'Electrotechnique et d'automatique, Hammamet Tunisie, 8 et 9 Novembre 1996.
- [CHA 95] **Chapuis, Y. Roye, D. Davoine, J.** "Principles and implementation of direct torque control by stator flux orientation of an induction motor". 0-7803-2482-Xt95 \$4.00 IEEE 1995

- [CHE 01] **Chenadec, J.** "Les machines synchrones - Technologies et différents modes d'alimentations des machines synchrones". 2001
- [ELB 06] **Elbacha, A. Lamchich, M. Cherkaoui, M.** "Contrôle direct de couple d'une machine asynchrone système de régulation de vitesse avec anti-emballement". 4^{ème} Conférence Internationale – JTEA'06, 12 – 14 mai 2006, université de Tlemcen Algérie.
- [GAS 04] **Gasc, L.** "Conception d'un actionneur à aimants permanents à faibles ondulations de couple pour assistance de direction automobile Approches par la structure et par la commande". Thèse de doctorat l'institut national polytechnique de Toulouse, 2004.
- [GHA 96] **Ghazel, A. Fornel, B. Et Hapiot, J.** "Robustesse d'un contrôle vectoriel de structure minimale d'une machine asynchrone". J. Phys. III France 6 (1996) 943-958 JULY 1996, PAGE 943
- [GLO 94] **Gloea, A.** "Contribution au développement d'une méthodologie de conception des associations convertisseurs - machines". Thèse de doctorat, université de Grenoble, France 1994.
- [GRE 00] **Grellet, G., Clerc, G.** "Actionneurs électrique Principe/Modèle/Commande". Eyrolles, Deuxieme Edition 2000.
- [HCH 99] **Hchour, A.** "Synthèse De Commande Et D'observateurs Par La Passivité : Application à La Machine synchrone à Aimants Permanents". Mémoire de Magister, E.N.P, El-Harrach ,1999.
- [KAD 00] **Kaddourim, A.** "Etude d'une commande non-linéaire adaptative d'une machine synchrone à aimants permanents". Thèse pour l'obtention du grade de Philosophiae Doctor (Ph.D.) université Laval Québec, Novembre 2000
- [KIY 04] **Kiyyour, B.** "Commande vectorielle de la machine à réluctance variable à stator lisse et rotor massif ". Thèse de magistère en électrotechnique, université de Batna, 2004.
- [LAA 01] **Laala, W.** "Commande Vectorielle de la Machine synchrone à aimants permanents sans capteurs de position et de vitesse". Mémoire de Magister de l'université de Biskra, 2001.
- [LAS 04] **Lasse, L.** "Analysis of torque and speed ripple producing nonidealities of frequency converters in electric drives". Thesis for the degree of Doctor of Science (Technology) to be presented with due permission for public examination and criticism in the Auditorium 1382 at Lappeenranta University of Technology, Lappeenranta, Finland on the 5th of November 2004.
- [LAT 06] **Lateb, R.** "Modélisation des machines asynchrones et synchrones a aimants avec prise en compte des harmoniques d'espace et de temps application à la propulsion marine par POD". Thèse de doctorat, institut national polytechnique de lorraine, France 2006.

- [MOR 05]** **Morand, F.** "Technique d'observation sans capteur de vitesse en vue de la commande des machines synchrones". Thèse de doctorat, institut nationale des sciences appliquées Lyon France 2005.

- [MUL 04]** **Multon, B.** "Les machines synchrones autopilotées". Ecole Normale Supérieure de Cachan 2004. ISBN : 2-909968-63-4

- [OCE 05]** **Ocen, D.** "Direct Torque Control of a Permanent Magnet synchronous Motor". Master's Degree Project Stockholm, Sweden 2005.

- [PER 05]** **Persson, J.** "Innovative standstill position detection combined with sensorless control of synchronous motors". Thèse de Doctorat école polytechnique fédérale de LAUSANNE 2005.

- [PWG 88]** **Pwgasan, P. Knshnan, R.** "Modeling of Permanent Magnet Motor Drives". IEEE Transactions on industrial electronics, vol. 35, no 4, November 1988

- [RET 03]** **A.M. Llor, J.M. Rétif, X. Lin-Shi, S.Arnalte,** "Direct stator flux linkage control technique for a permanent magnet synchronous machine". 0-7803-7754-0/03. 2003 IEEE

- [TAK 02]** **Takami, H.** "Desing of an optimal servo-controller for current control in a permanent magnet synchronous motor". Paper first received 15th October 2001 an revised from 17th June 2002, IEE

- [THO 06]** **Thomas J. Vyncke, Ren K. Boel and Jan A.A. Melkebeek,** "Direct Torque Control of Permanent Magnet Synchronous Motors". An Overview, 3RD IEEE Benelux young researchers symposium in electrical power engineering 27-28 April 2006, ghent, Belgium.

- [VIN 04]** **Vinkumar S.** "Field oriented control of step motors". Submitted in partial fulfillment of requirements for the degree master of science in electrical engineering at the cleveland state university, December 2004.

- [YAH 05]** **Yahia, K. Menacer, A. Benakcha, A. Benchabane, F. Taibi, D.** "Estimation de la position et de la vitesse du moteur synchrone à aimants permanents en utilisant le filtre de Kalman étendu". First International Conference on Electrical Systems PCSE'05 May 9-11 2005, O.E. Bouaghi Univ. Algeria.

- [YAN 06]** **Yantour, H. Saadi, J. Khoumsi, A.** "Modélisation et simulation d'une commande directe du couple appliquée à la machine asynchrone (DTC) ". 6^e Conférence Francophone de Modélisation et SIMulation – MOSIM'06 – du 3 au 5 avril 2006 –Rabat – Maroc

- [YOO 99]** **Yoon-Ho, K. Yoon-Sang K.** "High Performance IPMSM Drives without Rotational Position Sensors Using Reduced-Order EKF"IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 14, No. 4 and December 1999.