



Université ABBES LAGHROUR Khenchela
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département de Génie Industriel
جامعة عباس لغزور خنشلة
كلية العلوم والتكنولوجيا
قسم الهندسة الصناعية



N° Série :

Mémoire de fin d'étude
Pour l'obtention du diplôme de Master

Filière : Electrotechnique
Spécialité : Commande Electrique

Présentés par :
Nedjar Haroun - Sahraoui Khalil

THEME

***Commande de la Machine Synchrone à
Aimants Permanents***

Soutenu le 20/06 /2018 devant la commission d'examen composée de :

<i>Mr. BENFAROUDJ Hafiza</i>	<i>M.A.A à l'Université de Khenchela</i>	<i>Président</i>
<i>Mr. LAGGOUN Louanasse</i>	<i>M.C.B à l'Université de Khenchela</i>	<i>Encadreur</i>
<i>Mr. KHEMIS Abd Rahmane</i>	<i>M.A.A à l'Université de Khenchela</i>	<i>Examineur</i>

Promotion 2017/2018

Annexe

ANNEXES

Paramètres du moteur synchrone à aimants permanents étudié

Paramètre	Valeur (SI)
Fréquence (f)	50 Hz
Puissance nominale (P)	1.5 kW
Tension d'alimentation (V)	220/380 V
Nombre de paires de pôles (p)	3
Résistance statorique (R _s)	1.4 Ω
Inductance longitudinale (L _d)	0.0066 H
Inductance transversale (L _q)	0.0058 H
Flux d'aimant (Φ)	0.154 web
Coefficient de frottement (F)	0.00038 N.m.s/rad
Inertie (J)	0.00176 Kg.m ²

Sommaire

SOMMAIRE

SOMMAIRE

LISTE DES FIGURES

LISTE DES TABLEAUX

NOTATIONS ET SYMBOLES

INTRODUCTION GENERAL

CHAPITRE I : MODELISATION ET SIMULATION DE LA MSAP

I.1 introduction.....	01
I.2 Présentation de la machine synchrone à aimants permanent	01
I.3 Principe de fonctionnement.....	02
I.4 les avantages et les inconvénients des machines synchrones à aimants permanents.....	03
I.4.1 Les avantages	03
I.4.2 Les inconvénients	03
I.5 Domaine d'application	04
I.6 Comparaison entre la MSAP et les autres machines électriques	04
I.7 Modélisation de la machine synchrone á aimants permanents	05
I.7.1 Hypothèses simplificatrices	05
I.7.2 Equations électriques	05
I.7.3 Equations magnétiques.....	06
I.7.4 Equation mécanique	07
I.7.5 Transformation triphasé – diphasé	07
I.7.6 Application de la transformation de Park à la MSAP.....	08
I.8 Modélisation de l'onduleur de tension.....	10
I.8.1 Définition	10
I.9 Onduleur de tension à MLI.....	12
I.10 Modulation de largeur d'Impulsion Sinus triangle	12
I.11 Simulation et interprétation.....	13
I.11.1 Sans onduleur de tension (à vide et en charge)	14
I.11.2 Avec l'onduleur de tension (en charge et à vide)	16
III.11.3 Interprétation	19
I.12 Conclusion	20

CHAPITRE II : COMMONDE VECTORIELLE DE LA MSAP

II.1 Introduction	21
II.2 Avantages et inconvénients de la commande vectorielle	21
II.2.1 Avantages de la commande vectorielle	21
II.2.2 Inconvénients de la commande vectorielle.....	21
II.3 Principe de la commande vectorielle	22
II.4 Stratégie de la commande vectorielle de la MSAP	22
II.5 Découplage	24
II.6 Découplage par compensation.....	24
II.7 Description du système global.....	27
II.8 Calcul des régulateurs.....	27
II.9 Dimensionnement des régulateurs	28
II.9.1 Régulateur du courant I_q	29
II.9.2 Régulateur du courant I_d	30
II.9.3 Régulation de vitesse	31
II.10 Simulation et interprétation des résultats.....	34
II.10.1 Interprétation	36
II.11 Conclusion	36

CHAPITRE III : CONTROLE DIRECTE DE COUPLE DE LA MSAP

III.1 Introduction	37
III.2 Principes généraux de la commande directe du couple.....	37
III.3 Fonctionnement et séquence d'un onduleur de tension triphasé.....	38
III.4 Stratégie de commande directe de couple et de flux	39
III.4.1 Contrôle du flux statorique et du couple électromagnétique	39
III.5 Description de la structure de contrôle.....	40
III.5.1 Sélection du vecteur de tension.....	40
III.5.2 Structure du système du contrôle direct du couple	42
III.6 Les Estimateurs du flux et du couple	42
III.6.1 Estimation du flux statorique	42
III.6.2 Estimation du couple électromagnétique	43
III.7 Elaboration de la table de commande	43
III.8 Simulation et interprétation.....	44
III.8.1 Résultat de simulation	45
III.8.2 Interprétation	46

III.9 Etude comparative entre la commande vectorielle(FOC) et le contrôle directe du couple (DTC)	47
III.9.1 Test de robustesse pour l'inversion de rotation de la machine	47
III.9.2 Test de robustesse pour variation de charge.....	48
III.10 Conclusion.....	50

CONCLUSION GENERALE

ANNEXE

BIBLIOGRAPHIE

RESUME

Liste des figures

LISTE DES FIGURES

CHAPITRE I : MODELISATION ET SIMULATION DE LA MSAP

Figure I.1 : différents types de rotors d'un MSAP	01
Figure I.2 : Différents dispositions d'aimants permanents dans un rotor	02
Figure I.3 : Principe de fonctionnement du moteur à aimants permanents	03
Figure I.4 : Représentation fonctionnelle du moteur synchrone à aimant permanent dans le repère de Park.....	10
Figure I.5 : Schéma d'un onduleur de tension triphasé alimenté un MSAP	11
Figure I.6 : MLI sinus-triangle	13
Figure I.7 : Résultats de simulation de la MSAP :(id, iq, Ce, w) à vide et en absence de l'onduleur.	15
Figure I.8 : Résultats de simulation de la MSAP :(id, iq, Ce, w) en charge Cr=10 sans onduleur	16
Figure I.9 : schéma bloc de l'association MSAP- onduleur.....	16
Figure I.10 : Résultats de simulation de l'association MSAP- onduleur : (id, iq, Ce, w) à vide	18
Figure I.11 : Résultats de simulation de l'association MSAP- onduleur : (id, iq, Ce, w) en charge	19

CHAPITRE II : COMMONDE VECTORIELLE DE LA MSAP

Figure II.1 : Principe de la commande vectorielle	23
Figure II.2 : Modèle de la MSAP quand I_d est nul	23
Figure II.3 : Description de couplage.....	25
Figure II.4 : Principe de découplage par compensation	26
Figure II.5 : Structure générale : (machine-découplage par compensation)	26
Figure II.6 : Commande découple.....	27

Figure II.7 : Régulateur PI.....	28
Figure II.8 : Boucle de régulation du courant I_q	29
Figure II.9 : Boucle de régulation du courant I_d	31
Figure II.10 : Boucle de régulation de vitesse.....	31
Figure II.11 : Boucle de régulation de vitesse.....	32
Figure II.12 : Résultats de simulation de la commande vectorielle de la MSAP à vide	34
Figure II.13 : Résultats de simulation de la commande vectorielle de la MSAP en charge	35

CHAPITRE III : CONTROLE DIRECTE DE COUPLE DE LA MSAP

Figure III.1 : Séquences de fonctionnement d'un onduleur, et partition du plan complexe en six secteurs angulaires	38
Figure III.2 : sélection du vecteur de tension selon la zone $N=K$	41
Figure III.3 : schéma block de la commande control directe de couple de la MSAP	44
Figure III.4 : Résultats de simulation de la commande control direct de couple de à vide et en charge	46
Figure III.5 : Comparaison des résultats de simulation dans le cas de variation de vitesse.....	48
Figure III.6 Comparaison des résultats de simulation dans le cas de variation de couple	50

Liste des tableaux

LISTE DES TABLEAUX

CHAPITRE I : MODELISATION ET SIMULATION DE LA MSAP

Tableau I.1 : comparaison entre les différents types des machines.....	04
--	----

CHAPITRE III : CONTROLE DIRECTE DE COUPLE DE LA MSAP

Tableau III.1: Table générale de vérité pour un vecteur flux statorique situé dans un secteur S_k	40
Tableau III.2 : Table de commutation selon TAKAHASHI avec comparateur à trois niveaux du couple	44
Tableau III.3 : Etude comparative de la commande vectorielle et de la DTC	50

Introduction générale

Introduction général

Historiquement, le moteur à courant continu a parfaitement assuré le fonctionnement de la plupart d'équipements industriels. La fragilité du système balai collecteur a toujours été un inconvénient de la M.C.C, ce qui limite la puissance et la vitesse maximale et présente des difficultés de maintenance et des interruptions de fonctionnement. C'est pour cette raison qu'on a eu intérêt utiliser des moteurs électriques à courant alternatif afin d'écartier cet inconvénient.

Aujourd'hui, les moteurs synchrones à aimants permanents (MSAP) sont recommandés dans le monde industriel. Ceci est dû au fait qu'ils sont simples, fiables et moins encombrants que les moteurs à courant continu. Ainsi, leur construction est plus simple puisque ils n'ont pas de commutateurs mécaniques. Par conséquent, ceci augmente leur durée de vie et évite un entretien permanent. Ils peuvent être utilisés dans un environnement explosif car aucune étincelle n'est produite. Ils peuvent aussi fournir des puissances importantes par rapport à leur masse contrairement aux machines à courant continu qui demandent plus de sources d'alimentation et ont une puissance massique plus faible [3].

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. [6]

La technologie moderne des systèmes d'entraînement exige de plus en plus un contrôle précis et continu de la vitesse, du couple et de la position, tout en garantissant la stabilité, la rapidité et le rendement le plus élevé possible [1.2].

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).[7]

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. [8]

L'objectif essentiel de ce présent travail et l'étude de la commande vectorielle et la commande DTC du MSAP avec une étude comparative des performances dynamiques et statiques

de la machine synchrone à aimants permanents (MSAP). Le contenu de ce mémoire est présenté en trois chapitres suivantes :

- ✓ Le premier chapitre présentera la modélisation de la machine synchrone à aimants permanents dans les hypothèses simplificatrices de linéarité avec une étude de l'onduleur de tension et de sa commande MLI.*
- ✓ Le deuxième chapitre fera l'objet de l'application de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique à la machine synchrone à aimants permanents.*
- ✓ Dans le chapitre trois, nous étudions le principe de la commande directe du couple de la MSAP alimentée par un onduleur de tension avec une 'étude comparative entre les performances dynamiques du FOC et du DTC.*

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

I.1 Introduction:

Pendant plusieurs années, l'étude du comportement d'un moteur électrique est une partie difficile et qui important, avant tout, une bonne connaissance de son modèle dynamique, par voie de simulation, son comportement dans les différents modes de fonctionnement [1].

Parmi les moteurs à courant alternatif utilisés dans les entraînements à vitesse variable, le moteur synchrone à aimant permanent reste un bon candidat. Son choix devient attractif et concurrent de celui des moteurs asynchrones grâce à l'évolution des aimants permanents qu'ils soient à base d'alliage ou à terre rare. Cela leur a permis d'être utilisés comme inducteur dans les moteurs synchrones offrant ainsi, par rapport aux autres type de moteur, beaucoup davantage, entre autres, pas de pertes au rotor, une faible inertie et un couple massique élevé [9.11].

Dans ce chapitre, on présentera le principe de fonctionnement et la modélisation d'une machine synchrone à aimants permanents.

I.2 Présentation de la machine synchrone à aimants permanent :

La machine synchrone à aimants permanents (MSAP) présente un stator semblable au stator de toutes les machines électriques triphasées. Le changement du bobinage rotorique par des aimants permanents apporte beaucoup de simplicité comme l'élimination des ballais (donc les pertes rotoriques). Cependant, le flux rotorique n'est plus commandable.

Le développement des matériaux magnétiques permet aux MSAP d'être de plus en plus utilisées dans différents domaines de l'industrie. La densité de puissance massique élevée, le rendement élevé, l'augmentation de la constante thermique et l'augmentation de la fiabilité (due à l'absence des contacts glissants bagues-ballais de ces machines) leurs permettent de concurrencer fortement les machines asynchrones et à courant continu [12.13].

Le rotor possède différentes configurations [12.13.14]. La figure (I.1) montre trois cas typiques pour un rotor à quatre pôles.

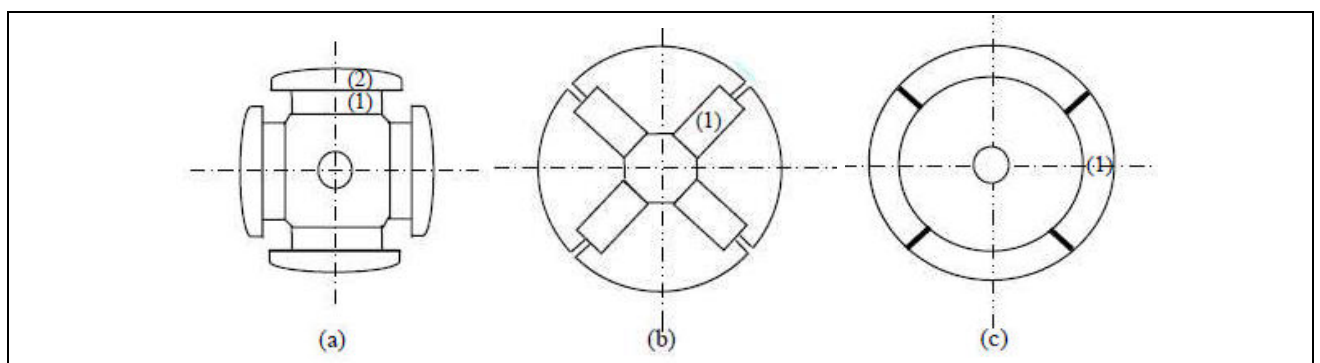


Figure I.1 Différents types de rotors d'un MSAP

- (a) aimants permanents (1) et pièce saillante (2).
- (b) aimants permanents noyés.
- (c) aimants permanents distribués sur la surface du rotor.

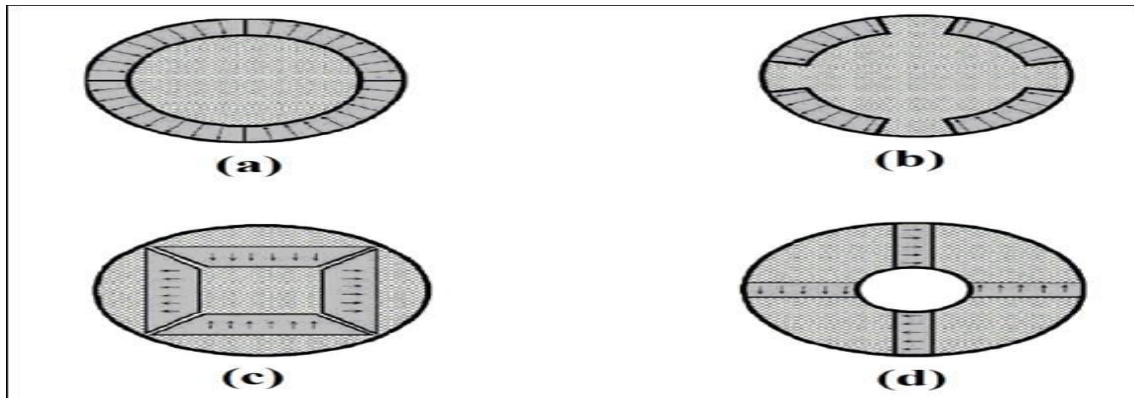


Figure I.2 Différentes dispositions d'aimants permanents dans un rotor.

- a) Aimant en surface (Surface Mounted).
- b) Aimants insérés (InsetMagnet Type).
- c) Aimants enterrés (InteriorMagnet Type).
- d) aimants à concentration de flux (Flux Concentrating Type).

I.3 Principe de fonctionnement :

Le principe des moteurs à aimants permanents est assez simple. Le champ créé par les enroulements oriente le rotor qui est constitué par des aimants. La Figure 1.3 représente un moteur ayant un rotor bipolaire et un stator comportant une paire de pôles. Les phases a et b sont portées par des enroulements opposés.

La présence de courants dans les phases oriente le rotor. On définit un "pas" élémentaire θ_p comme étant le déplacement angulaire du rotor lorsque l'alimentation est commutée d'une phase à la suivante. Nous obtenons pour cette structure $\theta_p = 90^\circ$. Ceci correspond au passage de la figure (1.3.a) à la figure (1.3.c). Les demi-bas sont obtenus en alimentant deux phases à la fois figure (1.3.b). De nombreux moteurs sur le marché utilisent ce genre de structure.

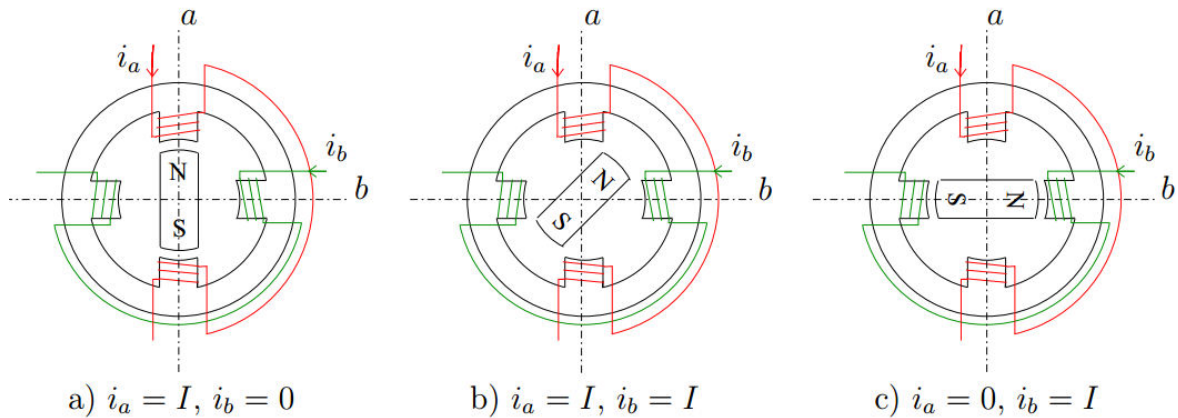


Figure I.3 Principe de fonctionnement du moteur à aimants permanents

I.4 Les avantages et les inconvénients des machines synchrones à aimants permanents

I.4.1 Les avantages:

On cite principalement :

- ✓ Facteur de puissance et rendement élevé par rapport à ceux des moteurs asynchrones;
- ✓ Robustesse incontestée par rapport au moteur à courant continu;
- ✓ Puissance massique élevée et précision de sa commande;
- ✓ Développement de la technologie des composants de l'électronique de puissance, et l'apparition des processeurs numériques à fréquence élevée et à forte puissance de calcul, surmontant ainsi le problème de l'implantation d'algorithmes de commande de l'onduleur assurant l'auto pilotage du MASP;
- ✓ Augmentation de la constante thermique et de la fiabilité, à cause de l'absence de contacts bague-balais dans ces machines.

I.4.2 Les inconvénients :

- ✓ La machine synchrone à aimants permanents est utilisée largement dans plusieurs applications comme les machines outils, la robotique, les générateurs aérospatiaux, la traction électrique ;
- ✓ Le domaine d'emploi de MSAP à l'heure actuelle est de quelques dizaines de Kilowatt à cause des caractéristiques magnétique des aimants qui peuvent être perdu en dépassant les limites de fonctionnement ;
- ✓ Le principal inconvénient de la machine à aimants est que son flux inducteur est difficile à régler de ce fait la commande du moteur est effectuée par action extérieure en particulier dans le cas d'inducteur à pôle saillants [18].

I.5 Domaine d'application :

Le moteur synchrone à aimants permanents est utilisé dans une large gamme de puissance, allant de centaines de Watts (servomoteurs) à plusieurs méga Watts (systèmes de propulsion des navires), dans des applications aussi diverses que le positionnement, la synchronisation l'entraînement à vitesse variable, et la traction [14].

- ✓ Il fonctionne comme compensateur synchrone ;
- ✓ Il est utilisé pour les entraînements qui nécessitent une vitesse de rotation constante, tels que les grands ventilateurs, les compresseurs et les pompes centrifuges.

I.6 Comparaison entre la MSAP et les autres machines électriques :

Dans le tableau I.1 les caractéristiques des différentes machines sont comparées à celles de la MSAP. (Bénéfices et inconvénients). [19]

Tableau (1.1) Comparaison entre les différents types des machines.

MACHINES	CARACTERISTIQUES
MSAP	<ul style="list-style-type: none"> • excitation assurée par les aimants. • pertes associées à la composante magnétisante négligeable. • possibilité de fonctionnements à des facteurs de puissance élevés. • dégradation des performances avec l'augmentation de la température. • possibilité démagnétisation des aimants (température, pic de courant, défluxage...) • coût
Machine synchrone conventionnelle	<ul style="list-style-type: none"> • exige une alimentation auxiliaire à courant continue pour alimenter le circuit d'excitation • commande très complexe • faible couple volumique • mauvais rendement global • mauvais facteur de puissance • pertes Joules au rotor difficiles à évacuer. • robuste

	<ul style="list-style-type: none"> • faible coût de réalisation • faible d'ondulation de couple
Machine à CC	<ul style="list-style-type: none"> • alimentation continue supplémentaire • présence des contacts tournants • maintenance régulière des balais • manque robustesse • grandes pertes dans l'inducteur • limitation en vitesse

I.7 Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents :

La modélisation de la MSAP fait l'objet de nombreuses études en moyenne et grande puissance. La mise sous forme d'un modèle mathématique d'une MSAP facilite largement son étude. Les phénomènes physiques inhérents au fonctionnement du système peuvent être partiellement ou totalement pris en compte dans un modèle. Ils découlent plusieurs niveaux de modélisation liés aux hypothèses simplificatrices associées. Plus le nombre des hypothèses est grand, plus le modèle nous permet à une étude et une exploitation plus aisée même si l'on affecte la précision du modèle. Ces simplifications proviennent des propriétés des machines à courants alternatifs.

I.7.1 Hypothèses simplificatrices :

Plus le nombre d'hypothèses est grand, plus le modèle sera simple. Cela permet une étude et une exploitation plus aisées. Ces simplifications proviennent des propriétés des machines à courants alternatifs [22.17.23]. Dans ce but, on adopte les suppositions suivantes :

- ✓ La saturation est négligée, il en résulte que les inductances propres et mutuelles sont indépendantes des courants qui circulent dans les différents enroulements;
- ✓ Les f.m.m. sont réparties sinusoïdalement dans l'entrefer de la machine, il y a une symétrie par rapport à l'axe magnétique des enroulements;
- ✓ L'effet d'encoche est négligé;

- ✓ On ne tient pas compte de l'hystérésis et des courants de Foucault dans les parties magnétiques;

I.7.2 Equations électriques :

Les équations électriques du stator d'une machine synchrone triphasée à aimants permanents sans amortisseurs s'écrivent :

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

Ou :

$$[V_s] = [V_a V_b V_c]^t : \text{Vecteur tensions statoriques.}$$

$$[i_s] = [i_a i_b i_c]^t : \text{Vecteur courants statoriques.}$$

$$[\varphi_s] = [\varphi_a \varphi_b \varphi_c]^t : \text{Vecteur flux statoriques.}$$

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} : \text{Matrice résistance du stator .}$$

I.7.3 Equations magnétiques :

$$[\varphi_s] = [L_s][i_s] + [\varphi_{fabc}] \quad (I.2)$$

Où :

$$[\varphi_s] = [\varphi_a \varphi_b \varphi_c]^t : \text{Vecteur flux statoriques.}$$

$$[i_s] = [i_a i_b i_c]^t : \text{Vecteur courants statoriques.}$$

$$[\varphi_{fabc}] = [\varphi_{fa} \varphi_{fb} \varphi_{fc}]^t : \text{Vecteur flux créé par l'aimant à travers l'enroulement statorique.}$$

La matrice $[L_s]$ est une matrice carrée qui contient des termes constants regroupés dans $[L_{s0}]$ alors que les termes variables dépendant de (θ) sont regroupés dans $[L_{s2}(\theta)]$. Dans le cas général, elle se met sous la forme :

$$[L_s] = [L_{s0}] + [L_{s2}(\theta)] \quad (I.3)$$

Avec :

$$[L_{s0}(\theta)] = \begin{bmatrix} L_{s0} & M_{s0} & M_{s0} \\ M_{s0} & L_{s0} & M_{s0} \\ M_{s0} & M_{s0} & L_{s0} \end{bmatrix} \text{ ET}$$

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

Ou :

M_{S0} : Inductance mutuelle entre deux phases statoriques.

L_{S0} : Inductance propre d'une phase statorique.

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

I.7.4 Equation mécanique :

La dernière équation importante qui complète le modèle de la machine synchrone à aimants permanents est l'équation fondamentale de la mécanique décrivant la dynamique du rotor de la machine :

$$j \frac{d\omega_r}{dt} = C_{em} - C_r - f_c \omega_r \quad (I.4)$$

L'étude analytique du comportement des équations (1.1) et (1.2) est relativement laborieuse, vu le grand nombre de coefficients variables. On utilise alors des transformations mathématiques qui permettent de décrire le comportement du moteur à l'aide d'équations différentielles à coefficients constants. L'une de ces transformations est la transformation de Park [24].

I.7.5 Transformation triphasé – diphasé :

I.7.5.1 Principe de la transformation de Concordia :

La transformation directe de Concordia est définie par une matrice $[C]$. Aux vecteurs originaux $[v_{abc}]$, $[i_{abc}]$, $[\varphi_{abc}]$, la transformation de *Concordia* fait correspondre les vecteurs $[v_{\alpha\beta 0}]$, $[i_{\alpha\beta 0}]$ et $[\varphi_{\alpha\beta 0}]$. Elle est appliquée de manière identique aux tensions, aux courants, et aux flux. Le vecteur x_0 représente la composante homopolaire, normale au plan formé par les vecteurs x_a , x_b , et x_c . Les vecteurs x_α et x_β représentent les vecteurs diphasés qui correspondent aux vecteurs x_a, x_b , et x_c . La transformation de *Concordia* est définie par [17] :

$$[x_{abc}] = [C] [x_{\alpha\beta 0}]$$

$$[x_{\alpha\beta 0}] = [C]^{-1} [x_{abc}]$$

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

$$[C] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & 1 & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (I.5)$$

La matrice de passage inverse est la transposée de la matrice $[C]$, on peut écrire donc :

$$[C]^T = [C]^{-1}$$

Les amplitudes des tensions v_o , v_α et v_β sont liées aux amplitudes des trois tensions v_a , v_b , et v_c . Dans le cas général ces amplitudes ne sont pas identiques. Les deux systèmes de composantes sont représentés par des vecteurs de Fresnel tournant avec une vitesse de rotation angulaire ω dans le plan formé par v_a , v_b , et v_c . Toutefois, les amplitudes des composantes prennent des valeurs caractéristiques dans certains cas particuliers (absence de neutre, système équilibré, régime permanent, ...etc.).

I.7.5.2 Principe de la transformation de Park :

La transformation directe de *Park* est définie par la matrice $[P]$. Aux vecteurs originaux $[v_{abc}]$, $[i_{abc}]$, $[\varphi_{abc}]$, la transformation de *Park* fait correspondre les vecteurs $[v_{dq0}]$, $[i_{dq0}]$, et $[\varphi_{dq0}]$, [25.17.26]. La transformation de *Park* est appliquée de manière identique au vecteur de tensions, de courants, et de flux $[x_{dq0}] = [x_0 x_d x_q]^T$. Le vecteur x_0 représente la composante homopolaire, normale au plan formé par les vecteurs x_a , x_b , et x_c . Les vecteurs x_d et x_q représentent les vecteurs diphasés qui correspondent aux vecteurs x_a , x_b et x_c .

La transformation de *Park* est définie par :

$$[x_{abc}] = [P] [x_{dq0}]$$

$$[x_{dq0}] = [P]^{-1} [x_{abc}]$$

$[P]$ et $[P]^{-1}$ sont les matrices de passage direct et inverse, elles sont données par :

$$[P] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\omega) & \cos 2(\omega - \frac{2\pi}{3}) & \cos 2(\omega + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\omega) & \cos 2(\omega - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\omega + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (I.6)$$

Où ω correspond à la position du repère choisi pour la transformation :

$$[P]^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\omega) & -\sin(\omega) & 1 \\ \cos 2(\omega - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\omega - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos 2(\omega + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\omega + \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \quad (I.7)$$

Avec $\omega = \theta_s$ pour le stator ou $\omega = \theta_r$ pour le rotor.

I.7.6 Application de la transformation de Park à la MSAP:

En appliquant la transformation de Park au système d'équations, on peut exprimer tous les vecteurs dans un repère lié au rotor. Après développement des équations, on obtient un système d'équation simplifiée de la machine synchrone, où les équations de tension sont données par :

$$\begin{cases} V_d = R_s i_d + \frac{d\phi_d}{dt} - \omega \phi_q \\ V_q = R_s i_q + \frac{d\phi_q}{dt} + \omega \phi_d \end{cases} \quad (I.8)$$

et les flux étant donnés par :

$$\begin{cases} \phi_d = L_d i_d + \phi_f \\ \phi_q = L_q i_q \end{cases} \quad (I.9)$$

En remplaçant les expressions des flux ϕ_d et ϕ_q dans le système (I.8) nous obtenons :

$$\begin{cases} V_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega L_q i_q \\ V_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + (L_d i_d + \phi_f) \end{cases} \quad (I.10)$$

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

$$C_{em} = \frac{dw_c}{d\theta_{geo}} = p \frac{dw_c}{d\theta} \quad (I.11)$$

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

$$P(t) = \frac{3}{2} (V_d i_d + V_q i_q) \quad (I.12)$$

En remplaçant V_d, V_q par leurs expressions on aura :

$$P(t) = \frac{3}{2} \left[R_s (i_d^2 + i_q^2) + \left(\frac{d\phi_d}{dt} i_d + \frac{d\phi_q}{dt} i_q \right) + \frac{d\theta}{dt} (\phi_d i_q - \phi_q i_d) \right] \quad (I.13)$$

- ✓ $\frac{3}{2} R_s (i_d^2 + i_q^2)$: représente la puissance dissipée en pertes Joules dans les enroulements du stator,
- ✓ $\left(\frac{d\phi_d}{dt} i_d + \frac{d\phi_q}{dt} i_q \right)$: représente la variation de l'énergie magnétique emmagasinée dans les enroulements du stator.
- ✓ $(\phi_d i_q - \phi_q i_d)$: représente la puissance électromagnétique.

Sachant que :

$$p_e = C_{em} \omega_r \quad (I.14)$$

Il vient :

$$C_{em} = \frac{3}{2} P(\phi_d i_q - \phi_q i_d) \quad (I.15)$$

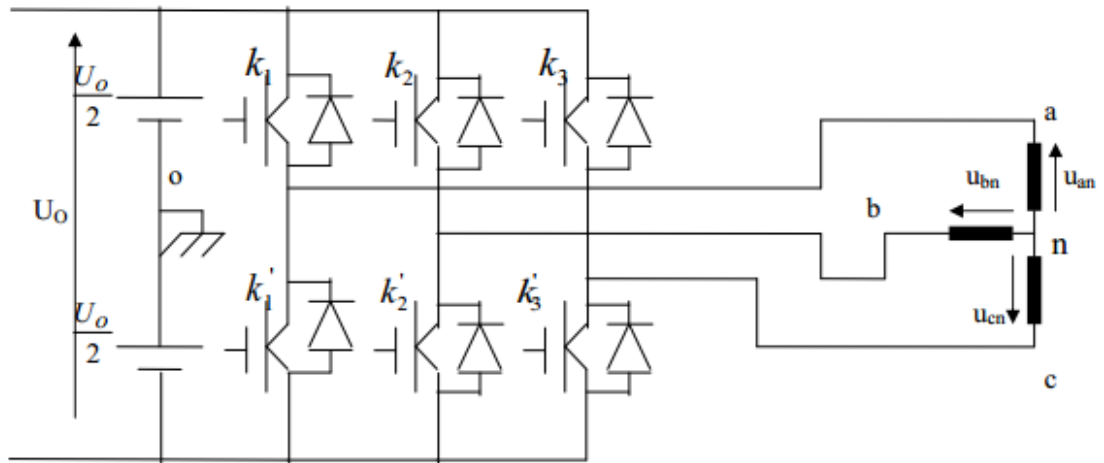


Figure I.5 Schéma d'un onduleur de tension triphasé alimenté un MSAP [31].

- ✓ $k(1, 2, 3) = 1$: Interrupteur du demi-bras haut (1, 2, ou 3) fermé;
- ✓ $k'(1, 2, 3) = 0$: Interrupteur du demi-bras bas (1,2 ou 3) ouvert.

La (figure.I.6), présente l'onduleur triphasé de tension alimentant un moteur synchrone à aimant permanent.[30]Pour simplifier l'étude, on supposera que :

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

Les diodes $D_i = 1, 2, 3, \dots, 6$, sont des diodes de protection des transistors assurant la roue libre [32].

les tensions composées sont obtenues à parties de l'onduleur :

$$\begin{cases} V_{ab} = V_{a0} + V_{0b} = V_{a0} - V_{b0} \\ V_{bc} = V_{b0} + V_{0c} = V_{b0} - V_{c0} \\ V_{ca} = V_{c0} + V_{0a} = V_{c0} - V_{a0} \end{cases} \quad (I.17)$$

Les tensions $V_{ab}; V_{bc}; V_{ca}$ considérées comme des tensions a l'entrée de l'onduleur

$$\begin{cases} V_{a0} = V_{an} + V_{n0} \\ V_{b0} = V_{bn} + V_{n0} \\ V_{c0} = V_{cn} + V_{n0} \end{cases} \quad (I.18)$$

n est l'indice de neutre V_{a0}, V_{b0}, V_{c0} tensions simple de la machine V_{n0} tension fictive entre le neutre et la machine synchrone à aimant permanent et le point fictif o (figure I.6)

Alors :

$$\begin{cases} v_{an} = \frac{1}{3}v_0(2k_1 - k_2 - k_3) \\ v_{bn} = \frac{1}{3}v_0(-k_1 + k_2 - k_3) \\ v_{cn} = \frac{1}{3}v_0(-k_1 - k_2 + 2k_3) \end{cases} \quad (\text{I.19})$$

Alors :

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3}v_0 \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} k_1 \\ k_2 \\ k_3 \end{bmatrix} \quad (\text{I.20})$$

I.9 Onduleur de tension à MLI :

La modulation de largeur d'impulsion (en anglo-saxon Pulse Width Modulation) consiste à adopter une fréquence de commutation supérieure à la fréquence des grandeurs de sortie et à former chaque alternance d'une tension de sortie d'une succession de créneaux de largeurs convenables [30.33].

Plusieurs types de MLI utilisables pour la commande des onduleurs de tension parmi lesquels on retient :

- ✓ La modulation sinus – triangle effectuant la comparaison d'un signal de référence sinusoïdal à une porteuse triangulaire.
- ✓ Les modulations pré calculées pour les quelles les angles de commutation sont calculés hors ligne pour annuler certaines composantes du spectre de la tension, et donner une certaine onde fondamentale.
- ✓ Les modulations post calculées appelées encore MLI régulières symétriques ou MLI vectorielle dans lesquelles les angles de commutation sont calculés on –line.

I.10 Modulation de largeur d'Impulsion Sinus triangle :

On retient ce mode de commande pour former à la sortie de l'onduleur des alternances de tension à l'aide d'une succession de créneaux rectangulaires, dont la largeur varie suivant une loi de commande qui nous permet d'avoir :

- ✓ Un courant pratiquement sinusoïdale quel que soit le régime de fonctionnement du moteur ;
- ✓ Des ondulations du couple très faibles ;
- ✓ Un bon contrôle de la phase du fondamental de la tension d'alimentation de la machine par rapport à une référence établie par la commande ;

- ✓ Repousser les fréquences des harmoniques en haut pour faciliter leur filtrage ;
- ✓ Faire varier la valeur efficace du fondamental de la tension de sortie ;
- ✓ Le réglage est effectué par les durées d'ouverture et de fermeture des interrupteurs et par les séquences de fonctionnement. La loi de modulation est une comparaison entre une tension de référence sinusoïdale $V_{ref}(t)$ et une onde triangulaire appelée porteuse d'une fréquence f .

Le signal de commande de l'interrupteur électronique d'un bras de l'onduleur triphasé $K_i = 1,2,3$ est fermé si l'onde de référence de la phase correspondante est supérieure ou égale à la porteuse triangulaire, et vice versa [30.32.33].

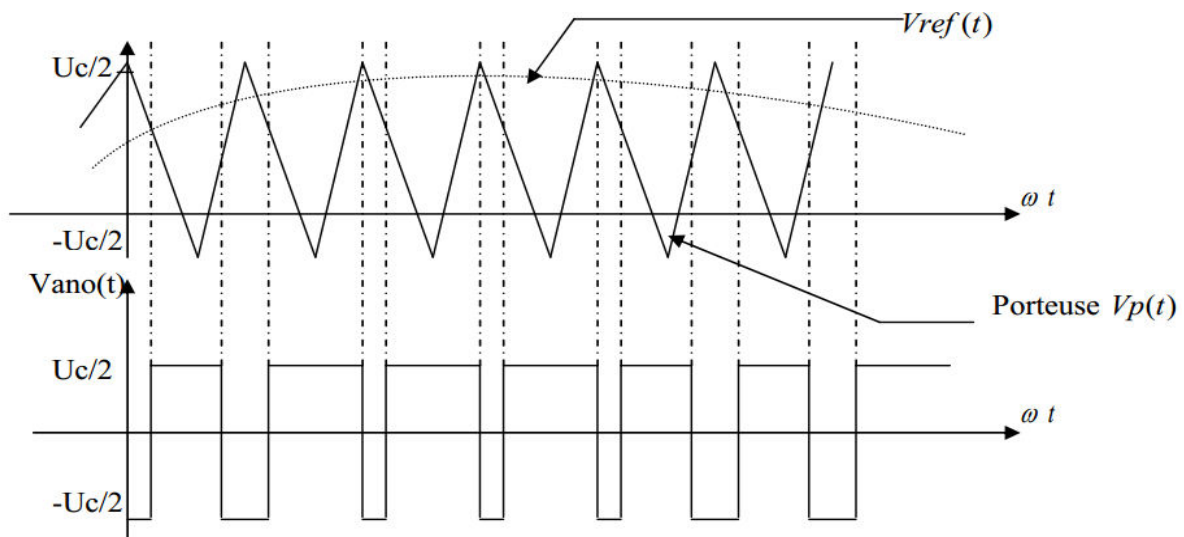


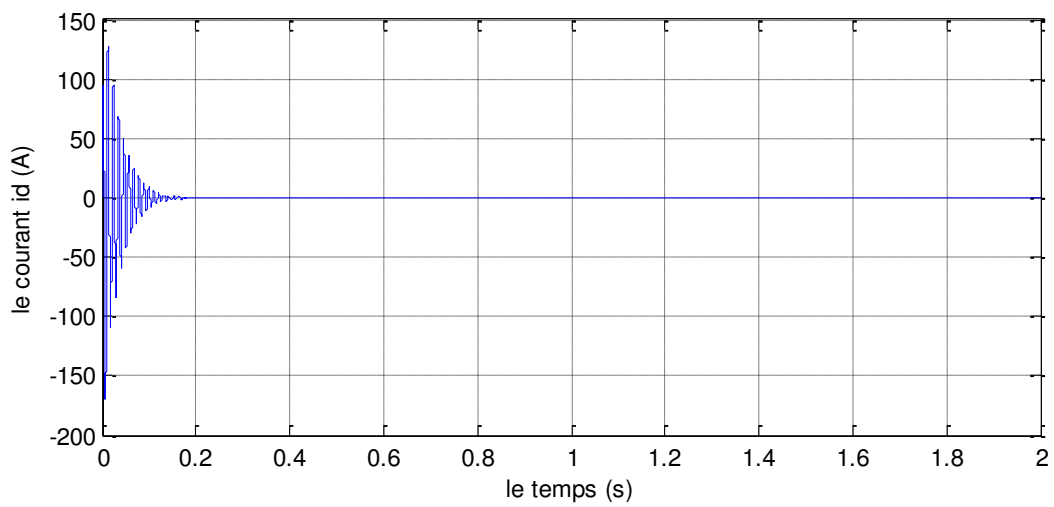
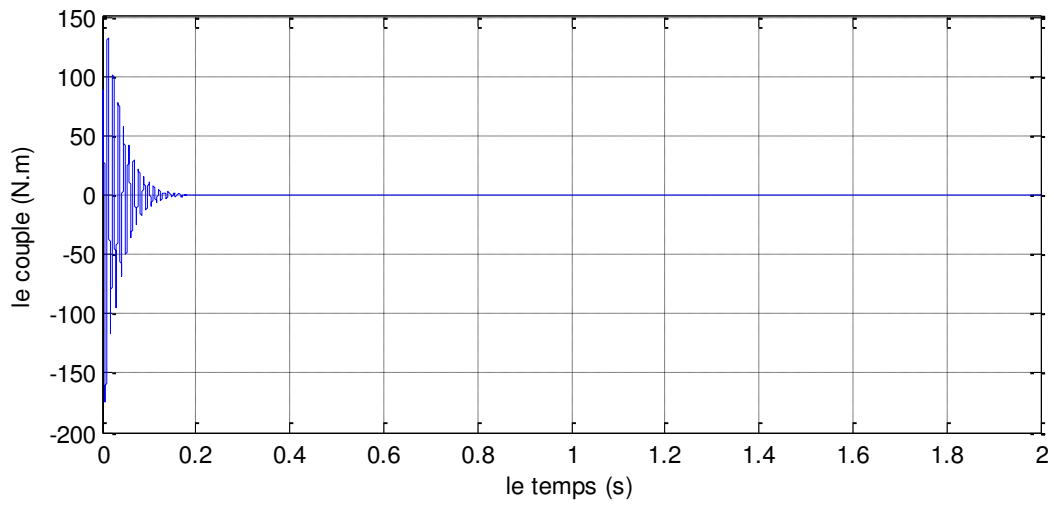
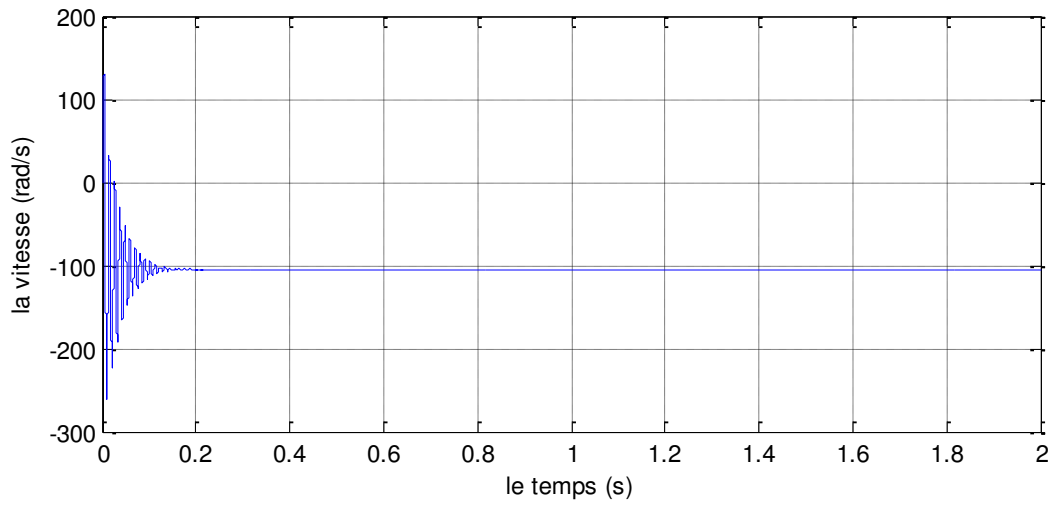
Figure I.6 : MLI sinus-triangle.

I.11 Simulation et interprétation :

Pour compléter l'étude théorique présentée précédemment, une simulation numérique est indispensable. La simulation a été effectuée sous l'environnement MATLAB/SIMULINK traitant le comportement d'une machine synchrone à aimant permanents. A noter que les paramètres de la machine utilisée sont donnés en annexe.

I.11.1 Sans onduleur de tension (à vide et en charge) :

À vide:



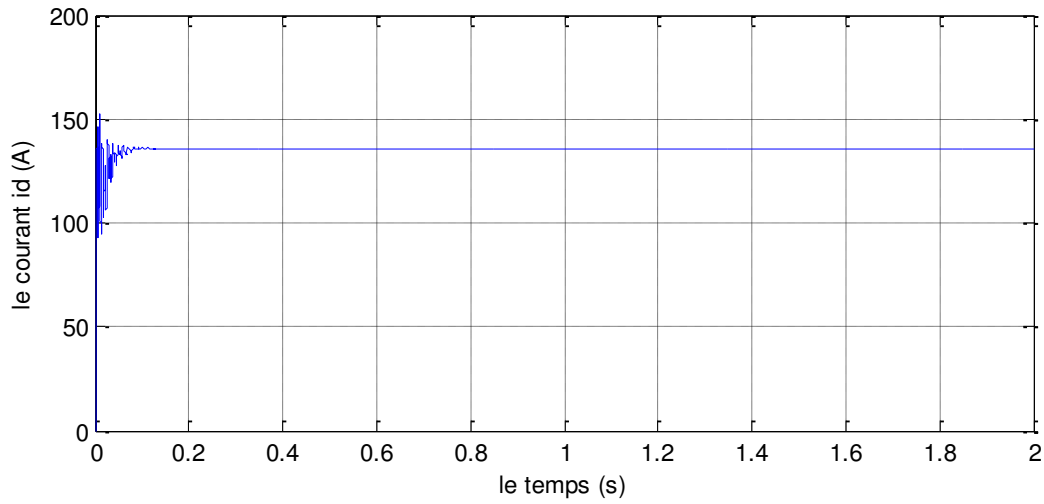
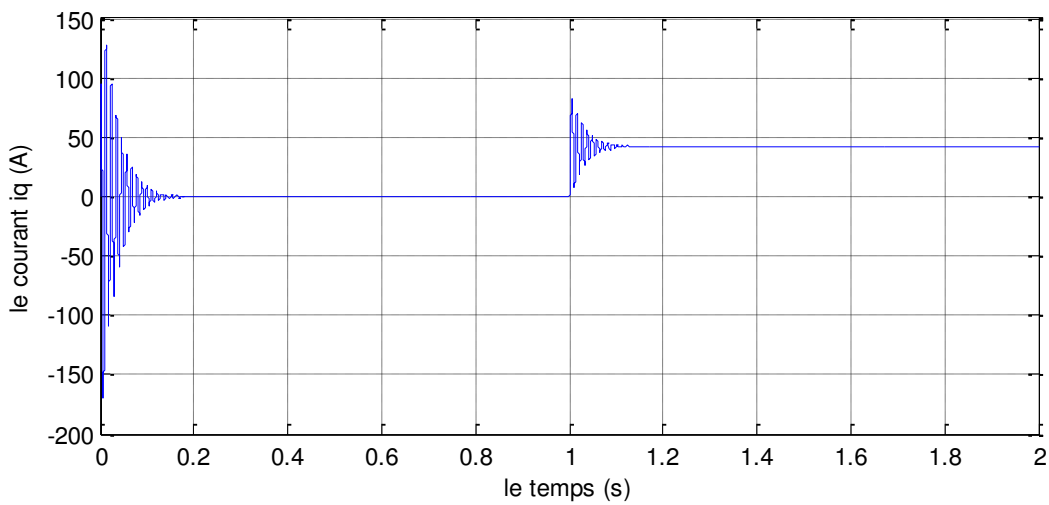
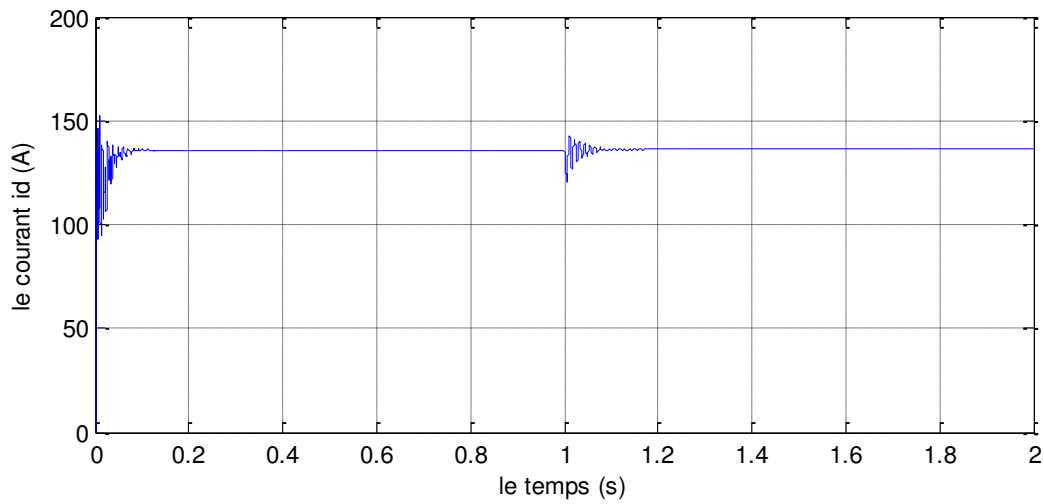


Figure I.7 Résultats de simulation de la MSAP :(id, iq, Ce, w) à vide et en absence de l'onduleur.

En charge (Cr= 10) :



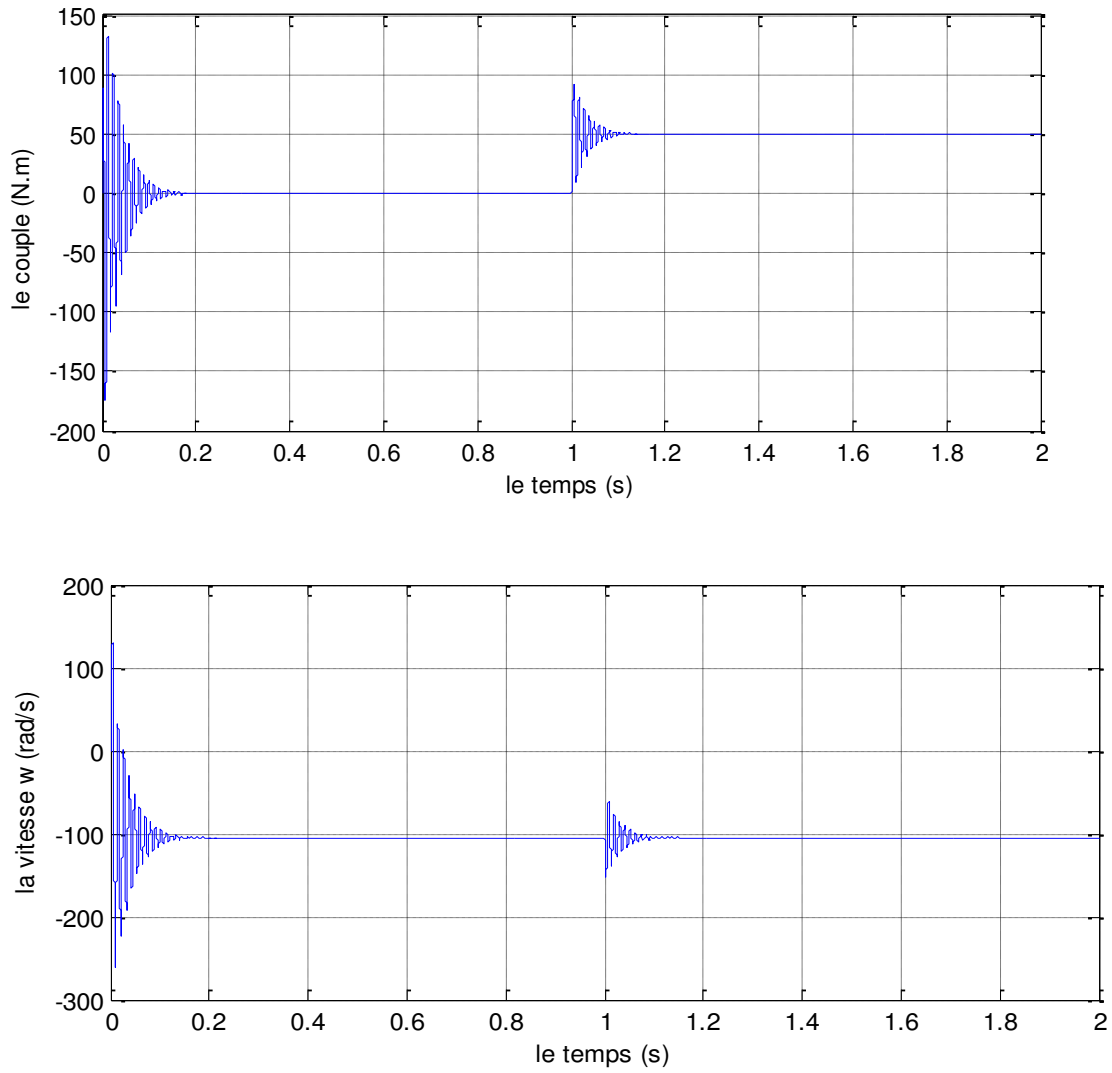


Figure I.8 Résultats de simulation de la MSAP :(id, iq, Ce, w) en charge Cr=10 sans onduleur.

I.11.2 Avec l'onduleur de tension (en charge et à vide) :

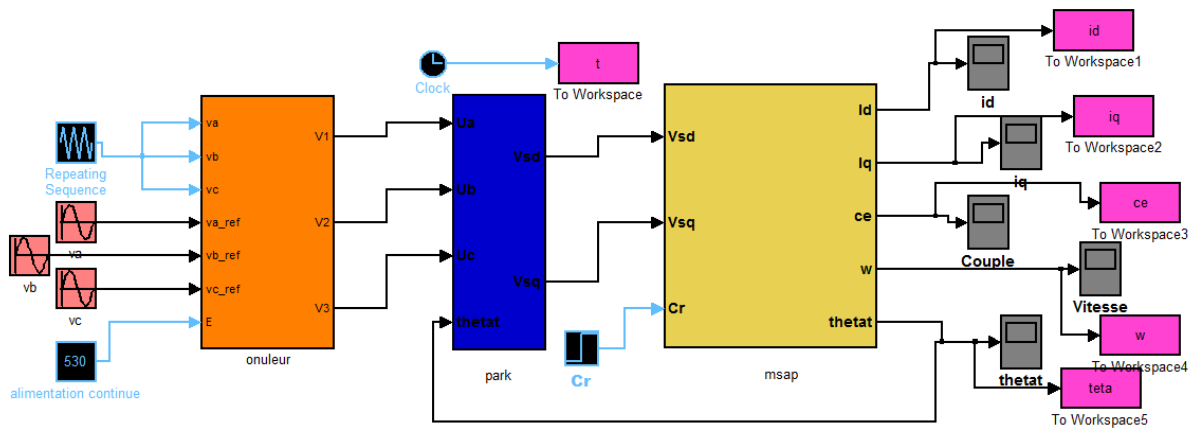
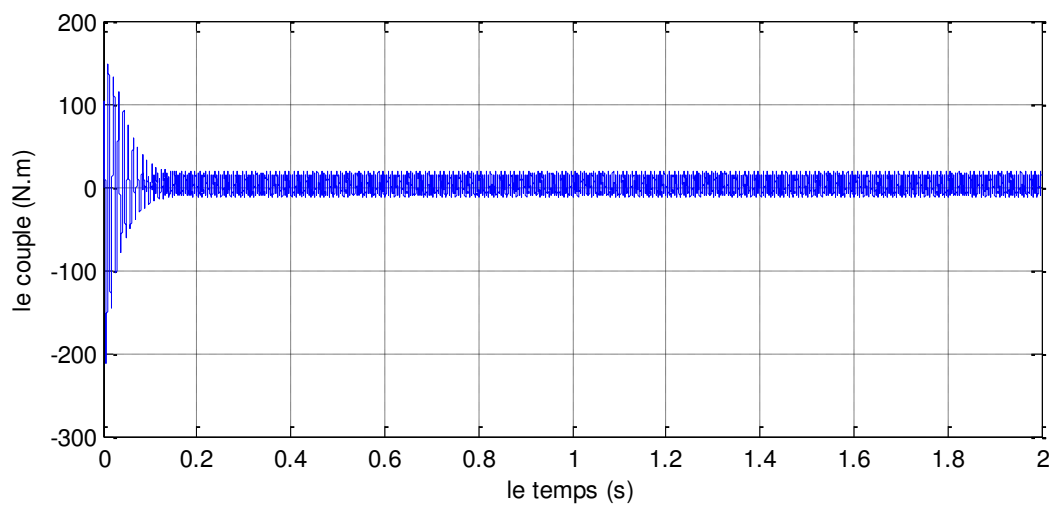
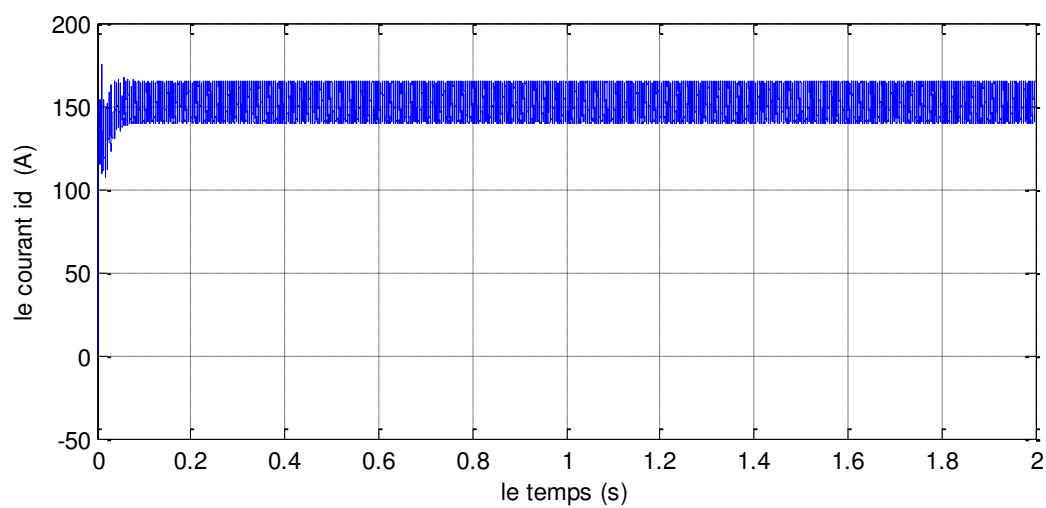
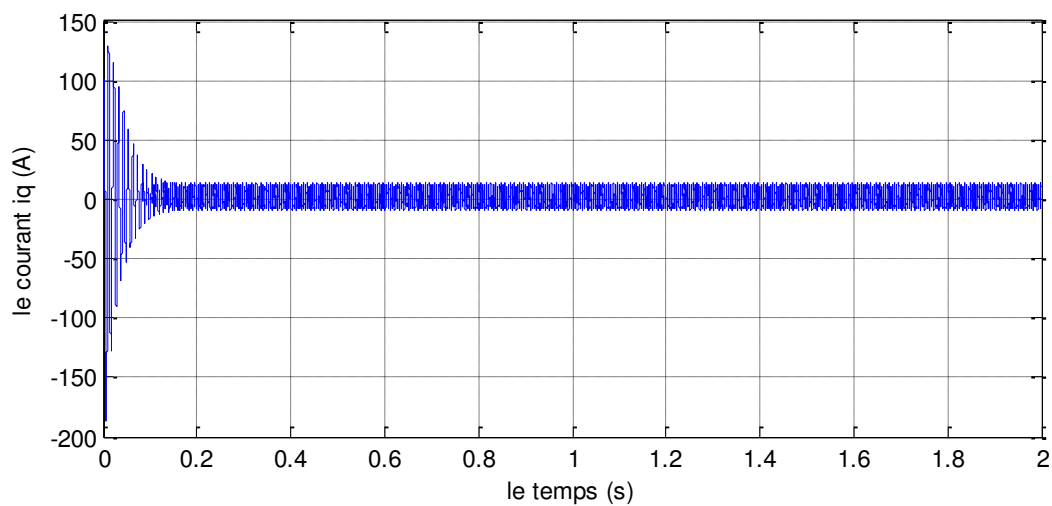


Figure I.9 schéma bloc de l'association MSAP- onduleur de tension.

À vide :



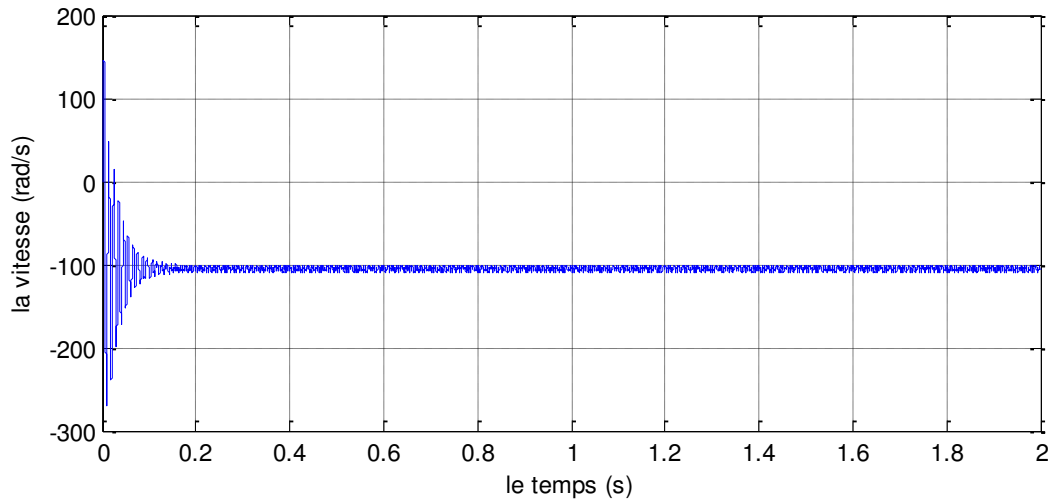
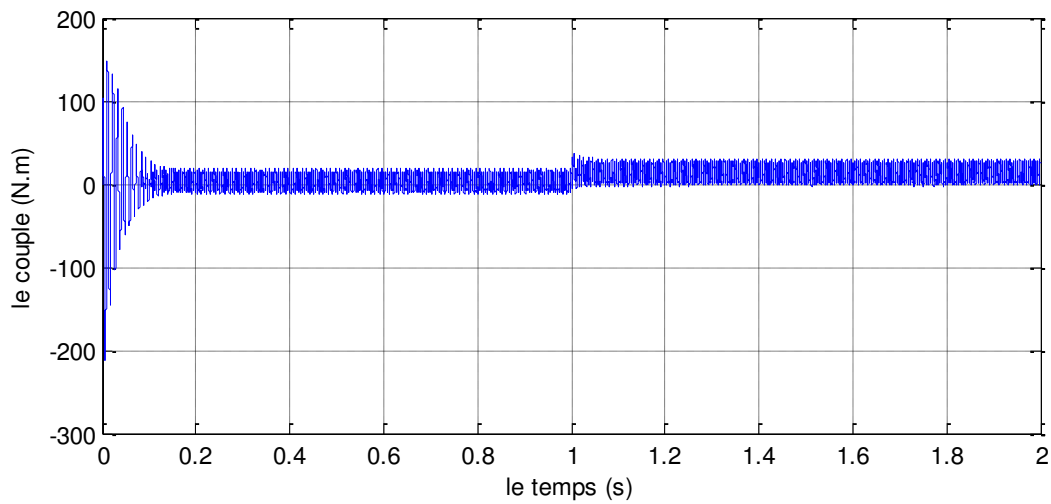
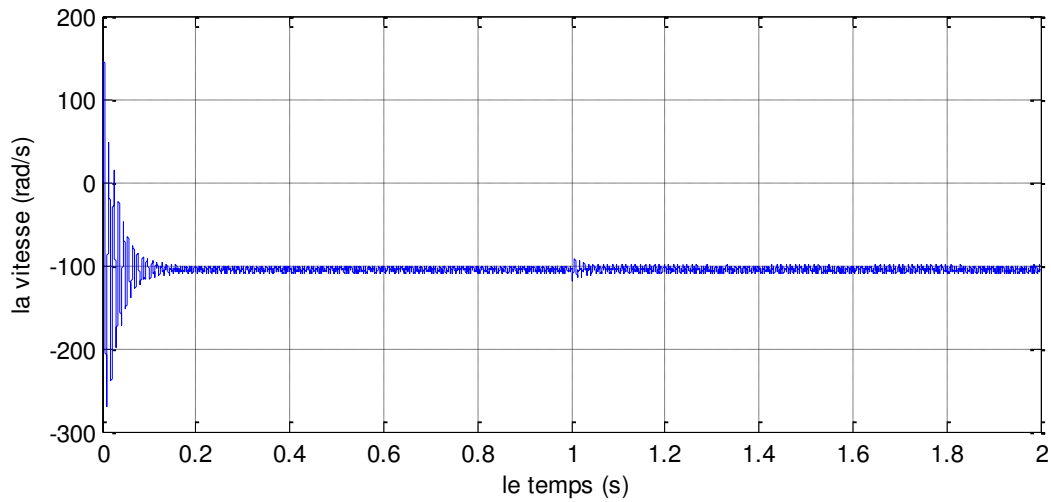


Figure I.10 Résultats de simulation de l'association MSAP- onduleur :(id, iq, Ce, w) à vide.

En charge (Cr=10) :



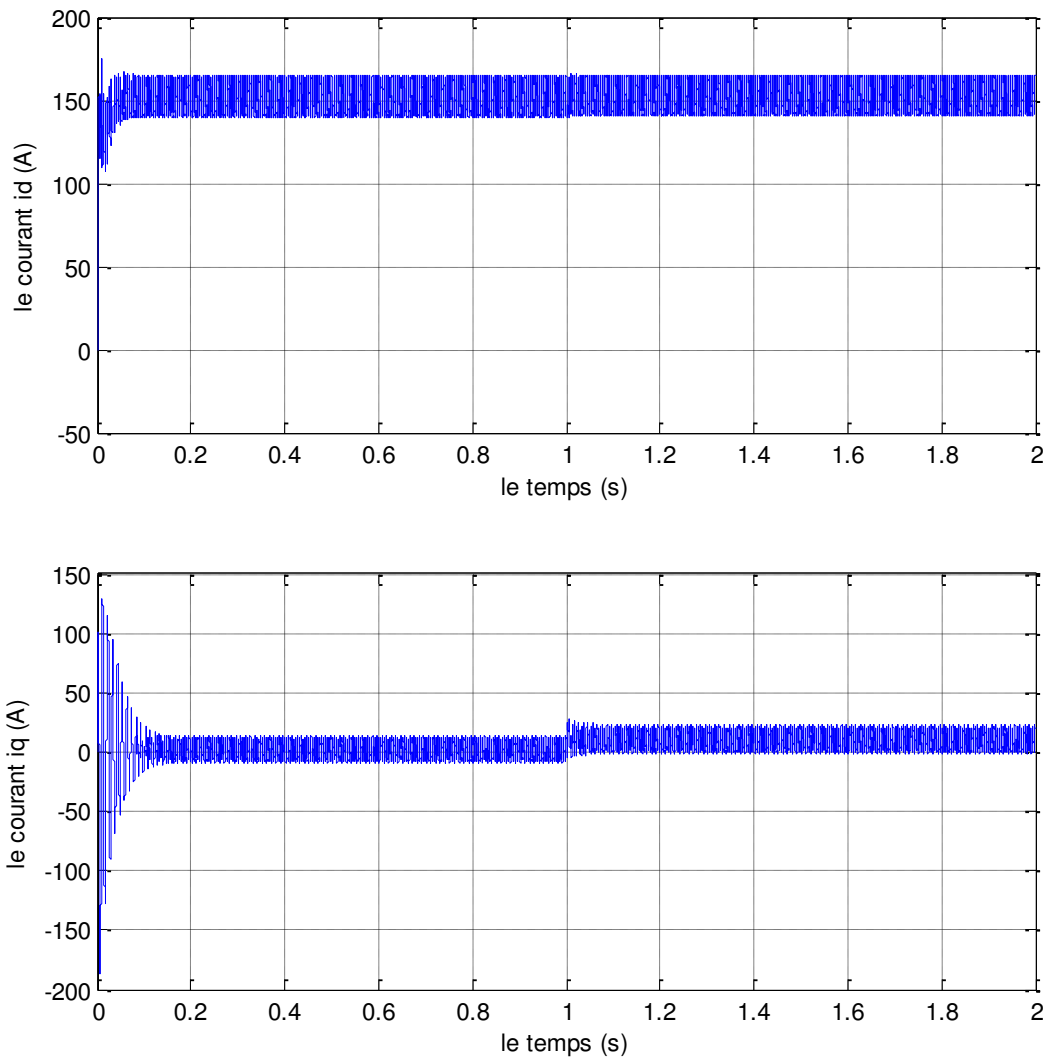


Figure I.11 Résultats de simulation de l'association MSAP- onduleur : (id, iq, Ce, w) en charge.

I.11.3 Interprétation :

Les figures (1.7) (1.8) (1.10) (1.11) illustrent les résultats de la simulation de la MSAP, en première étape pour un démarrage à vide sous une alimentation de tension $V=220\text{ V}$ et de fréquence 50 Hz .

En deuxième étape on applique un couple résistant de 10 N.m à l'instant $t = 1\text{ s}$.

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

- ✓ Pendant le régime transitoire, la vitesse est fortement pulsatoire, présentant au premier instant de démarrage des battements importants, et atteint sa valeur nominale. La contre réaction des masses tournantes tendant à ramener le moteur au repos fait apparaître des valeurs de vitesse négative très faible et de courte durée ;
- ✓ L'allure de la courbe du couple présente au démarrage des battements importants dans un intervalle de temps court, puis se stabilise à zéro puisque la machine est à vide ;

- ✓ Pour les courants i_d et i_q au début de démarrage on voit des pics de courant assez important démarrage, ensuite ils se stabilisent à leurs valeurs nominales après un temps assez court ;
- ✓ $At=1s$, on applique une charge de $c_r=10 N.m$, on remarque que les caractéristiques suivent cette variation puis se stabilisent au régime permanent ;
- ✓ Si on compare ces résultats (MSAP alimentée par un onduleur) avec ceux obtenus auparavant (MSAP alimentée par le réseau), on constate qu'ils sont similaires, sauf que la présence de l'onduleur engendre des ondulations.

I.12 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.

II.1 Introduction :

La commande des machines à courant alternatif est difficile du fait qu'il existe un couplage complexe entre le flux et le couple. Cette difficulté a encouragé le développement de plusieurs techniques de commande afin que ces machines se comportent comme des machines à courant continu, caractérisées par un découplage naturel du flux et du couple. Parmi ces techniques de commande, la commande vectorielle [34].

La commande vectorielle Connue aussi par "commande par orientation du flux" et notée FOC (field oriented control). En 1971, BLASCHE a proposé une théorie de commande de champ orienté qui permet d'assimiler le comportement de la machine synchrone à aimants permanents à une machine à courant continu à excitation séparée, ou la force magnétomotrice de l'induit établie un angle de 90° avec l'axe du flux inducteur, et ceci, quelle que soit la vitesse de rotation [35.36]. Ce chapitre présente la commande vectorielle de la MSAP.

II.2 Avantages et inconvénients de la commande vectorielle :

II.2.1 Avantages de la commande vectorielle :

- ✓ Elle est basée sur le modèle transitoire (traiter les régimes transitoires ce que ne permettait pas de faire le variateur classique);
- ✓ Elle est précise et rapide ;
- ✓ Il y a un contrôle du couple à l'arrêt;
- ✓ Le contrôle des grandeurs se fait en amplitude et en phase.

II.2.2 Inconvénients de la commande vectorielle :

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

- ✓ Très chère (encodeur incrémental ou estimateur de vitesse.);
- ✓ Faible robustesse aux variations paramétriques et en particulier à celles de la constante de temps rotorique;
- ✓ Nécessité d'un modulateur pour la commande rapprochée de l'onduleur qui provoque des retards, surtout à basse fréquence de modulation (grande puissance). Ces retards sont responsables d'une augmentation du temps de réponse en couple, ce qui pénalise les variateurs utilisés en traction;
- ✓ Présence de transformations de coordonnées dépendant d'un angle θ_s estimé;
- ✓ la vitesse de rotation intervient explicitement dans l'algorithme de commande. Quand on ne mesure pas cette vitesse (variateur sans capteur de vitesse), les erreurs sur l'estimée de cette vitesse dégradent les performances du variateur.

II.3 Principe de la commande vectorielle :

Quelque 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 , nous laisse un degré de liberté. Cette liberté peut être exploitée afin de satisfaire un critère d'optimisation selon l'application.

L'objectif principal de la commande vectorielle de la MSAP est donc de contrôler le couple de manière optimale selon un critère choisi. 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 des courants I_d et I_q . Pour simplifier la commande, on fixe souvent le courant I_d de manière que le couple soit proportionnel à I_q dans une plage de vitesse donnée. [37.38]

L'expression du couple devient comme suit :

$$C_e = P \varphi_f i_q \quad (\text{II.1})$$

La commande vectorielle sert alors à contrôler les deux composantes (i_d) et (i_q) du courants statorique en imposant les tensions (v_d) et (v_q) qui conviennent.

Pour imposer ces tensions il suffit d'imposer les tensions de référence (v_{qref}) et (v_{dref}) à l'entrée de l'onduleur [39]. A l'aide des régulateurs, nous allons obtenir des courants de référence (i_{qref}) et (i_{dref}).

II.4 Stratégie de la commande vectorielle de la MSAP :

Le modèle de la MSAP alimenté en tension est donné par les équations suivantes :

$$\begin{cases} v_d = R_s i_d + l_d \frac{di_d}{dt} - \omega l_q i_q \\ v_q = R_s i_q + l_q \frac{di_q}{dt} + \omega l_d i_d + \omega \varphi_f \end{cases} \quad (\text{II.2})$$

$$J \frac{d\omega_r}{dt} = c_{em} - c_r - f \cdot \omega_r \quad (\text{II.3})$$

$$\text{Avec: } \omega = P \omega_r \quad (\text{II.4})$$

$$c_{em} = \frac{3}{2} P [(l_d - l_q) I_d \cdot I_q + \omega_{sf} \cdot I_q] \quad (\text{II.5})$$

Le modèle décrit par les équations précédentes montre que la MSAP est un système multi-variable, non linéaire et fortement couplé.

Le but principal de la commande vectorielle des machines à courants alternatifs est d'améliorer leurs comportements statiques et dynamiques grâce à une structure de contrôle similaire à celle d'une machine à courant continu.

La machine étudiée est à pôles lisses, son couple électromagnétique est maximal lorsque le courant statorique dans le référentiel de *Park* est maintenu calé sur l'axe *q*

($I_s = I_q$). Ceci revient à imposer la composante directe du courant nulle (figure II.1) qui a pour effet la diminution des pertes joule. Le système d'équations (II.2) devient:

$$\begin{cases} V_d = -L_q \omega I_q \\ V_q = R_s I_q + L_q \frac{dI_q}{dt} + \omega_{sf} \omega \end{cases} \quad (II.6)$$

et le couple dévient:

$$C_{em} = \frac{3}{2} P \cdot \omega_{sf} \cdot I_q \quad (II.7)$$

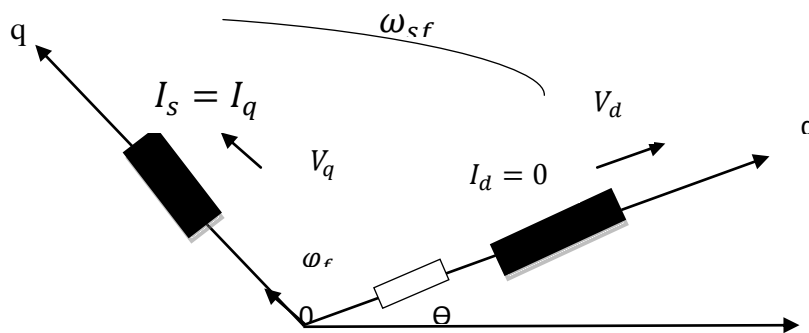


Figure II.1 : Principe de la commande vectorielle

On remarque que cette stratégie permet d'éliminer le problème de couplage entre les axes «*d*» et «*q*». Le modèle (II.6), (II.7) et l'équation mécanique peuvent être représentées par le schéma fonctionnel figure (II.2) qui ressemble à celui de la machine à courant continu.

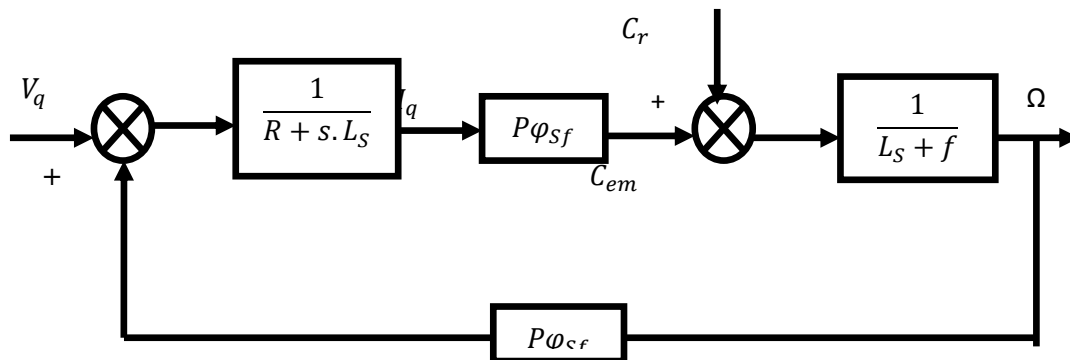


Figure II.2 : Modèle de la MSAP quand I_d est nul

II.5 Découplage :

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

$$\begin{cases} v_d = \left(R_s i_d + l_d \frac{di_d}{dt} \right) - \omega l_q i_q \\ v_q = \left(R_s i_q + l_q \frac{di_q}{dt} \right) + \omega (l_d i_d + \varphi_f) \end{cases} \quad (\text{II.8})$$

Ce couplage est éliminé par une méthode de compensation [24]. Cette dernière méthode consiste à faire ajouter des termes afin de rendre les axes d et q complètement indépendants.

II.6 Découplage par compensation :

L'alimentation en tension est obtenue en imposant les tensions de référence à l'entrée de la commande de l'onduleur. Ces tensions permettent de définir les rapports cycliques sur les bras de l'onduleur de manière à ce que les tensions délivrées par cet onduleur aux bornes du stator de la machine soient les plus proches possibles des tensions de référence. Mais, il faut définir des termes de compensation, car, dans les équations statoriques, il y a des termes de couplage entre les axes ' d ' et ' q ' [40], Les tensions suivant les axes (d, q)

$$\begin{cases} V_d = \left(R_s I_d + L_d \frac{dI_d}{dt} \right) - \omega L_q I_q \\ V_q = \left(R_s I_q + L_q \frac{dI_q}{dt} \right) + \omega (L_d I_d + \varphi_{sf}) \\ \omega = P \cdot \omega_r \end{cases} \quad (\text{II.9})$$

La figure (II.3) représente le couplage entre l'axe « d » et « q » : La figure (II.3) représente le couplage entre l'axe « d » et « q »

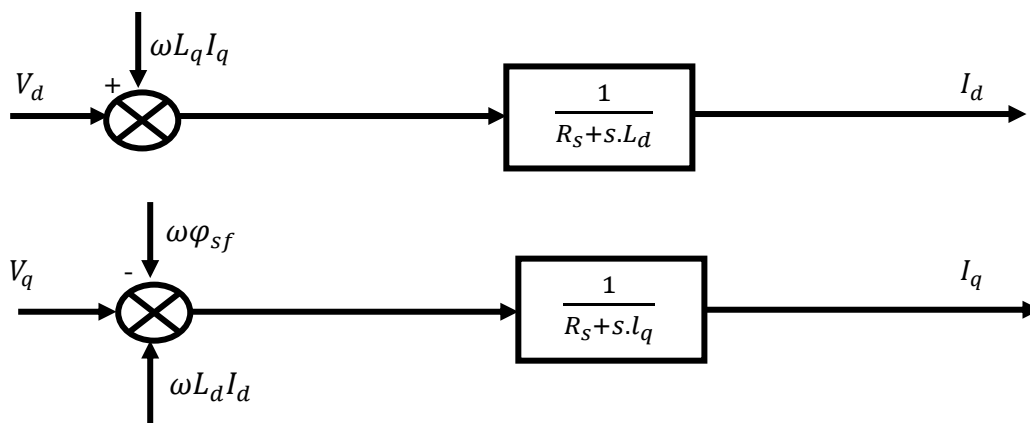


Figure II.3 Description de couplage

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

Avec :

$$\begin{cases} e_d = \omega L_q I_q \\ e_q = \omega (L_d I_d + \varphi_{sf}) \end{cases} \quad (\text{II.10})$$

A partir de l'équation (II.9) et (II.10) on a :

$$\begin{cases} V_d = V_{d1} - e_d \\ V_q = V_{q1} + e_q \end{cases} \quad (\text{II.11})$$

$$\begin{cases} V_{d1} = (R_s + s \cdot L_d) \cdot I_d \\ V_{q1} = (R_s + s \cdot L_q) \cdot I_q \end{cases} \quad (\text{II.12})$$

On a donc les courants « I_d » et « I_q » sont découplés. Le courant I_d ne dépend que de V_{d1} , et I_q ne dépend que V_{q1} , à partir de l'équation (II.9) les courants I_d et I_q s'écrivent de la façon suivante :

$$\begin{cases} I_d = \frac{V_{d1}}{R_s + s \cdot L_d} \\ I_q = \frac{V_{q1}}{R_s + s \cdot L_q} \end{cases} \quad (\text{II.13})$$

s : Opérateur de Laplace.

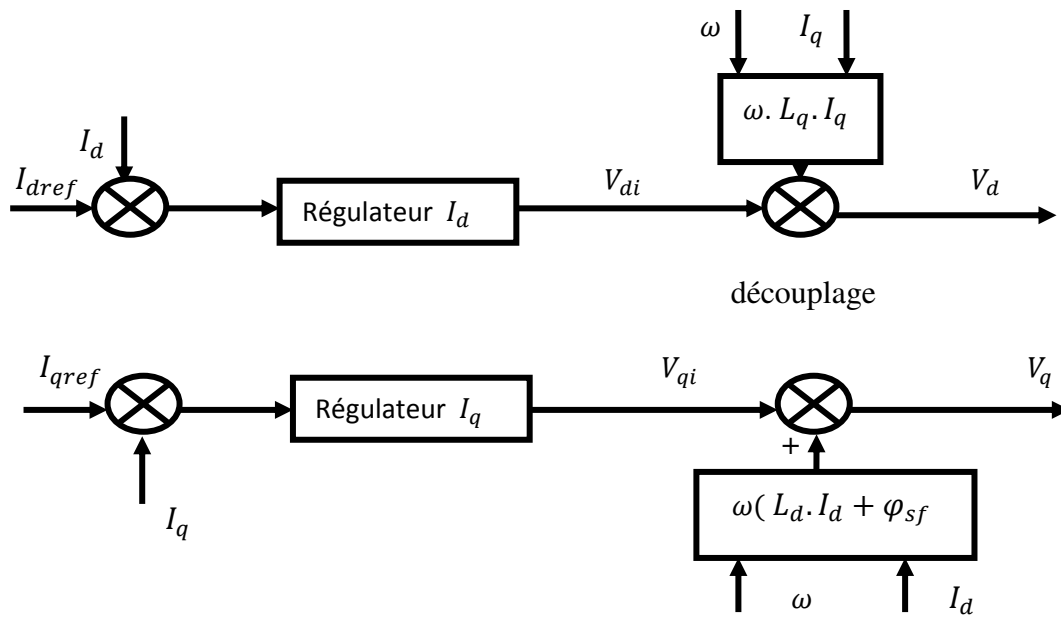


Figure II.4 Principe de découplage par compensation

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

Le schéma de principe de régulation des courants statoriques est représenté par la figure ci-dessous [41] :

Avec :

V_{d1} : la tension à la sortie de régulateur de courant « I_d ».

V_{q1} : la tension à la sortie de régulateur de courant « I_q ».

Si on associe la machine avec le bloc de compensation on obtient la figure (II.5) :

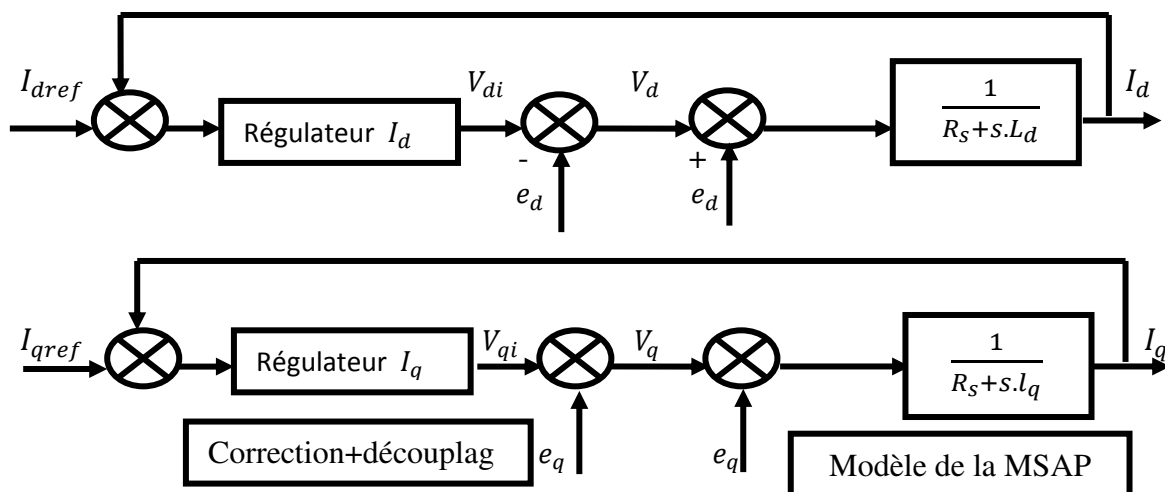


Figure II.5 Structure générale : (machine-découplage par compensation)

Les actions sur les axes « d » et « q » sont donc découplés et représentées par la figure (II.6) :

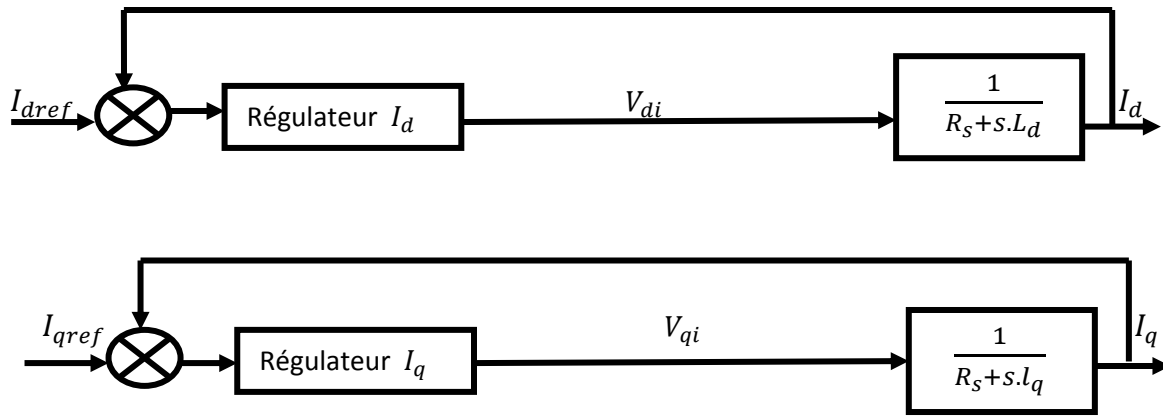


Figure II.6 Commande découplée

II.7 Description du système global :

La machine étant découplée selon deux axes (d, q), la régulation sur l'axe d est faite par une seule boucle, tandis que la régulation sur l'axe q est faite par deux boucles en cascades l'une interne pour réguler le courant et l'autre externe pour réguler la vitesse.

La vitesse est régulée à travers la boucle externe, la sortie de son régulateur est permet de générer le courant de référence I_{qref} qui est comparé à la valeur du courant I_q issue de la mesure des courants réels et leur erreur appliqué à l'entrée du régulateur du courant I_q . En parallèle avec cette boucle, on trouve une boucle de régulation du courant I_d qui est maintenu à zéro.

Les sorties des régulateurs de courant i_d et i_q sont appliquées à un bloc de découplage qui permet de générer les tensions de référence V_{dref}, V_{qref} et par passage du repère (d, q) au repère (α, β) qui nous donne les deux tensions de référence $V_{\beta ref}, V_{\alpha ref}$.

II.8 Calcul des régulateurs :

Le rôle des régulateurs est de maintenir une grandeur de sortie égale a la grandeur de référence impose malgré la présence des perturbations internes ou externes [42]. Lorsque le découplage entre l'axe d et l'axe q est réalisé, la régulation est effectuée à l'aide des régulateurs de type proportionnel – intégral (PI). L'action intégrale a pour effet de réduire l'écart entre la consigne et la grandeur régulée. L'action proportionnelle permet le réglage de la rapidité du système [20].

Le régulateur (PI) est la mise en parallèle des actions proportionnelle et intégrale, figure (II.7). La relation entre la sortie $U_r(t)$ et le signal d'erreur $\epsilon(t)$ est donné par la relation suivante :

$$U_r(t) = k_p \epsilon(t) + k_i \int_0^t \epsilon(t) dt \quad (\text{II.14})$$

C'est à dire :

$$\frac{U_r(s)}{\epsilon(s)} = k_p + \frac{k_i}{s} \tag{II.15}$$

Avec :

k_p : Gain proportionnel

k_i : Gain intégral

T_i : Constante de temps d'intégration ; telque : $T_i = \frac{1}{k_i}$

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

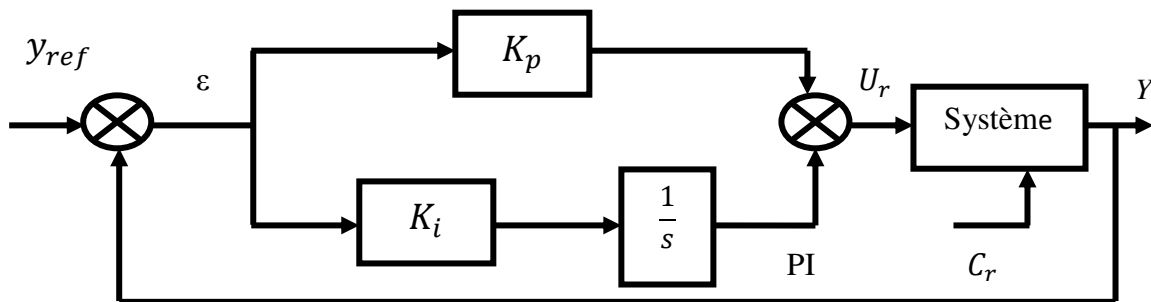


Figure II.7 Régulateur PI

La fonction de transfert sera :

$$\frac{U_r}{\epsilon} = k_p + \frac{k_i}{s} \tag{II.16}$$

On peut aussi écrire le régulateur sous la forme suivante :

$$P.I \rightarrow \frac{U_r}{\epsilon} = \frac{1 + s.T_1}{s.T_2} \tag{II.17}$$

$$\text{avec : } \begin{cases} k_p = \frac{T_1}{T_2} (a) \\ k_i = \frac{1}{T_2} (b) \end{cases} \tag{II.18}$$

II.9 Dimensionnement des régulateurs :

La machine étant découplée selon deux axes (d,q), la régulation sur l'axe "d" est faite par une seule boucle, tandis que la régulation sur l'axe "q" est faite par deux boucles en cascades l'une interne pour réguler le courant et l'autre externe pour réguler la vitesse.

II.9.1 Régulateur du courant I_q :

La commande de la MSAP s'effectue en contrôlant les courants I_d et I_q , le système est composé d'une boucle de régulation de vitesse, qui impose la référence I_{qref} , le courant I_d est maintenu nul, la commande est effectuée par les régulateurs (PI) pour avoir l'erreur statique nulle ($\epsilon = 0$).

Sachant que :

$$I_q = \frac{V_{q1}}{R_s + s.L_q} \tag{II.19}$$

Et que la forme générale du régulateur (PI) est : $\frac{1 + s.T_1}{s.T_2}$ (équation (II.17)), on aboutit au schéma de la figure (II.10) :

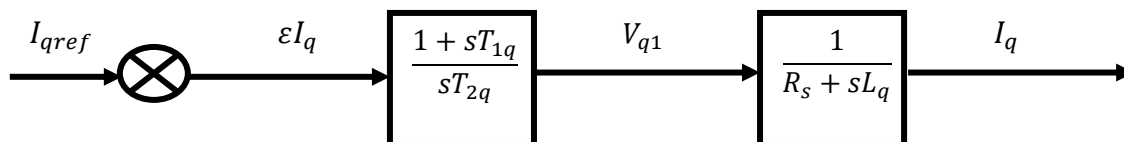


Figure II.8 Boucle de régulation du courant I_q

Pour la régulation du courant I_d , on suit la même procédure utilisée pour la régulation du courant I_d . La FTBO est exprimée par :

$$FTBO = \frac{1 + s.T_{1q}}{s.T_{2q}(R_s + s.L_q)} \tag{II.20}$$

$$FTBF = \frac{1 + s.T_{1q}}{s.T_{2q}(1 + s.\frac{L_q}{R_s})} \tag{II.21}$$

Par l'utilisation de la méthode de compensation des pôles, on saura :

$$1 + s.T_{q1} = 1 + s.\frac{L_q}{R_s} \quad \text{Ce qui se traduit par la condition :}$$

$$\frac{L_q}{R_s} = T_{1q} = \tau_q \tag{II.22}$$

$\frac{L_q}{R_s}$ Constante de temps électrique.

Si on remplace la constante par sa valeur, équation (II.22) dans l'équation (II.20), on trouve :

$$FTBO = \frac{1}{s.R_s.T_{2q}} \quad (\text{II.23})$$

Pour la fonction de transfert en boucle fermée (FTBF) :

$$FTBF = \frac{FTBO}{1 + FTBO} \quad (\text{II.24})$$

$$FTBF = \frac{1}{1 + s.R_s.T_{2q}}$$

De la forme :

$$\frac{1}{1 + s.\tau_q} \quad (\text{II.25})$$

Par identifications on trouve :

$$\tau_q = R_s T_{2q} \Rightarrow T_{2q} = \frac{\tau_q}{R_s} \quad (\text{II.26})$$

En imposant le temps de référence :

$$Tr = 3\tau_q (\text{critère de } \pm 5\%) \quad (\text{II.27})$$

On a :

$$T_{2q} = \frac{Tr}{3R_s} \quad (\text{II.28})$$

Tr : Temps de réponse imposé.

$\tau_q = \frac{L_q}{R_s}$: Constante de temps électrique de l'axe q de la machine.

On remplace l'équation (II.26) dans (II.18b), on obtient :

$$k_i = \frac{R_s}{\tau_q} \quad (\text{II.29})$$

Si on remplace l'équation (II.27) dans (II.29) et on obtient finalement :

$$\begin{cases} K_{pq} = \frac{3L_q}{Tr} \\ K_{iq} = \frac{3R_s}{Tr} \end{cases} \quad (\text{II.30})$$

II.9.2 Régulateur du courant Id :

La boucle de régulation sur l'axe d est présentée par la figure suivante :

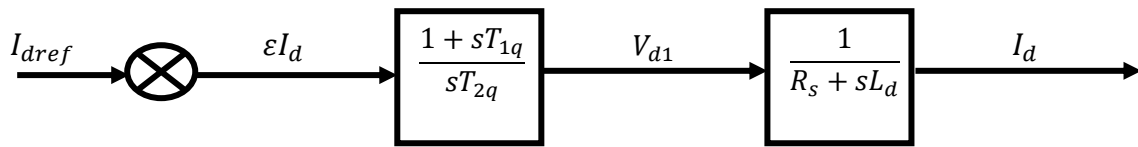


Figure II.9 Boucle de régulation du courant I_d

Pour la régulation du courant I_d , on suit la même procédure utilisée pour la régulation du courant I_q

$$FTBF = \frac{1 + s.T_{1q}}{s.T_{2q}(1 + s.\frac{L_q}{R_s})} \tag{II.31}$$

$$FTBF = \frac{1}{1 + s.R.T_{2d}} \tag{II.32}$$

$$\frac{L}{R_s} = T_{1d} = \tau_d \tag{II.33}$$

On impose:

$$T_r = 3\tau_d \tag{II.34}$$

$$\tau_d = R_s.T_{2d} \Rightarrow T_{2d} = \frac{\tau_d}{R_s} \tag{II.35}$$

On remplace l'équation (II.34) dans (II.35) on obtient :

$$T_{2d} = \frac{T_r}{3R_s} \tag{II.36}$$

$\tau_d = \frac{L_d}{R_s}$: Constante de temps électrique de l'axe d de la machine.

II.9.3 Régulation de vitesse :

Le processus à commander est décomposé en deux sous système :

- ✓ Sous système du réglage de courant I_q donc du couple aussi.
- ✓ Sous système de la partie mécanique.

La boucle de régulation de la vitesse est j_s représentée par la figure ci-dessous :

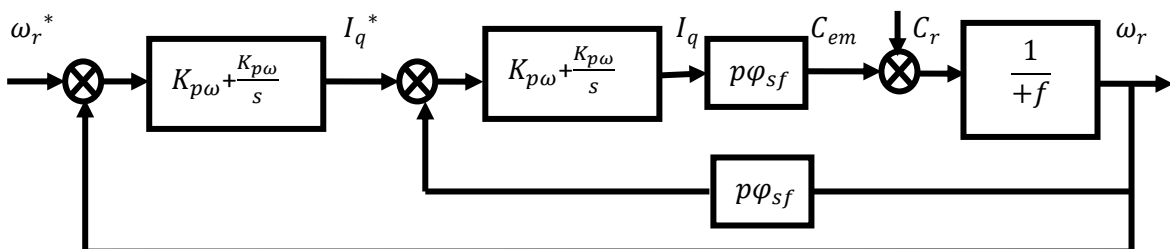


Figure II.10 Boucle de régulation de vitesse

Le schéma de la figure (II.10) peut être simplifié par la figure (II.11) :

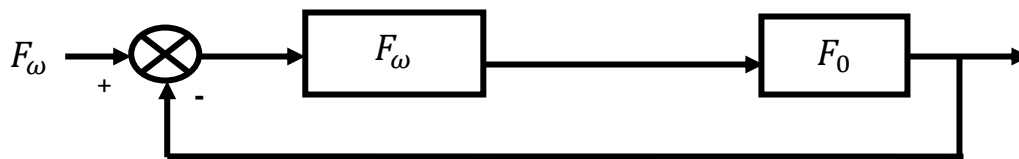


Figure II.11 Boucle de régulation de vitesse

$F_{\omega}(s)$: La fonction de transfert du régulateur de vitesse.

$$F_{\omega}(s) = k_{p\omega} + \frac{k_{i\omega}}{s} = \frac{1 + s.T_{1\omega}}{s.T_{2\omega}} \quad (\text{II.37})$$

$$\text{ou : } \begin{cases} K_{p\omega} = \frac{T_{1\omega}}{T_{2\omega}} \\ K_{i\omega} = \frac{1}{T_{2\omega}} \end{cases} \quad (\text{II.38})$$

$F_0(s)$: La fonction de transfert en boucle ouverte

$$F_0 = \frac{p\varphi_{sf}}{f(1+s.\tau_q) + (1+s.\tau_m)} \quad (\text{II.39})$$

$$\tau_m = \frac{J}{f} : \text{Constante mécanique de la machine.}$$

La FTBF est donnée par :

$$F_{BF}(s) = \frac{F_{\omega}(s)F_0(s)}{1 + F_{\omega}(s)F_0(s)} \quad (\text{II.40})$$

Après les calculs on trouve :

$$F_{BF}(s) = \frac{p\varphi_{sf}(k_{p\omega}.s + k_{i\omega})}{j\tau_q s^3 + (j + f\tau_q)s^2 + (p\varphi_{sf}k_{p\omega} + f).s + p\varphi_{sf}k_{i\omega}} \quad (\text{II.41})$$

Si on néglige $(J.\tau_q)$, $(f.\tau_q)$ devant J , le polynôme caractéristique de cette fonction devient:

$$P(s) = j.s^2 + (f + p\varphi_{sf}k_{p\omega})s + p\varphi_{sf}k_{i\omega} \quad (\text{II.42})$$

En imposant au polynôme caractéristique en boucle fermée deux pôles complexes conjugués :

$$s_{1,2} = \rho(1 \pm j) \quad \text{il devient alors :}$$

$$P(s) = s^2 + 2\rho.s + 2\rho^2 \quad (\text{II.43})$$

Par identification terme à terme entre l'équation (II.42) et (II.43) on trouve :

$$\left\{ \begin{aligned} k_{p\omega} &= \frac{2\rho - f}{p\varphi_{sf}} \end{aligned} \right. \quad (\text{II.44})$$

$$k_{i\omega} = \frac{2jp^2 - f}{p\phi_{sf}}$$

Où : $\rho = \epsilon \omega n$

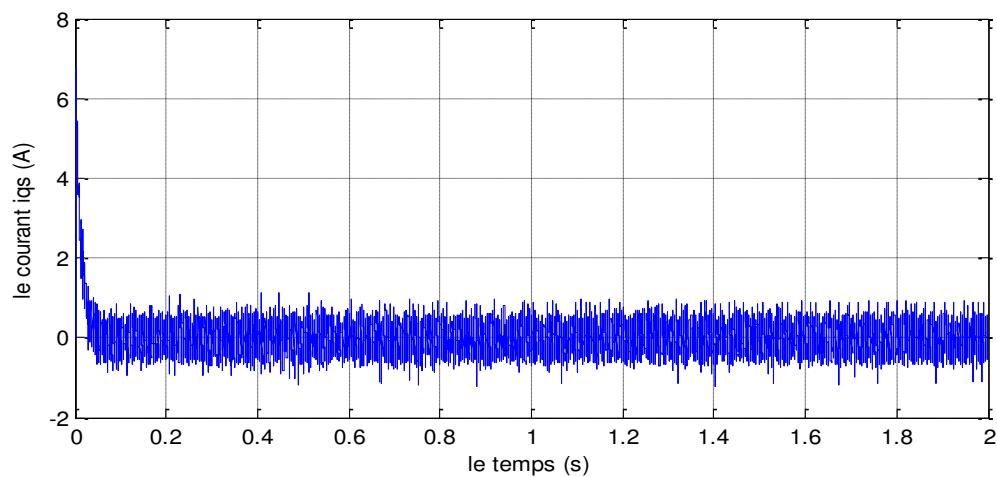
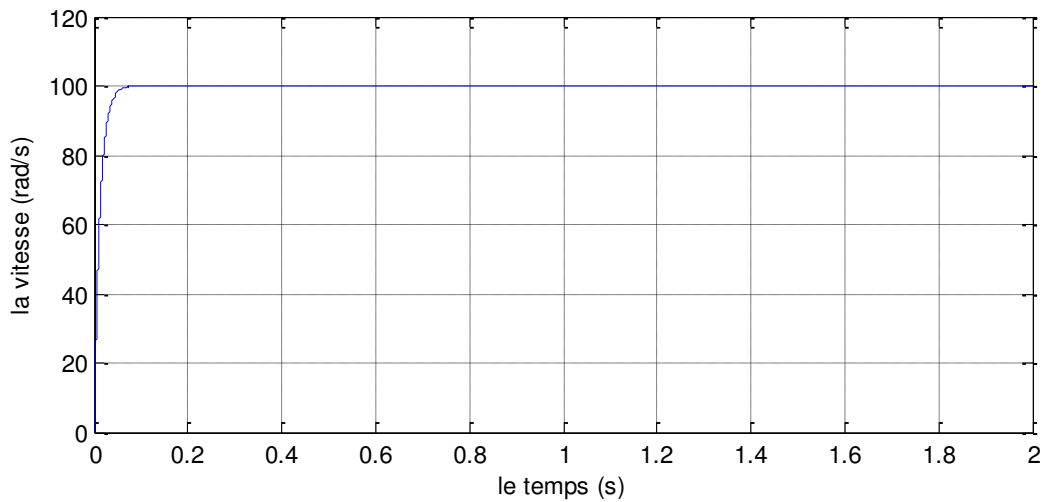
ωn : Pulsation propre du système.

ϵ : Facteur d'amortissement.

II.10 Simulation et interprétation des résultats :

Pour compléter l'étude théorique présentée précédemment, une simulation numérique est indispensable. La simulation a été effectuée sous l'environnement MATLAB/SIMULINK traitant le comportement d'une machine synchrone à aimant permanents. A noter que les paramètres de la machine utilisée sont donnés en annexe.

à vide :



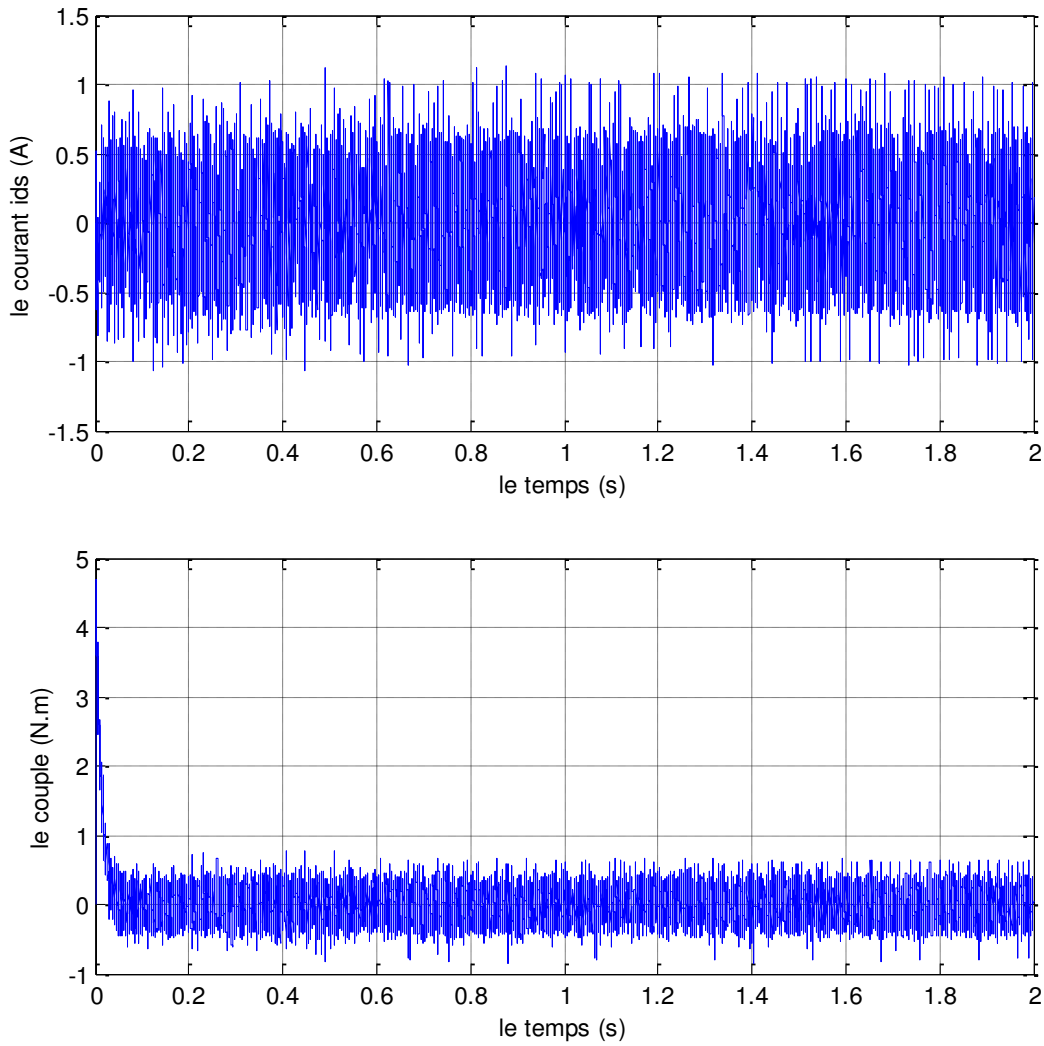
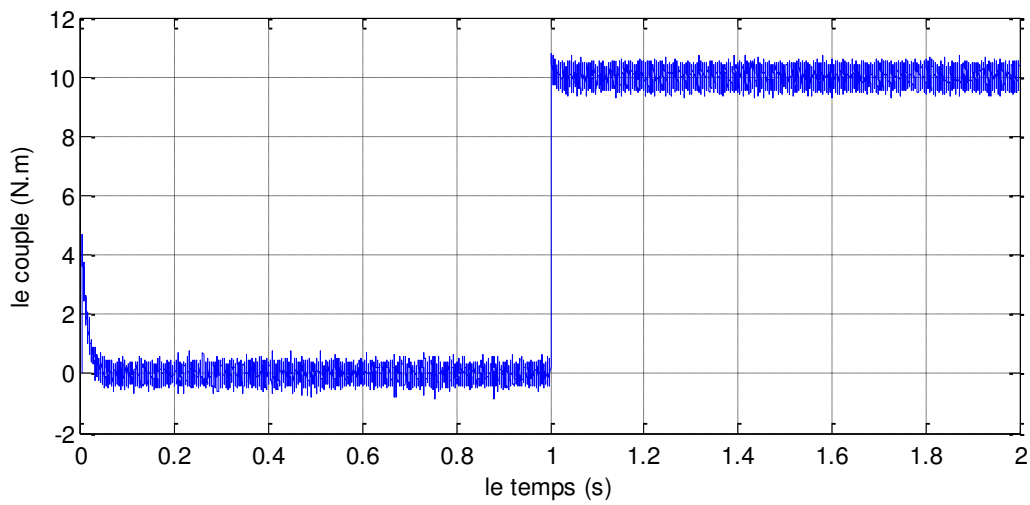


Figure II.12 : Résultats de simulation de la commande vectorielle de la MSAP à vide

En charge ($C_r=10$ N.m) :



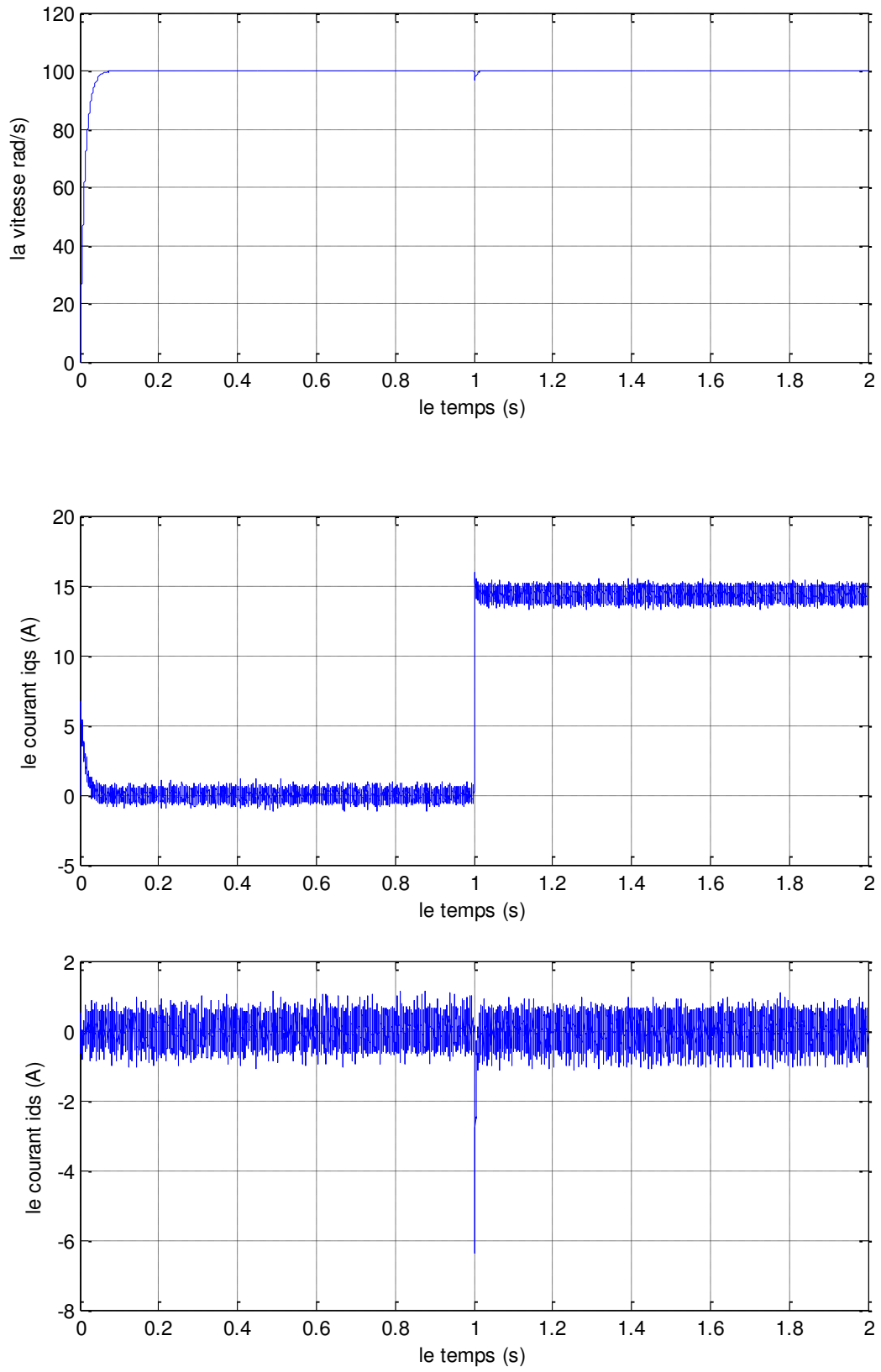


Figure II.13 Résultats de simulation de la commande vectorielle de la MSAP en charge

II.10.1 Interprétation :

La figure (II.12), et (II.13) représentent les résultats de simulation de l'essai à vide et en charge. On remarque que dans le fonctionnement à vide, l'allure de la vitesse suit parfaitement sa référence qui est atteinte très rapidement avec un temps de réponse acceptable. A près l'application de la charge à l'instant $t=1s$ ($c_r = 10N.m$), on remarque que la vitesse présente une petite chute qui est rejetée rapidement, puis rejoint sa valeur de référence. L'allure du courant statorique présente un pic lors du démarrage puis suit la variation de la charge.

II.11 Conclusion :

Cette étude par simulation a permis d'aborder la conception d'un asservissement de vitesse du MSAP associée à une commande vectorielle.

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

III.1 Introduction :

Le contrôle direct du couple DTC venu de la nomination anglaise « Direct Torque Control », basé sur l'orientation du flux statorique est l'une des méthodes qui a été introduite par Depenbrock en 1987 sous la terminologie suivante : Direct Self Control (DSC) [42.43].

Une optimisation de ces séquences de commutation peut conduire à une diminution des ondulations de couple et du bruit acoustique. Dans la méthode du contrôle direct du couple, le couple et le flux sont directement imposés par un choix judicieux du vecteur de tension imposé par le convertisseur d'alimentation [44.45].

Ce type de commande est basé sur la détermination « directe » de la séquence de commande appliquée aux interrupteurs d'un onduleur de tension. 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 le 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) [46].

Dans ce qui suit on s'intéressera spécialement à la commande directe du couple et du flux (DTC ou DTFC). Pour étudier cette stratégie de commande, on commencera par une présentation d'une structure de commande du MSAP par DTC. Ensuite des résultats de simulations seront présentés et discutés [47.48].

III.2 Principes généraux de la commande directe du couple :

Le principe de la commande directe de couple (DTC) et basée sur la détermination directe de la séquence de commande appliquée aux interrupteurs d'un onduleur de tension, il 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 est appliqué pendant toute la période d'échantillon. Les caractéristiques générales d'une commande directe de couple sont : [49]

- ✓ 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.[38]

III.3 Fonctionnement et séquence d'un onduleur de tension triphasé :

Dans le plan complexe constitué des axes (α, β) , le vecteur de tension complexe représentant l'état d'un onduleur de tension triphasé ne peut avoir que huit positions distinctes du fait que chacun des trois bras de l'onduleur ne peut avoir que deux états possibles. Le vecteur de tension complexe est ainsi défini par la transformation suivante: [57]

$$\overline{V}_S = V_{S\alpha} + j V_{S\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left[V_A + V_B e^{j\frac{2\pi}{3}} + V_C e^{j\frac{4\pi}{3}} \right] \tag{III.1}$$

$[V_A \ V_B \ V_C]^T$ est le vecteur de tensions simple à la sortie de l'onduleur qui dépend de l'état des interrupteurs. Cet état est représenté, théoriquement, par 3 grandeurs booléennes de Commande $C_{ki} (i = 1,2,3)$: ou C_{ki} est l'état de l'interrupteur K_i , supposé parfait, tel que pour le i^{eme} bras de l'onduleur ($i=1, 2, 3$) :

- ✓ $C_{ki} = 1$ si l'interrupteur de haut est fermé et l'interrupteur de bas est ouvert;
- ✓ $C_{ki} = 0$ si l'interrupteur de haut est ouvert et l'interrupteur de bas est fermé.

Dans ces conditions on peut écrire :

$$\overline{V}_S = \sqrt{\frac{2}{3}} E \left[C_{k1} + C_{k2} e^{j\frac{2\pi}{3}} + C_{k3i} e^{j\frac{4\pi}{3}} \right] \tag{III.2}$$

La figure (III.1) montre la représentation dans le plan complexe des 8 positions du vecteur V_s dont deux correspondent au vecteur nul, générés par un onduleur de tension à deux niveaux :

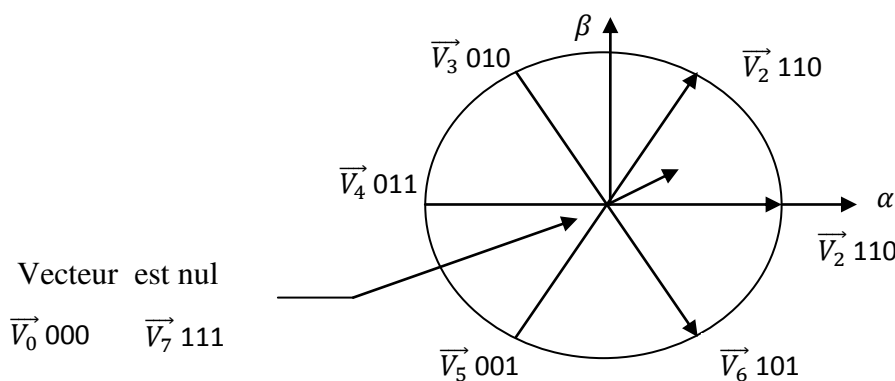


Figure III.1 Séquences de fonctionnement d'un onduleur, et partition du plan complexe en six secteurs angulaires.

III.4 Stratégie de la commande directe de couple et de flux :

Taka hashi a proposé une stratégie de commande de couple et de flux (DTC), [58.59.60] qui est basée sur :

- ✓ le domaine temporel est divisé en des périodes de durée T_e réduites ($T_e \leq 50 \mu s$) ;
- ✓ pour chaque coup d'horloge, on mesure les courants de ligne et les tensions par phase du MSAP ;
- ✓ On reconstitue les composantes du vecteur de flux statorique ;
- ✓ On estime le couple électromagnétique du MSAP, en utilisant l'estimation du flux statorique et la mesure des courants de lignes ;
- ✓ On détermine la séquence de fonctionnement de l'onduleur pour commander le flux et le couple suivant une logique qu'on va présenter dans ce que suit.

III.4.1 Contrôle du flux statorique et du couple électromagnétique :

Le contrôle dynamique du couple de la machine synchrone peut être mis en évidence par le modèle vectoriel de la machine synchrone. [61.62]

Dans le référentiel $(\alpha,)$ lié au stator, on peut écrire: [63]

$$V_s = R_s I_s + \frac{d\varphi_s}{dt} \quad (\text{III.3})$$

A partir de l'expression (III.3), on peut écrire :

$$\varphi_s(t) = \int_0^1 (V_s - R_s I_s) dt + \varphi_{s0} \quad (\text{III.4})$$

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.4) peut s'écrire :

$$\varphi_s(t) = \varphi_{s0} + V_s T_e \quad (\text{III.5})$$

$$\Delta \varphi_s = \varphi_{s0} - \varphi_{s0} = V_s T_e \quad (\text{III.6})$$

L'équation (III.4) implique que l'extrémité du vecteur $\varphi_s(t)$ se déplace sur une droite dont la direction est donnée par le vecteur de tension appliqué V_s , comme il est montré sur la Figure. (III.3).

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. [61]

Chaque secteur S_k contiendra un vecteur d'espace actif V_K de tension de l'onduleur. On se met dans le cas où on applique un système direct et équilibré de tension au stator du moteur synchrone. Le flux tourne alors dans le sens trigonométrique.

Le tableau III.1 résume l'action combinée de chaque configuration sur le flux statorique et le couple.

Table.III.1 : Table générale de vérité pour un vecteur flux statorique situé dans un secteur S_k

$C_{em} \uparrow \quad \Phi_S \uparrow$	$C_{em} \uparrow \quad \Phi_S \downarrow$	$C_{em} \downarrow \quad \Phi_S \uparrow$	$C_{em} \downarrow \quad \Phi_S \downarrow$
V_{k+1}	V_{k+2}	V_{k-1}	V_{k-2}

Le niveau d'efficacité des vecteurs tensions appliqués dépend également de la position du vecteur flux dans le secteur S_k . Le vecteur de tension à la sortie de l'onduleur est déduit des écarts de couple et de flux estimés par rapport à leur référence, ainsi un estimateur de flux qu'un estimateur de couple est donc nécessaire.

III.5 Description de la structure de contrôle :

III 5.1 Sélection du vecteur de tension :

Afin de fixer l'amplitude du vecteur flux statorique, l'extrémité du vecteur flux doit avoir une trajectoire circulaire. Pour cela, le vecteur de tension appliqué doit être toujours perpendiculaire au vecteur flux. Mais comme on n'a que huit vecteurs, on est obligé d'accepter une variation d'amplitude autour de la valeur souhaitée [64.65].

Ainsi, en sélectionnant un vecteur approprié, l'extrémité du flux peut être contrôlée et déplacée de manière à maintenir l'amplitude du vecteur flux à l'intérieur d'une certaine fourchette. Le choix de $\overline{V_S}$ dépend de la variation souhaitée pour le module du flux, mais également de l'évolution souhaitée pour sa vitesse de rotation et par conséquent pour le couple.

On délimite généralement l'espace d'évolution de $\overline{\varphi}_s$ dans le référentiel fixe (stator), en décomposant en six zones symétriques par rapport aux directions des tensions non nulles [65.66].

Lorsque le vecteur flux se trouve dans la zone numérotée k, les deux vecteurs \overline{V}_k et \overline{V}_{k+1} ont la composante de flux la plus importante. En plus, leur effet sur le couple dépend de la position du vecteur flux dans la zone. Ainsi ils ne sont jamais appliqués. Le contrôle du flux et du couple est assuré en sélectionnant un des quatre vecteurs non nuls ou un des deux vecteurs nuls. Le rôle du vecteur de tension sélectionné est décrit sur la figure (III.5).

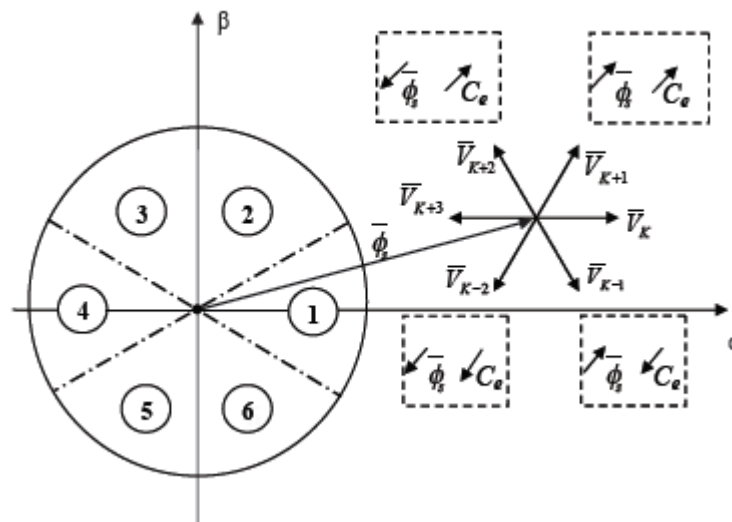


Figure. (III.2) : sélection du vecteur de tension selon la zone $N=K$.

- ✓ Si \overline{V}_{k+1} est sélectionné alors l'amplitude du flux croît et le couple croît;
- ✓ Si \overline{V}_{k+2} est sélectionné alors l'amplitude du flux décroît et le couple croît;
- ✓ Si \overline{V}_{k-1} est sélectionné alors l'amplitude du flux croît et le couple décroît;
- ✓ Si \overline{V}_{k-2} est sélectionné alors l'amplitude du flux décroît et le couple décroît;
- ✓ Si \overline{V}_0 ou \overline{V}_7 est sélectionné, alors la rotation du flux $\overline{\varphi}_s$ est arrêtée, d'où une décroissance du couple alors que le module de flux $\overline{\varphi}_s$ reste inchangée.

Cependant le niveau d'efficacité de chaque vecteur dépend de la position du vecteur flux dans la zone k, En début de zone k, les vecteurs \overline{V}_{k+1} et \overline{V}_{k-2} sont perpendiculaires au vecteur flux. Par conséquent leur composante de flux est négligeable. Donc le changement du couple est très rapide et l'amplitude du flux ne change pas considérablement. A la même position les angles entre \overline{V}_{k-1} et \overline{V}_{k+2} et le vecteur flux sont de 150° et de 30° respectivement. Donc leur composante

de couple est très petite. Les variations de flux après l'application de ces deux vecteurs tensions sont importantes et les changements de couple sont très faibles [65].

III.5.2 Structure du système du contrôle direct du couple :

Les principes du contrôle direct du couple ont été décrits dans leur ensemble. Cependant, les consignes d'entrée du système de contrôle sont le couple et l'amplitude du flux statorique. Les performances du système de contrôle dépendent de la précision dans l'estimation de ces valeurs [65].

III.6 Les Estimateurs du flux et du couple :

III.6.1 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 [67.68.69]

$$\varphi_s = \int_0^t (V_s - R_s I_s) dt \quad (\text{III.7})$$

On obtient les composantes α et β du vecteur φ_s :

$$\varphi_s = \varphi_{s\alpha} + j\varphi_{s\beta} \quad (\text{III.8})$$

$$\left\{ \begin{array}{l} \varphi_{s\alpha} = \int_0^t (V_{s\alpha} - R_s I_{s\alpha}) dt \\ \varphi_{s\beta} = \int_0^t (V_{s\beta} - R_s I_{s\beta}) dt \end{array} \right. \quad (\text{III.9})$$

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

$$\overline{V}_s = V_{s\alpha} + jV_{s\beta} \quad (\text{III.10})$$

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_0 \left[S_1 - \frac{1}{2} (S_2 + S_3) \right] \\ V_{s\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_0 (S_2 + S_3) \end{array} \right. \quad (\text{III.11})$$

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:

$$\bar{I}_s = I_{s\alpha} + jI_{s\beta} \quad (\text{III.12})$$

$$\begin{cases} I_{s\alpha} \sqrt{\frac{2}{3}} I_a \\ I_{s\beta} = \frac{\sqrt{2}}{2} (2I_b - I_c) \end{cases} \quad (\text{III.13})$$

Le module du flux statorique s'écrit : [70]

$$\varphi_s = \sqrt{(\varphi_{s\alpha})^2 + (\varphi_{s\beta})^2} \quad (\text{III.14})$$

La zone Z_i dans laquelle se situe le vecteur φ_s déterminée à partir des composantes $\varphi_{s\alpha}$ et $\varphi_{s\beta}$

L'angle α_s est égal à :

$$\Theta_s = \arctg \frac{\varphi_{s\beta}}{\varphi_{s\alpha}} \quad (\text{III.15})$$

III.6.2 Estimation du couple électromagnétique :

Le couple électromagnétique peut être estimé 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: [70]

$$C_e = P (\varphi_{s\alpha} I_{s\beta} - \varphi_{s\beta} I_{s\alpha}) \quad (\text{III.16})$$

III.7 Elaboration de la table de commande :

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 : [05]

Table III.2 : Table de commutation selon TAKAHASHI avec comparateur à trois niveaux du couple.

Flux	Couple	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

III.8 Simulation et interprétation :

Pour compléter l'étude théorique présentée précédemment, une simulation numérique est indispensable .La simulation a été effectuée sous l'environnement MATLAB/SIMULINK traitant le comportement d'une machine synchrone à aimant permanents. A note que les paramètres de la machine utilisée sont donnés en annexe.

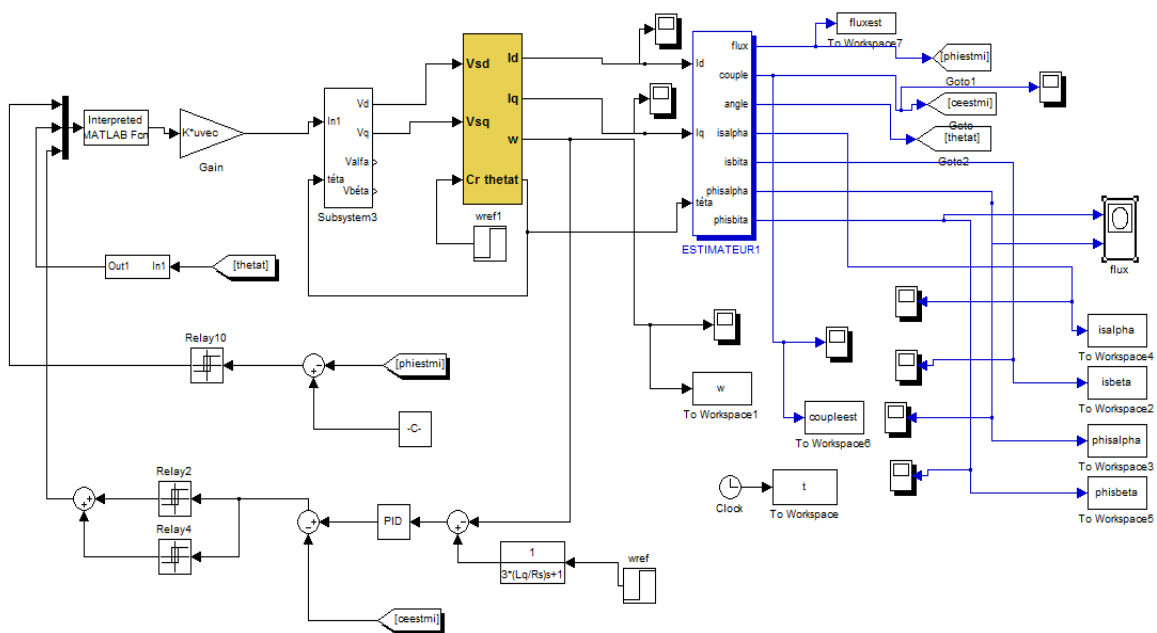
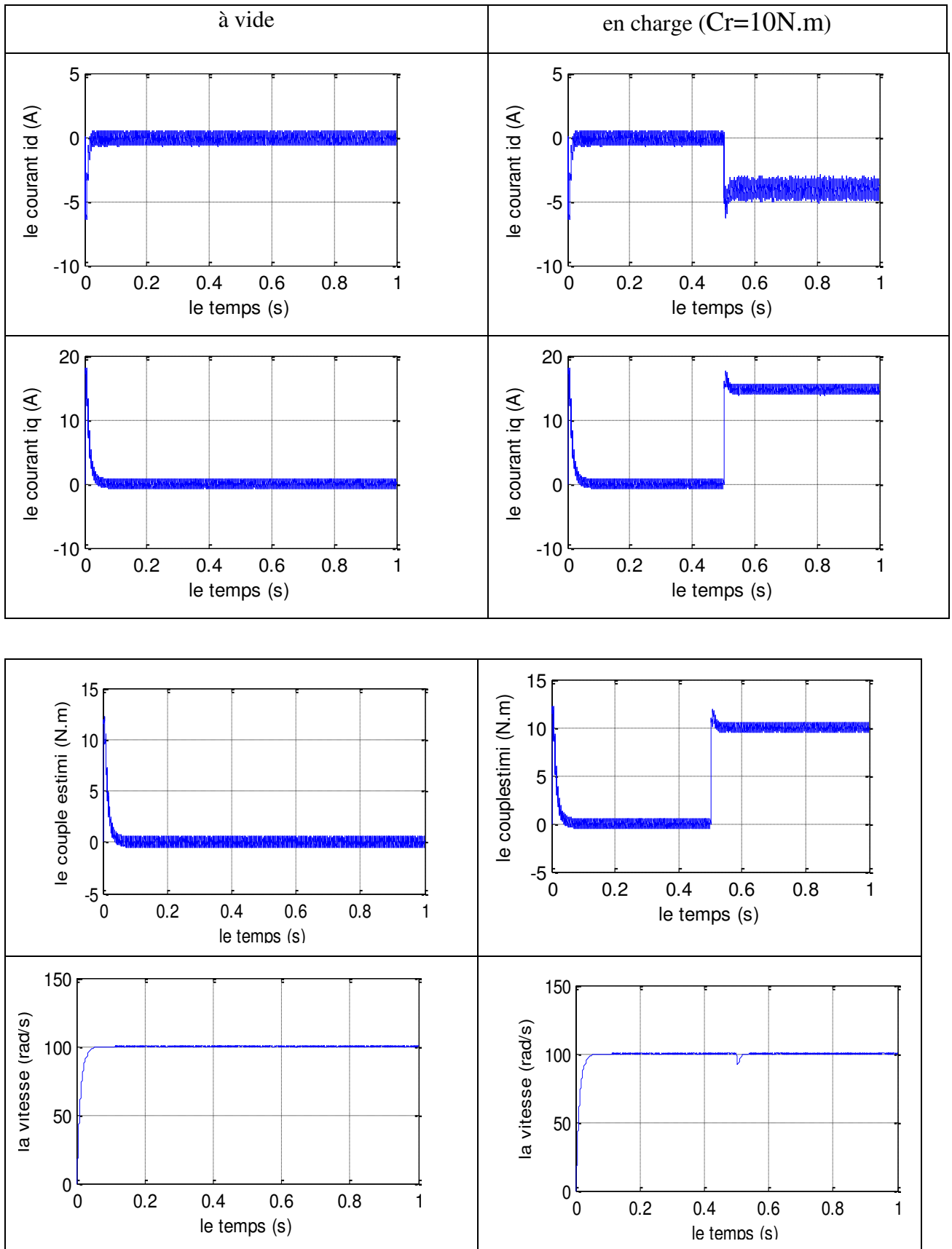


Figure III.3 : schéma block de la commande control directe de couple de la MSAP.

III.8.1 Résultat de simulation:



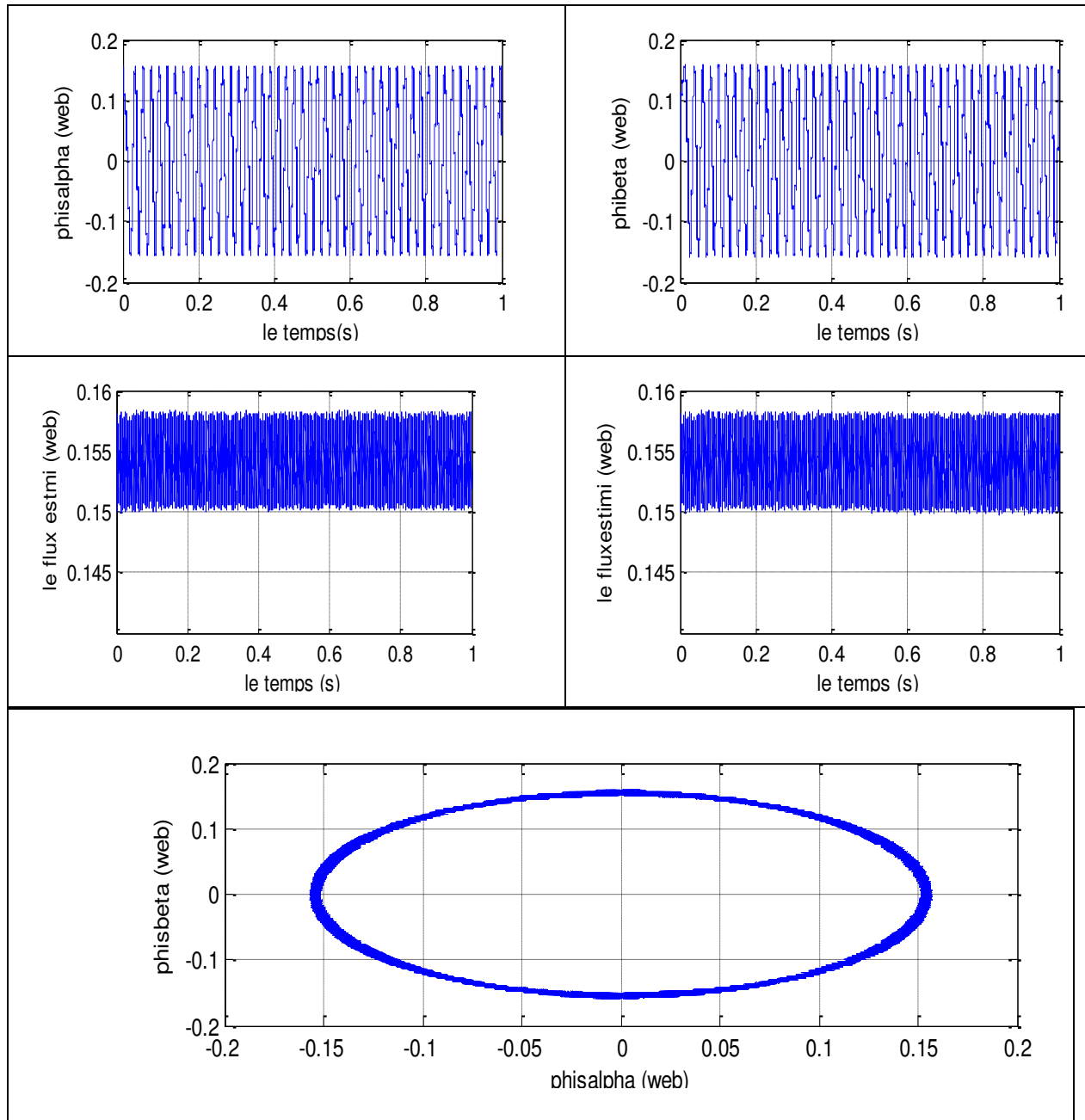


Figure III.4 Résultats de simulation de la commande control direct de couple de à vide et en charge.

III.8.2 Interprétation :

On applique à l'entrée de commande un échelon de consigne de $100(\text{rad/s})$. Les figures (III.8) et (III.9) représentent les résultats de simulation de l'essai à vide et en charge.

On remarque que dans le fonctionnement à vide, la vitesse répond sans dépassement au démarrage avec un temps de réponse court car la machine est à vide et que l'inertie est faible. Au démarrage, le couple électromagnétique atteint sa valeur maximale de 14Nm et se stabilise à une valeur pratiquement nulle en régime permanent. A $t=0.5\text{s}$ la machine est chargée par un échelon de

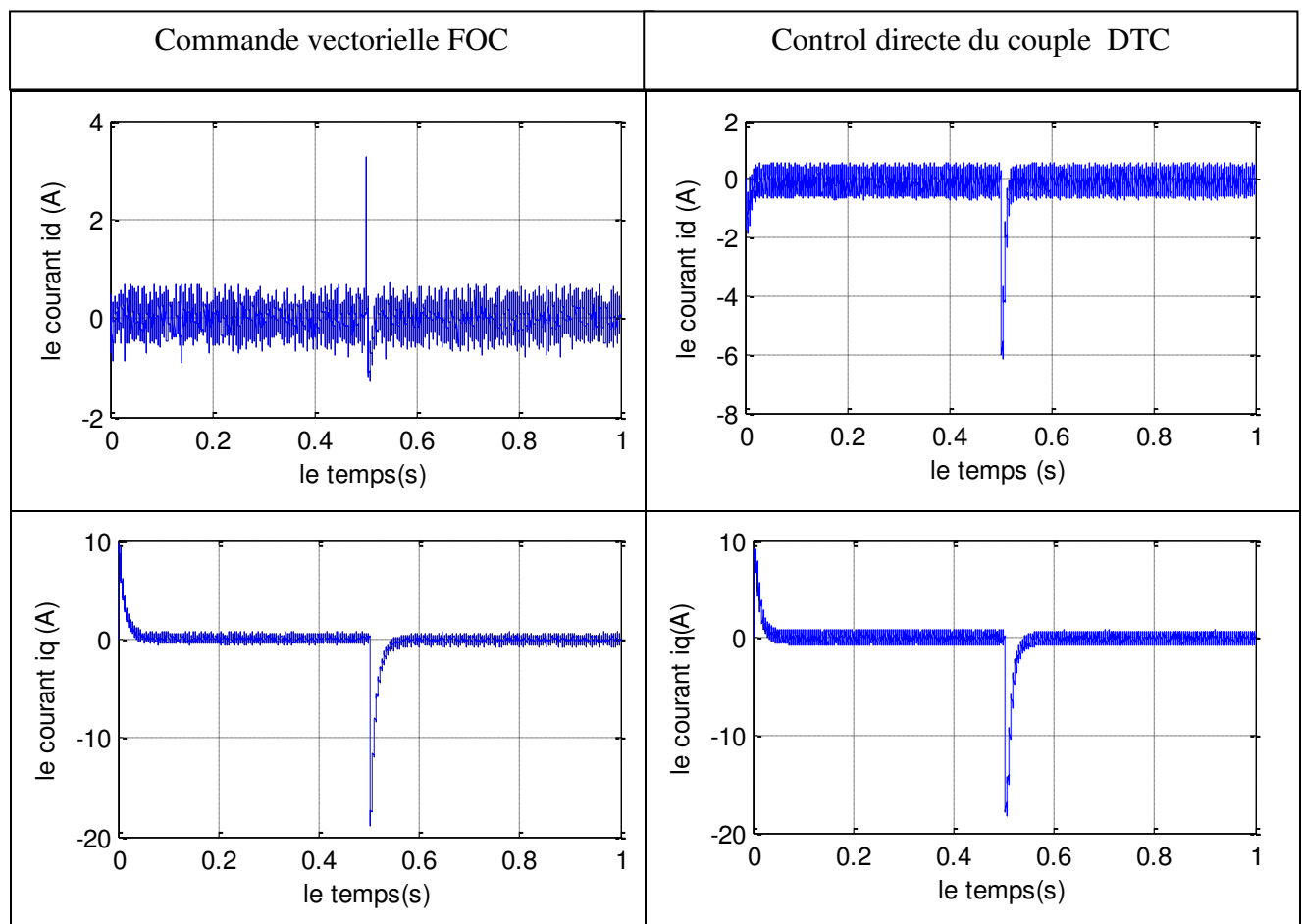
couple résistant égale 10 Nm , le couple électromagnétique répond positivement et la vitesse est légèrement influencée et se rétablit rapidement à sa référence. La trajectoire du flux décrit un cercle dans le plan (α, β) , le module du flux garde la même valeur, il n'est pas affecté par la variation du couple de charge, les deux composantes du flux (ϕ_{α}) et (ϕ_{β}) sont en quadrature.

III.9 Etude comparative entre la commande vectorielle(FOC) et le contrôle directe du couple (DTC) :

III.9.1 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 $+50 \text{ rad/s}$ à -50 rad/s à l'instant $t = 0.5 \text{ s}$.

La Figure (III.9) donne Les résultats de simulation, on peut dire que la poursuite en vitesse s'effectue normalement et sans dépassement pour les deux techniques de commande.



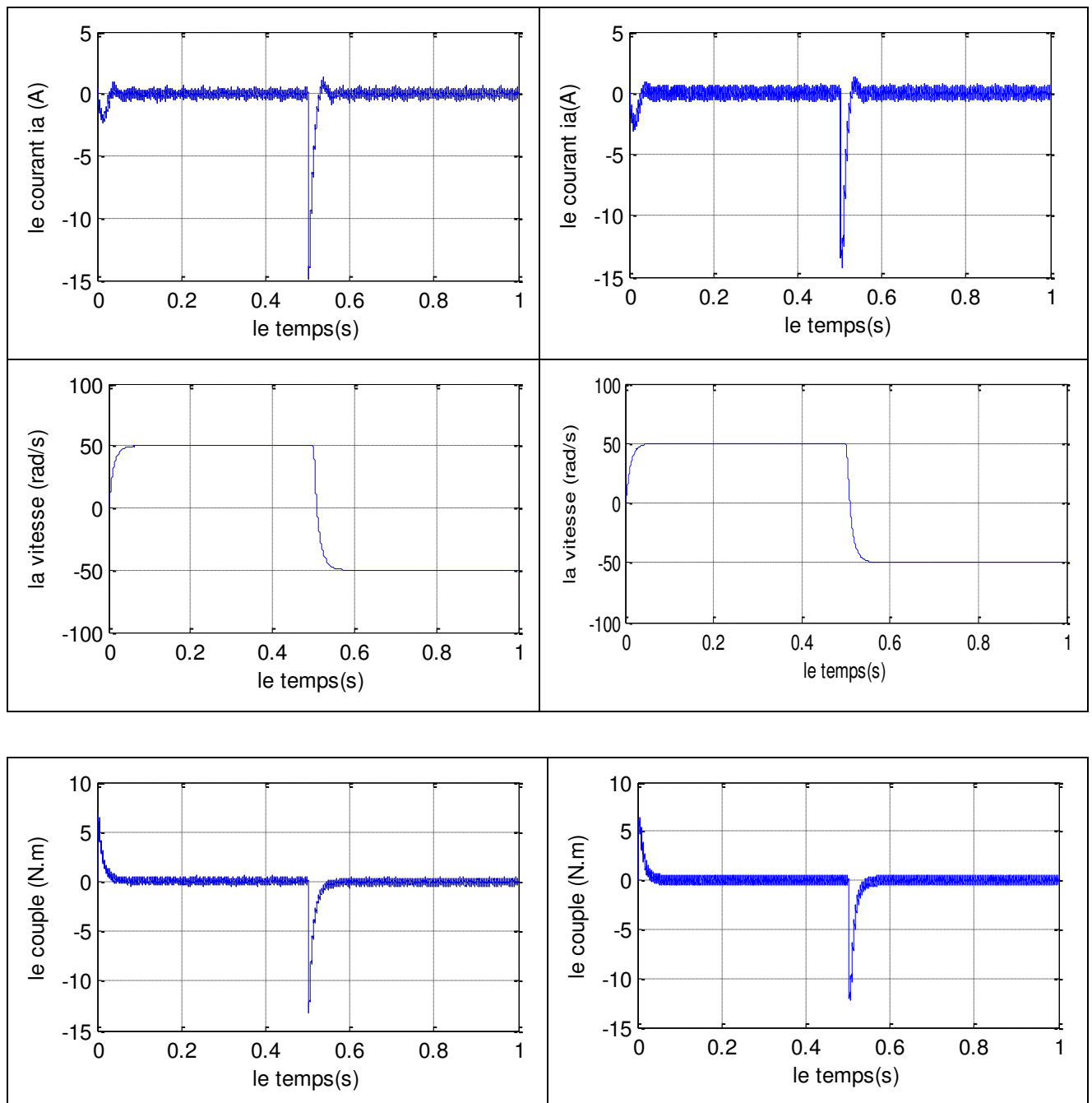
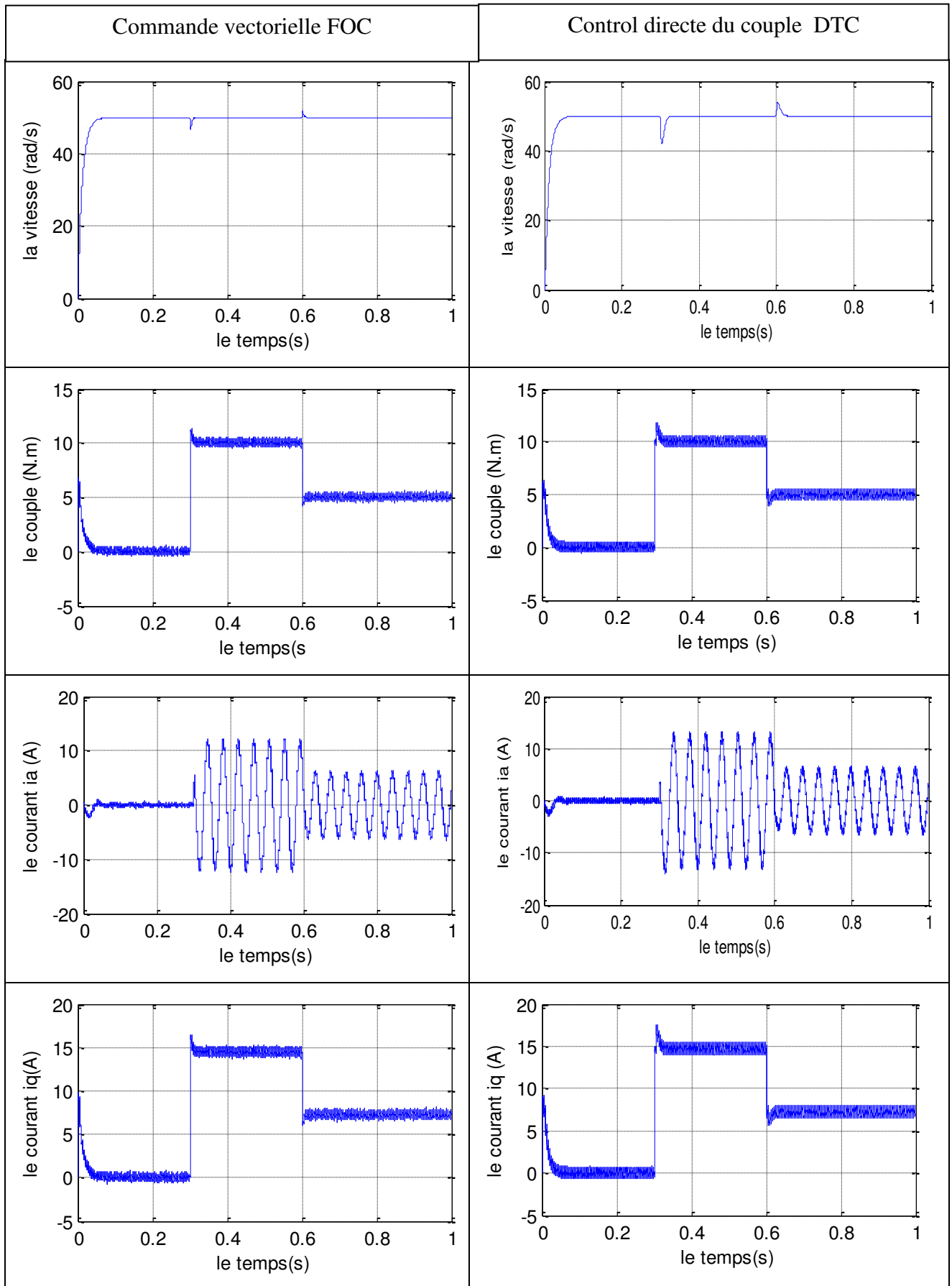
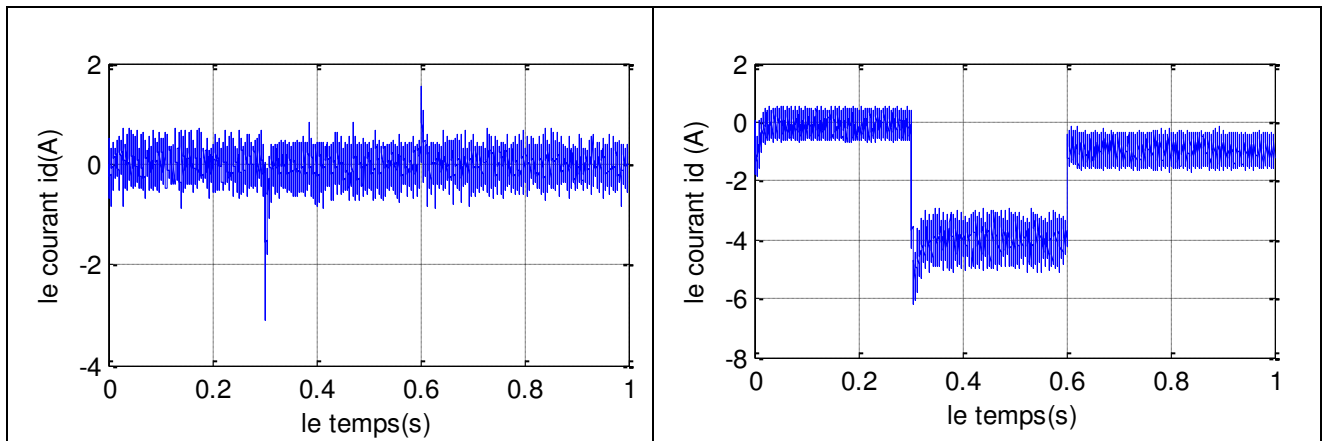


Figure III.5 Comparaison des résultats de simulation dans le cas de variation de vitesse

III.9.2 Test de robustesse pour variation de charge :

La Figure (III.10) représente 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 50 rad/s. A l'instant $t = 0.3s$ on lui applique un couple de 10N.m, puis à l'instant $t = 0.6s$ on applique un couple de 05N.m, on constate que le couple répond instantanément, et que la vitesse 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.





La Figure (III.6) Comparaison des résultats de simulation dans le cas de variation de couple

Tableau III.3: Etude comparative de la commande vectorielle et de la DTC

	Contrôleur	
	FOC	DTC
Robustesse	Robuste	Robuste
Capteur des vitesses	Nécessaire	Moins nécessaire
Commande rapprochée	Nécessite à MLI	Pas de MLI
Référence de coordonnées	Coordonnée liée au champ tournant «dq»	Stationnaire « α,β »
Régulateurs	Trois Régulateurs à hystérésis pour les courants statoriques	Régulateur de couple et de flux (à hystérésis)

III.10 Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons présenté le principe de la commande directe de couple appliquée à une machine synchrone à aimants permanents, en présence de la boucle de réglage de vitesse par un correcteur PI, nous avons présenté les résultats obtenus par la simulation pour une période d'échantillonnage donnée.

Les résultats de simulation obtenus, nous ont permis de juger de la qualité de la commande, la commande DTC permet d'obtenir des performances dynamiques du couple très satisfaisantes, caractérisées par des faibles temps de réponse et par une absence de dépassement ou d'oscillations transitoires. Par conséquent cette commande apporte une solution concrète aux problèmes de robustesse.

Puis nous avons vu une étude comparative des performances statique et dynamique des deux types de commande : FOC et la DTC

.

Conclusion générale :

Dans ce mémoire on a étudié deux technique de la commande appliquée à la machine synchrone à aimants permanents.

- ✓ La commande vectorielle (FOC).
- ✓ La commande directe du couple (λ)DTC).

On a d'abord dans le chapitre un (1) modélisé la M.S.A.P en utilisant le modèle de Park, la modélisation du moteur synchrone à aimants permanents par les équations d'état dans la référentiel (d,q) Ensuite, nous avons modélisé l'onduleur MLI de tension triphasé, nous a été très bénéfique, du fait qu'elle nous amène de conclure que, le moteur synchrone à aimants permanents peut être commandé en utilisant la transformation de Park (d,q).

Dans le deuxième chapitre on a présenté la commande vectorielle par orientation du flux de la MSAP, associé à des régulateurs PI qui sont les correcteurs de courants et de vitesse .

D'après ce travail et ces différents résultats de simulation obtenus on distingue que la commande vectorielle donne une bonne performance dynamique au système grâce aux différents régulateurs classiques.

Dans le chapitre trios on a étudié La deuxième technique de commande c'est la commande DTC, cette dernière a été présenté comme une alternative à la commande par orientation du flux rotorique, qui présente l'inconvénient majeur d'être relativement sensible aux variations des paramètre de la machine, la MLI est remplace dans cette commande par une simple table de commutation, pour mettre en œuvre cette commande (DTC) il est nécessaire de connaître l'estimation des variables d'état flux et couple, Cette commande est affectée par les changements de ce paramètre clé qui réduit la robustesse.

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

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

Bibliographie

BIBLIOGRAPHIES

[1] **C. Carlos**, "*Modélisation Contrôle Vectoriel et DTC, Commande des Moteurs Asynchrone I*", Edition Hermes Science Europe, 2000.

[2] **W. Leonhard**, "*Control of AC Drives*", Springer, Verlag, Berlin, 1984..

[3] **A. Kaddouri**, "Etude d'une commande non-linéaire adaptative d'une machine synchrone à aimants permanents", Thèse de Doctorat, Université de Laval, Québec, Novembre 2000.

[4] **T.Ziane, H. Rekioua**, « *Commande vectorielle d'une machine synchrone à aimants permanents sans capteur mécanique avec prise en compte du temps mort de l'onduleur* », 3ème Séminaire National en Génie Electrique 29-31/10/2002, Université de Batna.

[5] **Ameur Aissa**, « *Commande sans capteur de vitesse par DTC d'un moteur synchrone a aimants permanent en utilisant des techniques de l'intelligence artificielle* », Thèse de Doctorat en sciences en électrotechnique, Université de Batna, 2012.

[6] **A.Ghazel, B.Fornel, Et J.Hapiot**, "Robustesse d'un contrôle vectoriel de structure minimale d'une machine asynchrone". J. Phys. III France 6 (1996) 943-958 JULY 1996, PAGE 943

[7] **B. Kiyour**, "Commande vectorielle de la machine à réluctance variable à stator lisse et rotor massif ". Thèse de magistère en électrotechnique, université de Batna, 2004.

[8] **H.Yantour, J. Saadi, A. Khoumsi**, "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

[9]. **A. Benbrahim**, "Commande prédictive généralisée d'une machine synchrone à aimants permanents", Thèse de Magister, Université de Batna, 2009

[10]. **N. Choug** , " Etude de la robustesse des contrôleurs flous d'une machine synchrone à aimants permanents avec pilotage vectoriel ", Thèse de Magister, Université de Batna, 2011.

[11]. **K. Nabti**, "Stratégies de commande et techniques intelligentes appliquées aux machines de type synchrone", Thèse de Doctorat, Université de Constantine, 2010.

[12] **F. Benchabane**," Commande en position et en vitesse par mode de glissement d'un moteur synchrone triphasé à aimants permanents avec minimisation du chattering", Thèse de magistère, Université de Biskra, 2005.

[13] **L. Litim**," Contrôle Direct du Couple d'une Machine Synchrone à Aimants Permanents sans Capteur Mécanique", Thèse de magistère, Université de Batna, 2008.

[14] **A. Ben Ferdia**," Commande non Linéaire D'un Moteur Synchrone à Aimants Permanents" , Thèse de magistère, Université de Batna, 2006.

[15] **G. Lacroux**, "*Actionneurs Electriques pour la Robotique et les Asservissements*", Lavoisier

[16] **A. Kassatkine**, "*Electrotechnique élémentaire* ", Edition Mir, Moscou 1987

[17] **G. Sturtzer**, "*Modélisation et Commande des Moteurs Triphasés*", Ellipses Edition, Markty. S. A, 2000.

[18]. **Z. Lagoune**, "Commande par hysteresis d'une machine synchrone a aimants permanents en utilisant maxwell-simplorer", These de Master, Université de Setif-1,2011.

[19] **Eric Poirier**, "Optimisation Energétique et Entraînement Sans Capteur de Position des Machines à Courant Alternatif", Thèse pour l'Obtention de la Maîtrise des Sciences Appliquées, Département de Génie Electrique Faculté d'Ingénierie Université de Moncton, Septembre, 2001.

[20] **N.Soulahi**, "Optimisation du rendement d'un ensemble convertisseur machine à induction", soutenu le 23/10/2004 thèse de magister université de batna.

[21] **A.Ameur**, "Commande sans capteur de vitesse par dtc d'une machine synchrone a aimants permanents dotée d'un observateur d'ordre complet à modes glissants", soutenu le 25/10/2005 université de Batna.

[22] **G. Guy, et C. Guy**, "*Actionneurs Electriques, Principes Modèles Commande*", Edition Eyrolles, 2000.

[23] **P. S. Bastiani**, "*Stratégies de commande minimisant les pertes d'un ensemble convertisseur - machine alternative : Application à la traction électrique*", Thèse de Doctorat de l'Institut National des Sciences Appliquées de Lyon, France, Février 2001

[24]. **F. Benchabane**, "Commande en position et en vitesse par mode de glissement d'un moteur synchrone triphasé à aimants permanents avec minimisation du chattring", Thèse de Magister, Université de Biskra, 2005.

[25] **J. P. Caron, et J. P. Hautier**, "*Modélisation et Commande de la Machine Asynchrone*", Edition Technip, Paris 1995

[26] **Y. Amara**, "*Contribution à la Conception et à la Commande des Machines Synchrones à Double Excitation Application au Véhicule Hybride*", Thèse de Doctorat de l'Université Paris XI, France, Décembre 2001.

[27] **L. Tang and M. F. Rahman**, "*A Matlab/Simulink Model Based on Power System Blockset –A New Direct Torque Control Strategy for Interior Permanent Magnet Synchronous Machine Drive System* ", In Proceedings of AUPEC'01, Australian University, Power Engineering Conference, Perth, Australia, pp. 281-286, 2001.

[28] **A. Bouscayrol, et T. Communal** ,"*Approche Globale de La Commande Dynamique De Machines Electriques*", Revue 3EI, N° 17, pp. 73-79, juin 1999.

[29] **D. Yousfi, M. Azizi, and A. Saad**, "*Robust Position and Speed Estimation Algorithm for Permanent Magnet Synchronous Drives*", In Proceedings of Industry Applications Conference (IAS2000), Vol. 3, pp. 1541-1546, October 2000.

[30] **F.Labrique, G.Seguir, R.Bausiere**, "*Les convertisseurs de l'électronique de puissance la conversion continu-alternatif*. Paris 1995.

[31] **F.Labrique, H.Buyse, G.Seguir, R.Bausiere** "*Commande et comportement dynamique*" Paris 1998.

[32] **L.Moussaoui**, "*Contribution à la commande des machines synchrones à aimant permanent, utilisation des réseaux de neurones et de la logique floue*" Mémoire de Magister ; Université Annaba 2007.

[33] **Michel.Pinard**, "*Commande électronique des moteurs électriques*" Paris 2004. 585P

[34]. **R. Sadouni**, " Commande par mode glissant flou d'une machine asynchrone à double étoile", Thèse de Magister, Université de Sidi Bel Abbès, 2010.

[35] **H. SCHAWAB**, "Stratégies de Commande d'Actionneurs Synchrones à Aimants Permanents Intégrant la Sureté de Fonctionnement» ; Thèse de Doctorat, Université de Haute Alsace, 2004.

[36] **J.M. RETIF**, "Commande Vectorielle des Machines Asynchrones et Synchrones» ; Notes de Cours, Institut National des Sciences Appliquées de Lyon (INSA), 2008.

[37] **A. Gloea**, "Contribution au développement d'un méthodologie de conception des associations convertisseurs - machines". Thèse de doctorat, université de Grenoble, France 1994.

[38] **C. Bouchereb**, "Contrôle direct du couple des machines synchrones". Thèse de magistère en électrotechnique, université de Batna, 2005.

[39] **M. SEBBA, A. CHAKER, Y. MESLEM, S. HASSAINE**, "Commande en Vitesse du Moteur Synchrone à Aimants Permanents Doté d'un Observateur de Luenberger"; 4th International Conference on Computer Integrated Manufacturing, CIP'2007, Tiaret, 03-04 Nov. 2007.

[40]. **I.C. Baik, K.H. Kim, and M. Yam**, "Robust nonlinear speed control of PM synchronous motor using adaptive and sliding mode control techniques", In Proc. Of IEE Electric Power Applications, vol. 145, no. 4, pp. 369-376, 1998.

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

[42] **S.Belkacem**, "étude comparative des performances statiques et dynamiques d'un contrôle de découplage et d'un DTC d'un moteur à induction alimente par un convertisseur statique" thèse de magister, soutenu l'année 2005 université de batna

[43] **T.rekioua, Drekioua**, "direct control strategy of permanent magnet synchronous machines" IEEE 2003 Bologna powertech confer june 23-26 italy.

[44] **A.Ameur**, "commande sans capteur de vitesse par dtc d'une machine synchrone a aimants permanents dotée d'un observateur d'ordre complet à modes glissants", soutenu le 25/10/2005 université de Batna.

[45] **C.Carlos de wit**, "modélisation contrôle vectoriel et dtc" édition hermès sciences Europe 2000

[46] **F. labrique, G. seguier & R.bausiere**, "les convertisseurs de l'électronique de puissance" édition Lavoisier tec. Et doc paris cedex 08 .septembre 1995

[47] **J.Bonal ,G.Suguier**, " entraînement électriques à vitesse variable "édition tec.doc ,paris ,cedex 08 décembre 1998.

[48] **L.Bouras**, "contrôle direct du couple base sur la modulation vectorielle avec régulateurs à hystérésis appliqué à la machine à induction " .IEEE int confe pcse05 may 9- 11 -2005 oum el bouaghi

[49] **F.Morand**, "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.

[50] **A.Ameur**, "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.

[51] **J.Rodrrigyez, JPontt, C silva S Kouro and M Hernan**, " a novel direct torque control scheme for induction machines with space vector modulation " IEEE PESC Aachen germany 2004.

[52] **R.Abdessemed & M Kadjoudj**, " modélisation des machines électriques" presses de l'université de batna.

[53] **F.Henri** , "onduleurs de tension , structures /application/principes ",techniques de l'ingénieur D3176.2002

[54] **M.hadef** ,"contrôle direct du couple des machines synchrones avec et sans capteur mécanique" thèse de magister , université de Bejaia, 2002.

[55] **C.Sermondade ,et A.Toussaint** , "Regulation ",edition Nathan1996.

[56]**G.Scorletti, G.Binet et E.pigeon** , "commande numérique par placement de pôles " , cours de maîtrise de l'université de caen , France , mars 2004

[57] **A. Aoufi**," Utilisation d'observateurs à modes glissants pour le contrôle direct de couple et le contrôle vectoriel d'une machine asynchrone à cage", Thèse de magistère,Université de Biskra, 2011.

[58] **P. A. Arias**, "*Improvements in Direct Torque Control of Induction Motors*", Thèse de Doctorat, Université de Catalunya, Espagne, 2000.

[59] **M. F. Rahman, L. Zhong, and M E. Haque**, "*Voltage Switching Tables for DTC Controlled Interior Permanent Magnet Motor*", Journal of Electrical and Electronics Engineering, Special Issue on Power Engineering, Vol. 20, No. 1, pp. 1-7, Australia, 2000

[60] **M. Kadjoudj, C. Ghennai, C. Bouchareb, and N. Golea**, "*Variable Band Hysteresis Controller for Direct Torque Control of PMSM Drive*", In Proceedings of MS'02 conference, Girona, Spain 2002.

[61] **H.Yantour, J. Saadi, A. Khoumsi**, "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

[62] **Y. Chapuis, D. Roye, J. Davoine**, "Principles and implementation of direct torque control by stator flux orientation of an induction motor". 0-7803-2482-Xt95 \$4.00 IEEE 1995

[63] **S. Belkacem**, " 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.

[64] **K. Bebmansour**," Contributions à l'application des commandes robustes et intelligentes à une MSAP et de la théorie des systèmes dynamiques hybrides à un convertisseur",Thèse de doctorat de l'ENP El-Harrach, 2006.

[65] **Z. Rabah**," Contrôle Direct du Couple d'une Machine Asynchrone Alimentée par des Onduleurs Multi-niveaux" , Thèse de doctorat de l'ENP El-Harrach, 2007.

[66] **A. Boumediene**," Recherche et Développement de Nouvelles Approches de Commandes d'une Machine Synchrones Autopilotée Alimentée en Tension", Thèse de doctorat, Ecole nationale polytechnique, El-Harrach, 2007.

[67] **A. Elbacha, M. Lamchich, M. Cherkaoui**, "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.

[68] **L.Lasse**, "Analysis of torque and speed ripple producing non idealities 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.

[69] **J. Thomas, Ran K. Vyncke, A.A. Boel and Jan, 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.

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

Notation et symboles

NOTATION ET SYMBOLES

Sigle utilisé :

MSAP	Moteur synchrone à aimant permanent.
FOC	La commande vectorielle.
DTC	La commande directe du couple.
MLI	Modulation de largeur étendu.
FMM	Force magnétomotrice.
DTC Flou	La commande directe du couple par logique flou.
PI	Régulation proportionnel intégrateur.
P	Opérateur de la place.
SVM	Space vector modulation en anglais.
$[p(\omega)]^{-1}$	Matrice de inverse.
$[p(\omega)]$	Matrice de park park.
Te	Constante du temps électrique.
Ki, kp	Coefficient du régulateur de vitesse.

Repère :

A,B ,C	Axes liés aux enroulement triphasés.
d,q	Axes de référentiel de park.
$\alpha,$	Axes de référentiel statorique.
θ	Axes entre le stator et le rotor.
o	Axes homopolaire.

Grandeurs électrique au stator :

$V_a V_b V_c$	Tension statorique phase a,b ou c.
$i_a i_b i_c$	Courant statorique phase a,b ou c.
$V_\alpha V_\beta$	Tension statorique sur l'axe α, β .
V_s	Tension statorique.
I_s	Courant statorique.
$V_d V_q$	Tension statorique sur l'axe d et q.
$I_d I_q$	Courant statorique sur l'axe d et q.
$I_\alpha I_\beta$	Courant statorique sur l'axe α et β .

u_c	Tension à la sortie du redresseur.
E	Tension continue à l'entrée de l'onduleur.
φ	Déphasage du courant par rapport à la tension.

Grandeurs magnétique au stator :

$\varphi_a \ \varphi_b \ \varphi_c$	Flux statorique phase a,b ou c.
$\varphi_d \ \varphi_q$	Flux sur l'axe d,q.
$\varphi_\alpha \ \varphi_\beta$	Flux sur l'axe α ,.
φ_s	Flux statorique.
φ_f	Flux des aimants.
φ_e	Flux d'un aimant par pole.

Grandeurs magnétique :

w_r	Vitesse angulaire du rotor.
w_{ref}	Vitesse angulaire du rotor e référence.
Ω	Vitese mécanique de rotation.
θ	Position absolue du rotor en degré électrique.
θ_{geo}	Ecart angulaire de la partie mobile (rotor par rapport au stator).
C_{em}, C_e	Couple électromagnétique.
C_r	Couple résistant.

Partramèes la machine :

R_s	La résistance statoriques.
L_s	L'inductance d'un phase statorique.
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.

Chapitre I

Modélisation et simulation de la MSAP

Chapitre II

Commande vectorielle de la MSAP

Chapitre III

Contrôle directe de couple de la MSAP