



Mémoire de Projet de Fin d'Études

présenté par

MEDAOUAR Cherif

pour l'obtention du diplôme master Électrotechnique option machine électrique

Thème

Comparaison entre Les Commandes Robustes DTC et Backstepping de la Machine synchrone à aimant permanent

Proposé par : Mr BENZINEB Omar

Année Universitaire 2011-2012

يقوم هذا العمل على دراسة الآلة المتزامنة ذات المغناطيس الدائم، حيث تم النمذجة والمحاكاة باستخدام برنامج **Matlab** لإستراتيجية التحكم بالزخم الزاوي. في هذا العمل، تم دراسة طريقة التحكم بالزخم الزاوي **Backstepping** كطريقة ثانية هي طريقة التحكم بالزخم الزاوي. في الأخير، تم إجراء مقارنة بين الطريقتين واختيار الأفضل. كلمات المفاتيح: الآلة المتزامنة ذات المغناطيس الدائم، **Backstepping**.

Résumé :

Ce travail consistent sur l'étude d'une machine synchrone a aimant permanent, on a commence par une modélisation et simulation de MSAP avec logiciel **Matlab**, en suit, on explique la méthode de commande directe du couple (**DTC**) pour contrôler la vitesse et le flux statorique. Dans le chapitre quatre on a fait la simulation de deuxième méthode c'est la commande **Backstepping** pour contrôler la vitesse et le flux statorique aussi. A la fin on fait une conclusion générale comparatif entre les deux méthodes, pour choisie la meilleure.

Mots clés : MSAP, DTC, Backstepping

Abstract

This work consist on the study of a synchronous machine has permanent magnet, one has starts with a modeling and simulation of MSAP with **Matlab** software, follows from there, one explains the method of direct order of couple (**DTC**) to control speed and stator flow. In the chapter four one made the simulation of second method it is the **Backstepping** order to control speed and stator flow too. At the end one makes a general conclusion comparative between the two methods, for selected the best.

Key words: MSAP, DTC, Backstepping.

Listes des acronymes et abréviations

MSAP : *Machine synchrone à aimants permanents*

K : *transformation de park*

DTC : *commande directe du couple*

(s) : *Grandeur stator ou de repère statorique (S)*

d : *Axe d du repère tournant (d, q)*

q : *Axe q du repère tournant (d, q)*

α : *Axe α du repère statorique (α, β)*

β : *Axe β du repère statorique (α, β)*

R_s : *Résistance statorique*

v_d : *Tension statorique instantanée dans l'axe d*

v_q : *Tension statorique instantanée dans l'axe q*

L_d : *Inductance statorique directe*

L_q : *Inductance statorique quadratique*

Φ_f : *Flux d'excitation des aimants permanents*

Φ : *Flux statorique*

(φ_d, φ_q) : *Composantes du flux statorique*

(i_d, i_q) : *Composantes du courant statorique*

C_e : *Couple électromagnétique*

C_r : *Couple de charge (résistant)*

n : *Grandeur nominale*

p : *Nombre de paire de pôles*

U_C : *Tension d'entrée de l'onduleur*

C_{em} : Couple électromécanique

J : Moment d'inertie totale de la machine

f : Coefficient de frottement visqueux

ω : Pulsation électrique

Ω : Vitesse de rotation mécanique du rotor

e : Erreur entre grandeur réel et de référence

Liste des figures

Figure 1.1 : machine à aimant avec rotor SPP	6
Figure 1.2 : machine à aimant avec rotor APP	7
Figure 2.1 : structure de la MSAP	13
Figure 2.2 : transformation de Park	15
Figure 2.3 : schéma équivalent de la MSAP les deux axes d et q	18
Figure 2.4 : Schéma bloc du modèle de la MSAP dans le repère d, q	19
Figure 2.5 : Les caractéristiques dynamiques à vide de la MSAP, alimentée par un réseau direct	21
Figure 2.6 : Les caractéristiques dynamiques en charge $C_r=1.5$ a $t=4s$ de la MSAP, alimentée par un réseau direct	24
Figure 3.1 : Schéma structurel d'une commande DTC appliquée à un MSAP	28
Figure 3.2 : Fonctionnement et séquences d'un onduleur	30
Figure 3.3 : présentation des vecteurs sur le plan α et β	31
Figure 3.4 : Evolution du vecteur de flux statorique dans le plan (α, β) ,	32
Figure 3.5 : Choix de vecteur tension	34
Figure 3.6.a : Sélection des tensions correspondant au contrôle de l'amplitude de flux	37
Figure 3.6.b : Comparateur à hystérésis utilisé pour contrôler le module de vecteur de flux	37
Figure 3.7 : Comparateur à hystérésis à trois niveaux utilisé pour le réglage du couple	38
Figure 3.9 : Diagramme fonctionnel de réglage de vitesse	40
Figure 3.10 : Application de la DTC classique sur la MSAP à vide	43
Figure 3.10 : Application de la DTC classique sur la MSAP en charge	44
Figure 4.1 : Schéma d'un asservissement	47
Figure 4.2 : schéma équivalent de la MSAP les deux axes d et q	48
Figure 4.3 : schema control Backstepping no adaptative	52
Figure 4.4 : Application de la Backstepping sur la MSAP à vide	53

Liste des figures

Figure 4.5:	Application de la Backstepping sur la MSAP en charge.....	54
--------------------	---	----

Liste des tableaux

Tableau 3.1 : Table de la DTC classique définissant les séquences d'un onduleur.....	39
---	----

Remerciements

*Nous remercions tout d'abord, notre vénéré Allah,
Le tout puissant, à qui nous devons le tout.*

Nous remercions monsieur **Benzineb Omar** pour avoir accepté d'être notre promoteur et de nous avoir aidés dans l'élaboration de ce mémoire. Nous lui sommes très reconnaissants pour sa patience, son aide, sa disponibilité et ses nombreuses suggestions qui ont amélioré notre travail.

Je tiens à remercier *tous les membres de jury* d'avoir accepté l'examen de notre mémoire. Ainsi que pour avoir consacré une partie de leur temps précieux pour lire et corriger ce mémoire.

Nous ne saurions oublier de remercier nos chers parents, qui étaient toujours à nos côtés et nous avaient tant aidés et soutenus. Qu'ils trouvent ici l'expression de notre sincère gratitude et notre profonde reconnaissance.

Et nous remercions tous les enseignants qui nous ont donné tout leur savoir faire pendant tout notre cycle universitaire.

Nous remercions tous nos camarades avec qui nous avons passé un bon parcours d'étudiant. Nous remercions tous ceux qui nous ont aidés de loin ou de près dans la réalisation de notre mémoire.

Table des matières

Remerciements

Résumé

Listes des acronymes et abréviations

Liste des figures

Liste des tableaux

Introduction générale.....1

Chapitre 1

L'état de l'art sur la MSAP triphasée

Introduction	3
1.1 Généralité	3
1.1.1. Matériaux pour aimants permanents	3
1.1.2. Les principales applications des aimants permanents.....	4
1.1.3. Mise en œuvre des aimants	4
1.1.4. Description de la machines (moteurs) synchrones à aimants permanents	5
a. La machine à inducteur lisse	5
b. La machine à pôles saillants	6
1.1.5 Aimants en surface (collées)	7
1.1.6 Aimants insérées.....	7
1.1.7 Aimants concentration de flux	8
1.1.8 Aimants enterrés.....	8
1.1.9 Avantages des MSAP	8
1.1.10 Domaine d'application	9
1.2 Modélisation d'alimentation.....	9

Conclusion.....	10
-----------------	----

Chapitre 2

Modélisation de la MSAP triphasée

Introduction.....	11
2.1 Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents	12
2.1.1 Structure générale de la MSAP	12
2.1.2 Hypothèses simplificatrices	13
2.1.3 Mise en équations de la machine	14
2.1.4 Transformation de PARK	15
2.1.5 Equations électriques dans le référentiel de PARK.....	16
2.1.6 Equations électromagnétiques.....	17
2.1.7 Equation mécanique.....	18
2.1.8 Schéma équivalent.....	18
2.1.9 Equations d'état de la MSAP	19
2.1.10 Résultats de simulation.....	20
Conclusion	25

Chapitre 3

Commande directe du couple DTC sur MSAP

Introduction.....	26
3.1 Les caractéristiques générales d'une commande directe du couple.....	26
3.2 Principe généraux de la commande directe de couple	28
3.3 Transformation de concordai.....	29
3.4 Fonctionnement et séquences d'un onduleur de tension triphasés.....	30
3.5 Contrôle du vecteur de flux statorique.....	31
3.6 contrôlent du couple électromagnétique.....	33
3.7 choix du vecteur tension.....	33

3.8 Estimation du flux et du couple.....	35
3.8.1 Correction de flux en utilisant un comparateur à hystérésis à deux niveaux.....	37
3.8.2 Correction de couple en utilisant un comparateur à hystérise.....	38
3.9 Structure générale du contrôle direct du couple.....	40
3.10 Réglage de la vitesse.....	40
3.11 Résultats de simulation.....	41
Conclusion	45

Chapitre 4

Commande backstepping de la MSAP

Introduction.....	46
4.1 Le Concept de stabilité.....	46
4.2 Généralités sur l'approche du backstepping.....	47
4.3 Principe du backstepping.....	48
4.4 Application a la commande d'une machine synchrone a aimant permanent	49
4.5 la commande de vitesse a backstepping	49
4.6 la commande de courant a backstepping	50
4.7 Fonctionnement et séquences d'un onduleur de tension triphasés.....	51
4.8 La MLI vectorielle.....	51
4.9 Résultat de simulation.....	52
Conclusion.....	55
Conclusion générale.....	56

Created with

 **nitro**^{PDF} professional
download the free trial online at nitropdf.com/professional

Les paramètres de la machine utilisée pour la simulation sont :

symbole	description	valeur	unité
P	Puissance nominale	0.6	KW
V	Tension nominale	100	v
Rs	Résistante d'une phase statorique	3.4	Ω
Lq, Ld	Inductance cyclique	0.0058	H
Φ_f	Flux des aimants	0.0825	Wb
j	Moment d'inertie	0.02	N.m. S ² /rd
Fv	Coefficient de frottement	0.0001	N .m .s/rd
Cr	Couple de charge	2.2	N.m
p	Nombre de paire de pôles	4	

Les paramètres de DTC de MSAP :

K_i =10.9134

K_p =1.3214

Les paramètres de backstepping de MSAP :

K _{Ω} =148000

K_d =100

K_q =0.001

Bibliographie

- [1] C.Carlos, 'Modélisation contrôle vectoriel et DTC, Commande des moteurs asynchrones I', Edition Hermes science Europe ,2000.
- [2] W.Leonhard, 'Control of AC drives', Springer, Verlag, Berlin, 1984.
- [3] J.P.Caron et Hautier, 'Modélisation et commande de la machine asynchrone', Edition Techniq, Parie ,1995.
- [4] L.Tang and M. F.Rhman, 'A matlab/sumilink model based on power system blockset-A New direct torque control strategies for interior permanent magnet synchronous machine drive system', In proceedings of AUPEC 01, Australian university, Power engineering conference ,Perth, Australia ,pp.281-286, 2001.
- [5] G.Guy et C.Guy, 'Actionneurs électriques, Principe modèle commande', Edition Eyrolles, 2000.
- [6] G.Lacroux, ' Actionneurs électriques pour les robotiques et l'asservissement', Lavoisier, 1995.
- [7] G. Lacroux, 'les aimants permanents', technique et documentation, Lavoisier ,1989.
- [8] K.Benmansour, 'étude et implantation de contrôleur robuste et flous d'une machine synchrone à aimants permanents avec pilotage vectorielle', thèse de magister ENP,Borj Elbahri, 1999.
- [9] J.R.Hendershot, THE. Miller, 'magna Physics Publishing and Clarendon Press ', Oxford, bibliotheca EPFZ 311 166, 1994.
- [10] R.Lateb, 'Modélisation des machines asynchrones et synchrones à aimants avec prise en conte des harmoniques ', thèse de doctorat de L'INP de Lorraine, 2000.
- [11] A.Kassatkine, 'Electrotechnique élémentaire', Edition Mir, Moscou ,1987.
- [12] G.Sturtser, 'Modélisation et commande des moteurs triphasés', Edition Markty.s.A ,2000.
- [13] M.Kadjoudj,C.Ghennai ,C.Boucharab ,and N.Golea, 'variable band hysteresis controller for direct torque of PMSMN drive', in priceedings of the thirty sixth IEEE-LAS annual meeting,Chicago, 2001.
- [14] G.Guy et C.Guy, ' Actionneurs électriques, Principe modèle commande ', Edition Eyrolles, 2000.

- [15] L.Gasc, 'Conception d'un actionneur à aimants permanents à faibles ondulations de couple pour assistance de direction automobile. Approches par la structure et par la commande', Thèse de doctorat de l'INP de Toulouse, 2004.
- [16] T.A. Lipo, 'Introduction to AC machine design ', University of the Wisconsin press, 1996.
- [17] G.Lacroux, 'Actionneurs électriques pour les robotiques et l'asservissement ', Lavoisier, 1995.
- [18] G.Sturtser, ' Modélisation et commande des moteurs triphasés ', Edition Markty.S.A, 2000.
- [19] J.Laroche, ' Électronique de puissance, convertisseurs ', Edition Dunod,Paris ,2005.
- [20] F. Mehazzem, A. Reama, Y. Hamam and H. Benalla, 'Real time Implementation of Backstepping Controller in Indirect field oriented control of Induction motor drive', Second International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives, POWERENG, March 18-20, Lisbon, Portugal, 2009.
- [21] B.Badre, K.Mohammed, I.Silvdiu, L.Ahmed, ' Low-speed sensorless control of pmsm motor drive using a nonlinear approach backstepping control: FPGA-BASED implementation', Journal of Theoretical and Applied Information Technology Vol. 36 No.2, 2012.

بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

السلام عليكم ورحمة الله وبركاته

Introduction :

L'augmentation croissante des performances globales des entraînements industriels à vitesse variable, est aujourd'hui principalement liée aux progrès réalisés dans le domaine de la commande des machines à courant alternatif. Ceci est grâce au 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.

Le moteur synchrone à aimants permanents dont la puissance électrique peut dépasser un méga Watt, est de plus en plus utilisé dans le domaine de vitesse variable. Son choix dans les entraînements à vitesse variable devient attractif et concurrent de celui des moteurs asynchrone et à courant continu grâce à l'évolution de la technologie des aimants permanents qu'ils soient à base d'alliage ou à terre rares [1], [2], [5]- [6]

Avec les aimants modernes caractérisés par une énergie spécifique, et un champ coercitif élevé, les applications seront développées dans la mesure où l'aimant pouvait concurrencer l'électro-aimant soit par la suppression des pertes par effet Joule inhérente à celui-ci, soit par un encombrement plus réduit, soit par un coût plus faible. [8]

D'autre part, l'excellente stabilité des aimants a justifié leur utilisation dans les cas où un champ rigoureusement constant est nécessaire comme les appareils de mesure [7].

1.1. Généralité**1.1.1. Matériaux pour aimants permanents**

Les matériaux principaux pour les aimants permanents sont obtenus par frittage (métallurgie des poudres). On a notamment [9] :

- La ferrite, dont le champ rémanent B_r est de 0.25 à 0.4 [T]. Ce matériau est économique mais son usinage est difficile.

- le Samarium Cobalt (SmCo), pour lequel Br. vaut de 0.9 à 1.15 [T], et le champ coercitif peut atteindre des valeurs $H_c = 7000$ [A / cm]. Il s'agit d'un matériau stable thermiquement mais relativement coûteux.

- le Néodyme Fer Bore (NeFeB), avec Br = 0.8 à 1.25 [T] , légèrement plus économique que le SmCo. Il est cependant sensible à la corrosion et relativement peu stable en fonction de la température.

1.1.2. Les principales applications des aimants permanents

Parmi les principales applications on trouve [7]:

- Les moteurs et génératrices électriques.
- Les appareils de transmission de mouvement ou de couple.
- Les appareils électro-acoustiques.
- Les appareils de mesure.
- Les dispositifs d'attraction, de fixation et de répulsion.
- Les appareils d'enregistrement magnétique.
- Les dispositifs d'action sur les électrons libres ou les ions.

1.1.3. Mise en œuvre des aimants

La mise en œuvre des aimants dans le but d'obtenir une induction dans un entrefer, une force de traction ou de répulsion ... etc., passe par les étapes suivantes:

- Choix d'une nuance d'aimant.
- Détermination des dimensions de l'aimant.
- Choix d'un mode de montage ou de fixation dans le circuit magnétique.
- Aimantation et éventuellement, réglage de cette aimantation.

Bien entendu, ces étapes ne sont pas indépendantes, et d'autre part, la réalisation d'un circuit magnétique à aimant peut imposer également la connaissance des propriétés physiques autres que magnétiques. Il s'agit principalement de l'usinabilité et de la résistance mécanique [7].

1.1.4. Description de la machines (moteurs) synchrones à aimants permanents

Le moteur synchrone comporte, tout comme la machine asynchrone, un stator bobiné dont l'alimentation donne naissance à une force magnétomotrice de composante fondamentale F_a tournant à la vitesse angulaire ω_s . Le rotor ou la roue polaire dont le nombre de pôles est égal à celui du stator, est excité par un bobinage parcouru par un courant continu ou par des aimants pour produire une force magnétomotrice dite d'excitation F_o . Dans le cas du moteur synchrone à aimants permanents, l'inducteur est remplacé par des aimants, ceci présente l'avantage d'éliminer les balais et les pertes rotoriques, ainsi que la nécessité d'une source pour fournir le courant d'excitation [5]. Cependant, on ne peut pas contrôler le flux rotorique.

D'autre part, la surface interne du stator est cylindrique, et les enroulements sont placés dans des encoches. Chaque enroulement est réalisé de manière à créer une force magnétomotrice sinusoïdale dans l'entrefer. Les forces magnétomotrices créées par chacun des trois enroulements sont déphasées spécialement d'un angle électrique. En alimentant cet enroulement triphasé par des courants triphasés, on crée un champ tournant circulaire

Une large variété de moteurs synchrones à aimants permanents a été développée jusqu'à ce jour. Selon les vitesses de rotation envisagées, les aimants disposés suivant différentes structures: de type périphérique, intérieur et de type axial.

Les machines à aimants les plus usuelles, sont celles à structure de type périphérique, leur classification est basée sur la façon de disposer les aimants et de les associer avec les matériaux magnétiques. D'où on distingue [6]-[10],

a. La machine à inducteur lisse

Où les aimants utilisés sans pièces polaires (machines de structure dite SPP) sont disposés au niveau de l'entrefer sur un noyau ferromagnétique (voir figure (1.1). Aux fuites magnétiques près (le coefficient de fuites σ est de l'ordre de 1.03 à 1.05), l'induction B_e dans l'entrefer est

celle de l'aimant B_a . Les aimants composés des terres rares peuvent créer ainsi une induction dans l'entrefer de 0.60 (T) à 0.85 (T), suivant la nature de l'aimant et le rapport de son épaisseur à celle de l'entrefer (en général il est de 5 à 6 fois).

Les aimants sont immobilisés sur le noyau soit par une frette de fibres de verre ou de carbone liées par une résine époxy, soit par un tube mince en métal amagnétique et à résistivité élevée emmanché à chaud.

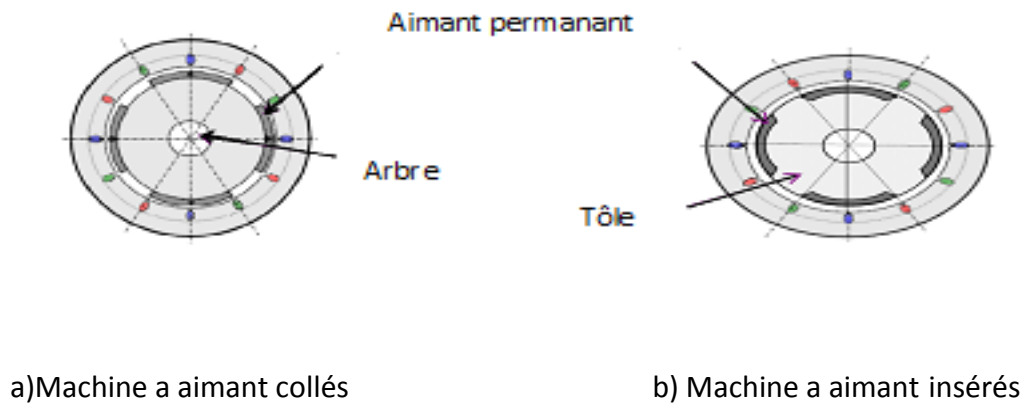


Figure 1.1 : machine à aimant avec rotor SPP

b. La machine à pôles saillants

Où les aimants sont montés entre des pièces polaires (machines dites de structure APP). Un exemple de réalisation est montré dans la figure (1.2 (a, b)) avec des aimants insérés dans un paquet de tôles magnétiques spécialement découpées. Un pont saturé d'une épaisseur de l'ordre de millimètres sépare les pôles. La machine à pôles saillants dite (à concentration de flux) est montrée sur la figure (1.2.c) où les aimants sont alors logés entre les pièces polaires et leur aimantation est transversale. [2], [6], [10]

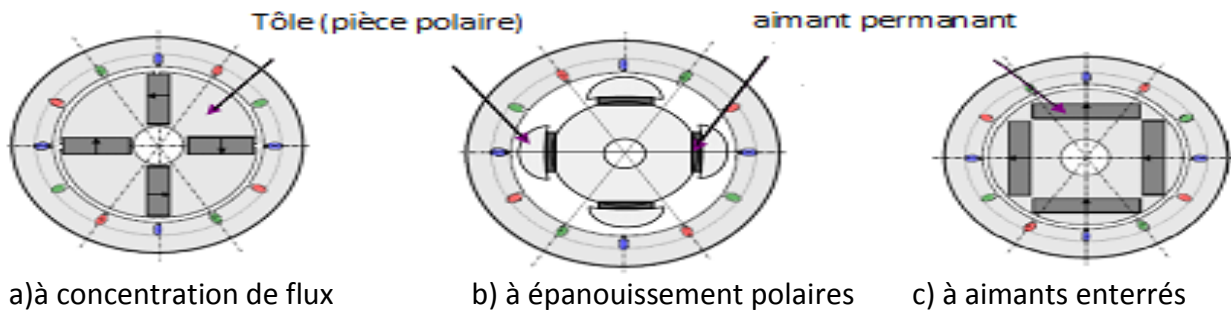


Figure 1.2 : machine à aimant avec rotor APP

1.1.5 Aimants en surface (collés) :

Pour ces types des machines, les aimants sont placés sur la surface du rotor ; ils sont aimantés radialement, comme montre sur la figure (1.1.a) ; cette configuration du rotor est la plus utilisées. Le principal avantage de la machine avec des aimants en surface est sa simplicité donc faible coût de fabrication par rapport à d'autres machines à aimants. L'inconvénient est l'exposition des aimants permanents aux champs démagnétisant. De plus, les aimants sont soumis à des forces centrifuges qui peuvent causer leur détachement du rotor. Parfois, un cylindre externe non ferromagnétique de haute conductivité est utilisé. Il protège les aimants permanents de la désaimantation, de la réaction de l'induit et des forces centrifuges. Ce cylindre peut en plus fournir un couple de démarrage et agir comme un amortisseur. Dans le cas des aimants du type terres rares la réactance synchrone dans l'axe-d et l'axe-q sont pratiquement les mêmes.

1.1.6 Aimants insérées :

Comme des machines avec aimants en surface, les aimants du type insérés sont aussi montés sur la surface du rotor. Toutefois, les ouvertures entre les aimants permanents sont partiellement remplies avec le fer, Comme montré sur la figure (1.1.b). Le fer entre les aimants permanents crée une saillance et donne un couple réactance en plus du couple des aimants. La réactance synchrone de l'axe-q est légèrement supérieure à celle dans l'axe-d.

1.1.7 Aimants concentration de flux :

Une autre façon les aimant permanents dans le rotor est de les enterrer profondément à l'intérieur du rotor. Ici, les aimant sont aimantés dans le sens de la circonférence figure (1.2.a).

Les pôles magnétiques se forment alors au niveau des parties ferromagnétique du rotor par concentration de flux provenant des aimants permanents. L'avantage de cette configuration par rapport aux autres est la possibilité de concentrer le flux générés par les aimants permanents dans le rotor et d'obtenir ainsi induction plus forte dans l'entrefer. Comme les machines à aimant intérieurs, les aimants permanents de cette dernière sont aussi bien protégés contre de la désaimantation et les contraintes mécaniques. La synchrone de l'axe-q est plus grande celle dans l'axe-d.

1.1.8 Aimants enterrés :

Les machine à aimant enterrée sont des machines avec des aimants intégrés dans le rotor figure (1.2.C) et aimant radialement .du fait que la surface du pole magnétique est plus petite que celle du rotor , l'induction dans l'entrefer est plus faible que l'induction dans l'aimant la réactance synchrone dans l'axe-d est plus petite que celle de l'axe-q.les aimants dans cette

Configuration sont très bien protégés contre les forces centrifuges. Cette Configuration du rotor est recommande pour les applications a grandes vitesses.

1.1.9 Avantages des MSAP

Les avantages associés à l'utilisation des machines à courant alternatif asynchrone et synchrone à aimants permanents ne sont pas à démontrer en termes de robustesse et de fiabilité. Aujourd'hui, avec le progrès actuel des aimants permanents, le moteur synchrone est de plus en plus utilisé dans les systèmes d'entraînement à vitesse variable à hautes performances. Son choix dans ce domaine est devenu attractif et concurrent de celui des moteurs à courant continu et des moteurs asynchrones. Cela est dû principalement à ses avantages multiples, relativement à ces deux types d'actionneurs [1], [2], [6], [11]-[12]. On cite principalement :

- Pertes joules d'inducteur nulles.
- Un grand nombre des pôles et une très grande vitesse de rotation.

- Une grande facilité de refroidissement car les pertes sont localisées au stator.
- Facteur de puissance et rendement élevé par rapport à ceux des moteurs asynchrones.
- Diminution des problèmes de maintenance.
- Des puissances massiques supérieures.
- La suppression des frottements des balais sur le collecteur.
- Un faible moment d'inertie, ce qui a pour effet de donner une réponse plus rapide pour un couple donné

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 [10].

1.1.10 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 (système de propulsion des navires), dans des applications aussi diverses que le positionnement, la synchronisation, l'entraînement à vitesse variable, et la traction. [11]

- 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.

1.2 Modélisation d'alimentation :

Le convertisseur statique est utilisé généralement pour transformer l'alimentation fréquence et amplitude fixes en une autre à fréquence et amplitude variables.

L'alimentation du MSAP est constituée de redresseur connecté au réseau, un filtre qui permet de réduire les ondulations du courant et de la tension, et un onduleur qui permet d'alimenter la machine par un système de tension alternatif à fréquence variable. Pour réduire l'effet des harmoniques, qui gênent le fonctionnement de la machine.

Conclusion :

Dans le chapitre, nous avons effectué une présentation des différents types de machine synchrone à aimant permanent.

nous avons présenté la machine synchrone à aimants permanents (les différentes structures, les avantages par rapport aux autres types, ainsi que son modèle dynamique). Tout d'abord, j'ai présenté une description générale de la machine, les principaux matériaux utilisés, les différentes structures de rotor avec leurs avantages,

(Faible inertie, suppression des pertes par effet joule) et le domaine d'application

Introduction

La machine synchrone est utilisée dans une large gamme de puissance, allant du watt au mégawatt, dans des applications aussi diverses que le positionnement, la synchronisation, l'entraînement à vitesse constante, la traction. A ces nombreux domaines d'emplois, correspondent autant de technologie différente, dont les plus répandues peuvent être scindées en deux grandes familles:

- Les machines synchrones à inducteur bobiné, à pôles saillants ou à pôles lisses.
- Les machines synchrones à aimant permanent, avec ou sans pièces polaires.

Le domaine d'utilisation privilégié des moteurs synchrones à inducteur bobiné reste des fortes puissances. Les machines à pôles lisses comportent deux ou quatre pôles, celles à pôles saillants en comportent au moins quatre.

La technologie employée est essentiellement liée à la faisabilité même du rotor et à la vitesse de rotation.

Dans ce chapitre on présentera le modèle du moteur synchrone à inducteur bobiné à pôles saillants avec et sans amortisseurs. En se basant sur quelques hypothèses

Simplificatrices a fin de faciliter la résolution des systèmes d'équations différentiels.

On présentera aussi les résultats de simulation et leur commentaire.

2.1 Modélisation de la machine synchrone à aimants permanents

La modélisation de la machine synchrone est préméditée aussi bien pour le concepteur que pour l'automaticien. Elle permet l'observation et l'analyse des différentes évolutions de ses grandeurs électriques d'une part et d'autre part l'élaboration des lois de commande.

Un modèle basé sur les équations de cette machine est généralement suffisant pour faire la synthèse de la commande.

Dans ce qui suit, la modélisation du moteur synchrone à aimants permanents est présentée. On présente le modèle triphasé ainsi que le modèle obtenu à l'aide de la décomposition selon deux axes (transformation de Park) [13].

La machine utilisée dans notre étude est un moteur à distribution sinusoïdale qui se distingue par :

- L'absence de tout dispositif auxiliaire au niveau de l'inducteur constitué par l'aimant Permanent (flux d'excitation constant).
- L'absence des amortisseurs, donc seuls les enroulements d'induit sont parcourus par Des courants.

En raison de l'absence des pièces polaires, cette machine a une structure à pôles lisses, dont les aimants sont de type terre rare (SmCo, NdFeBr).

Les machines synchrones comprennent un stator muni d'un bobinage généralement triphasé ou parfois diphasé, les machine que nous considérons, comportent au stator des enroulements a, b et c et sont munies au rotor d'un système d'aimants assurent une répartition sinusoïdale d'induction dans l'entrefer, l'effet de ce système d'aimants peut être assimilé à celui d'un bobinage alimenté par un courant continu (I_f).

2.1.1 Structure générale de la MSAP :

La structure générale d'une machine synchrone bipolaire à aimants permanents est présentée par la figure suivant :

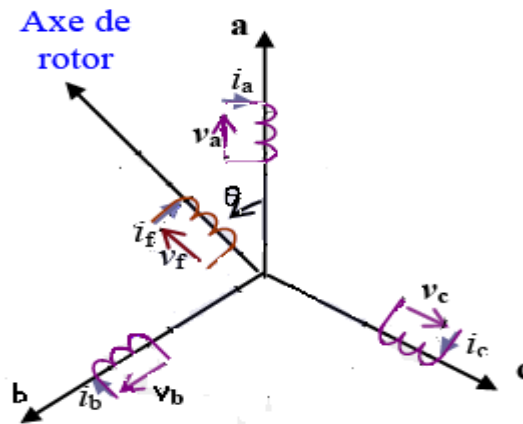


Figure 2.1 : structure de la MSAP

Le stator comporte trois phases a, b et c identiques et décalées l'une par rapport à l'autre par un angle électrique de $(\frac{2\pi}{3})$, par contre le rotor comporte deux axes caractérisés par :

- Un axe d'aimantation rotorique longitudinale (d) ;
- Un axe inter polaire en quadrature (q), déphase de $(\frac{\pi}{2})$ par rapport à l'axe (d) ;
- La position du rotor est repérée par l'angle électrique.

$$\theta = \theta_0 + \omega t$$

θ_0 : L'angle électrique initial ;

ω : La pulsation des grandeurs électriques.

2.1.2 Hypothèses simplificatrices

Dans cette modélisation, nous prenons en considération les hypothèses suivantes :

1. L'effet d'hystérésis et les pertes dans l'acier sont négligeables ;
2. La machine fonctionne dans un régime non saturé ;
3. Les inductances de fuites sont indépendantes de la position du rotor ;
4. La distribution de la force magnétomotrice est sinusoïdale. Ce qui nous permet de considérer seulement le premier harmonique d'espace de la distribution de la F.M.M créée par chaque phase de l'induit.

2.1.3 Mise en équations de la machine

La figure (2.2) représente schématiquement la MSAP considérée. Avec les hypothèses précédentes, les équations relatives au stator et au rotor dans le cas général d'une MSAP sans amortisseurs s'écrivent :

$$\begin{cases} [V] = [R_s][i] + \frac{d[\Phi]}{dt} \\ [\Phi] = [L_s][i] + [\Phi_f] \end{cases} \quad (2.1)$$

Si que :

$[V] = [V_a, V_b, V_c]^t$: Vecteur de tension statorique.

$[i] = [i_a, i_b, i_c]^t$: Vecteur de courant statorique.

$[R_s]$: Résistance d'une phase statorique

$[L_s]$: Matrice inductance

$$[L_s] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

Avec : L_s et M_s représentant l'inductance propre et l'inductance mutuelle entre les enroulements statorique. La self inductance est la somme de deux inductances

$L_s = L_{fs} + \frac{3}{2}L_m$, l'inductance de fuite L_s et l'inductance de magnétisation L_m

Les flux Φ_f sont les flux rotoriques vus par les enroulements du stator.ils représentent les amplitudes des tentions induites dans les phases statoriques à vide.

Et le flux des aimant par :

$$[\Phi_f] = \Phi_f \begin{bmatrix} \cos \theta \\ \cos (\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos (\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

L'équation mécanique s'écrit :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = (C_{em} - C_r - C_f) \quad (2.4)$$

$$C_f = f_v \Omega$$

2.1.4 Transformation de PARK

Pour supprimer le non linéarité du système d'équations différentielles, on fait des changements de variable qui réduisent la complexité de ce système.

Dans les machines électrique triphasées, ce changement de variable consiste à transformer les trois enroulements relatifs aux trois phases à deux enroulement orthogonaux (d, q), tournant à une vitesse ω_r .

L'équation qui traduit le passage du système triphasé au système biphasé (d, q) est donnée par :

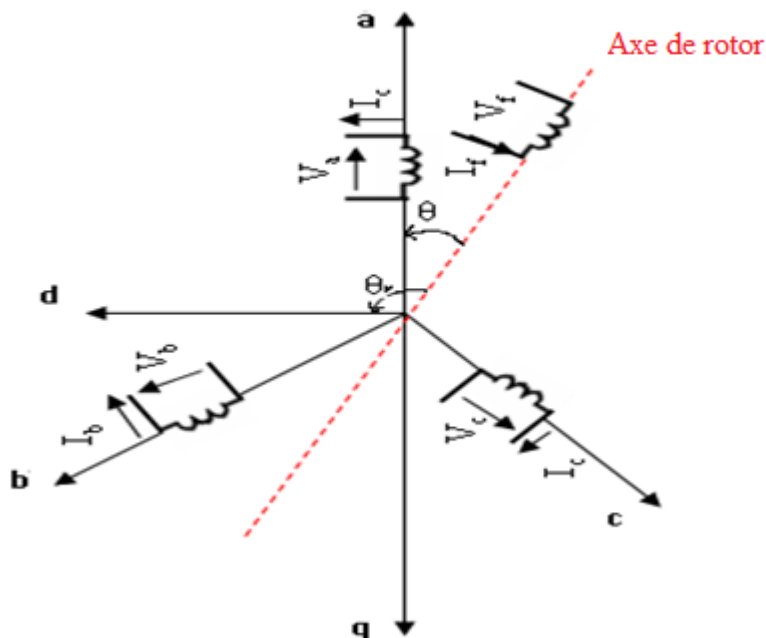


Figure 2.2 : transformation de Park

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \\ x_o \end{bmatrix} = k \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

Avec :

$$k(\theta) = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin \theta & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (2.6)$$

L'angle θ est au choix du repère de Park qui défini comme :

$$\theta(t) = \int_a^t w(t) dt \quad (2.7)$$

Tel que :

θ : Angle entre l'axe magnétique (a) et l'axe longitudinal (d) ;
 w : Vitesse de rotation du référentiel choisi.

L'inverse de transformation de Park :

$$k^{-1}(\theta) = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta & 1 \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \quad (2.8)$$

2.1.5 Equations électriques dans le référentiel de PARK

En faisant l'hypothèse que toutes les grandeurs homopolaires sont nulles, le passage du système triphasé au système (d, q) lié au rotor se fait en utilisant la transformation de PARK

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ V_{os} \end{bmatrix} = k \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

Et après calculs, on trouve :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d}{dt}(\Phi_{ds}) - \omega_s \Phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d}{dt}(\Phi_{qs}) + \omega_s \Phi_{ds} \end{cases} \quad (2.10)$$

2.1.6 Equations électromagnétiques

Le flux total qui traverse chaque bobine du stator peut être décomposé en flux propre de la même bobine et des flux mutuels provenant des autres bobines.

Les flux sont donnés dans le système (a, b, c) par :

$$\begin{bmatrix} \Phi_a \\ \Phi_b \\ \Phi_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & 0 \\ 0 & L_s & 0 \\ 0 & 0 & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \Phi_f \begin{bmatrix} \cos\theta \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

L_s : Inductance cyclique principale

Les équations des flux statoriques s'écrivant dans le repaire de PARK suivant :

$$[\Phi_{dq0}] = K[\Phi_{abc}] \quad (2.12)$$

Alor :

$$[\Phi_{dq}] = L_s[i_{dq}] + \Phi_f \quad (2.13)$$

Donc, nous obtenons :

$$\begin{cases} \Phi_d = L_d i_{ds} + \Phi_f \\ \Phi_q = L_q i_{qs} \end{cases} \quad (2.14)$$

En remplaçant les expressions des flux Φ_d et Φ_q dans le système nous obtenons :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s i_{ds} + L_d \frac{d}{dt}(i_{ds}) - L_q \omega_r i_{qs} \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + L_q \frac{d}{dt}(i_{qs}) + L_d \omega_r i_{ds} + \omega_r \Phi_f \end{cases} \quad (2.15)$$

Avec :

Φ_f : Flux du aux aimant

R_s : Résistance d'une phase statorique

L_q : Inductance suivant l'axe d

L_q : Inductance suivant l'axe q

ω_r : Pulsation des tensions et des courants triphasés.

2.1.7 Equation mécanique

L'équation mécanique de la machine peut être écrite comme suit l'équation (2.4):

$$C_{em} = \frac{3}{2}p(\Phi_d i_{qs} - \Phi_q i_{ds}) \quad (2.16)$$

$$C_{em} = \frac{3}{2}p(\Phi_f i_{qs} + (L_d - L_q)i_{qs}i_{ds}) \quad (2.17)$$

Avec :

$\frac{3}{2}p\Phi_f i_{qs}$: Couple que l'on obtiendrait avec une machine à pole lisses

$(L_d - L_q)i_{qs}i_{ds}$: Couple supplémentaire du à la saillance des poles

La puissance totale du moteur dans le système (a, b, c) :

$$p(t) = V_a i_a + V_b i_b + V_c i_c \quad (2.18)$$

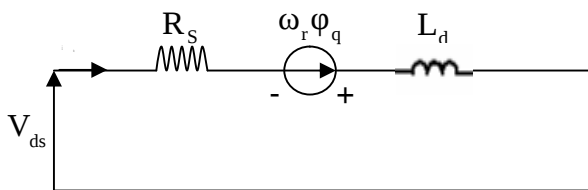
Dans le système dq0 :

$$p(t) = \frac{3}{2}(V_{ds} i_{ds} + V_{qs} i_{qs}) \quad (2.19)$$

2.1.8. Schéma équivalent

Le schéma équivalent de la MSAP est représenté selon les deux axes d et q (figures 2.4)

Selon l'axe d :



Selon l'axe q :

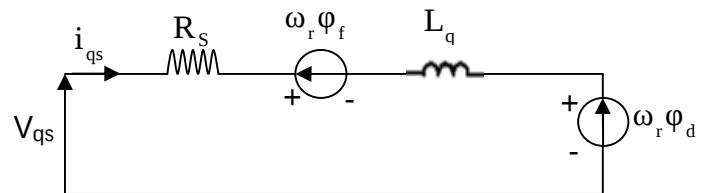


Figure 2. 3: schéma équivalent de la MSAP les deux axes d et q

2.1.9 Equations d'état de la MSAP

Afin de trouver une résolution analytique et numérique pour le système d'équation du modèle, on peut écrire les équations électriques et l'équation mécanique sous formes d'état, en rassemblant les équations des courants et de la vitesse, on obtient le système d'état suivant :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt}(i_{ds}) = \frac{1}{L_d}(-R_S i_{ds} + L_q \omega_r i_{qs} + V_{ds}) \\ \frac{d}{dt}(i_{qs}) = \frac{1}{L_q}(-R_S i_{qs} - L_d \omega_r i_{ds} - \omega_r \Phi_f + V_{qs}) \\ \frac{d\Omega}{dt} = \frac{1}{J}(C_{em} - C_r - C_f) \end{cases} \quad (2.20)$$

$$C_{em} = \frac{3}{2}p(\Phi_f i_{qs} + (L_d - L_q)i_{ds}i_{qs})$$

On pose :

$$K_T = p\Phi_f$$

Le schéma bloqué de la MSAP est donné par la figure 2.4

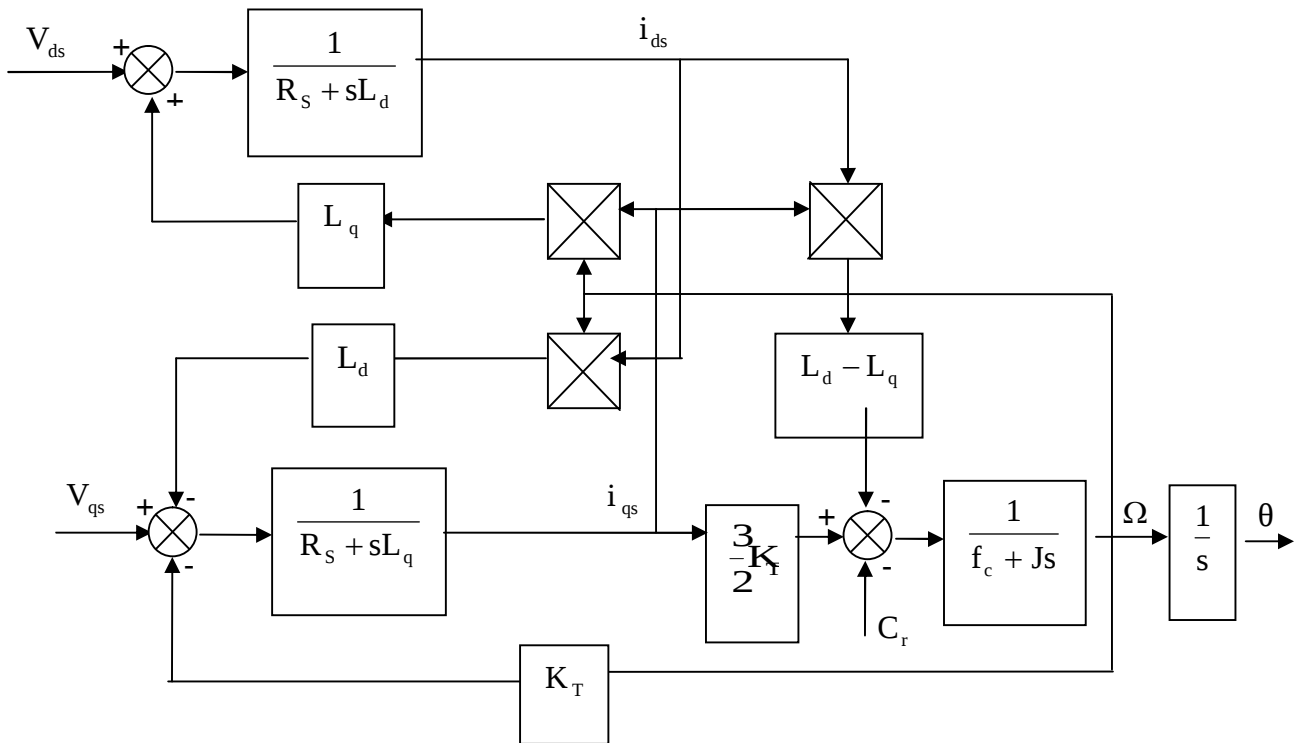
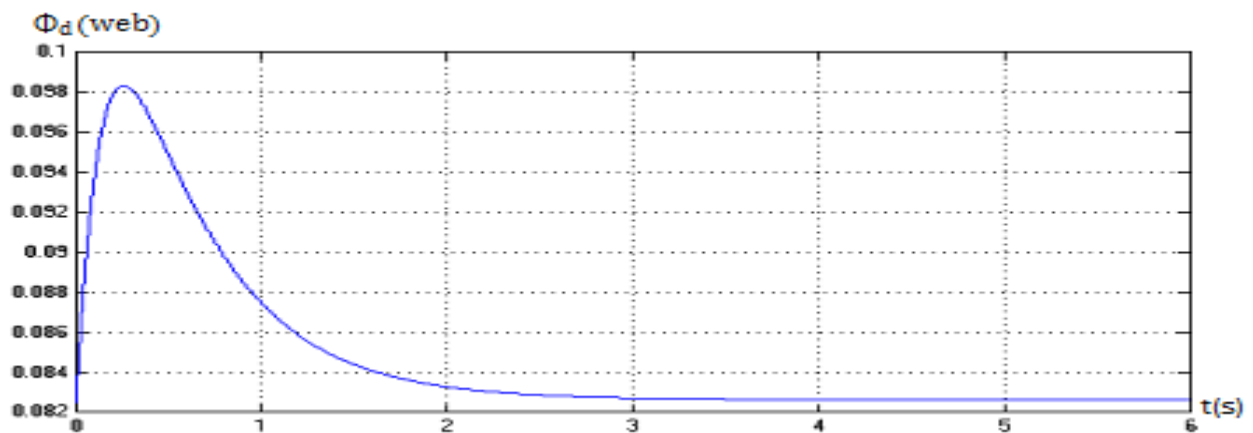
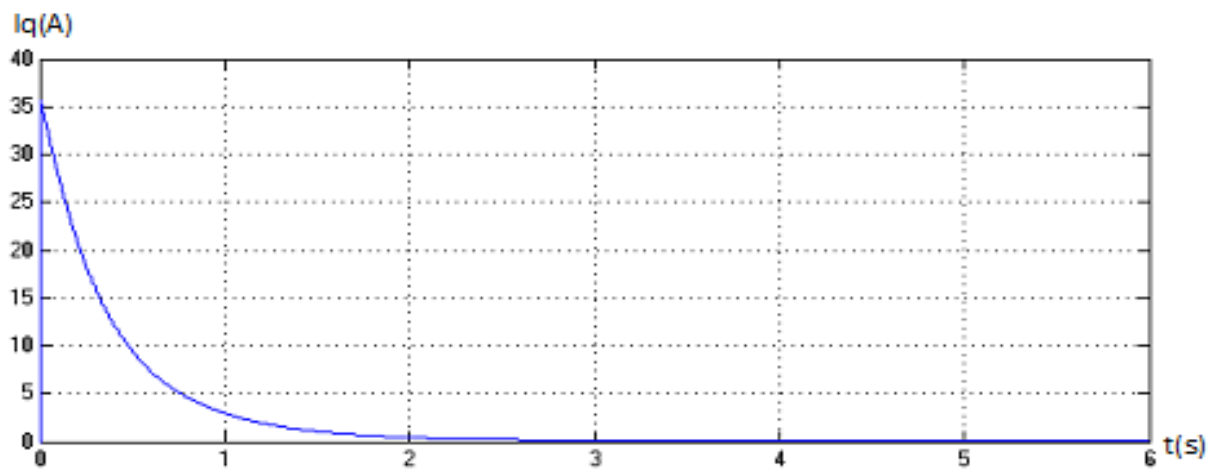
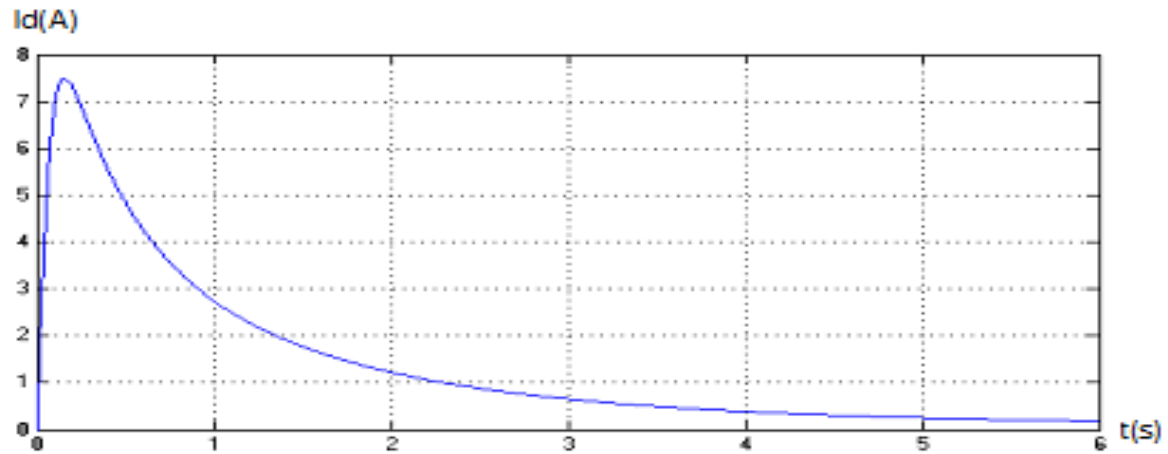


Figure 2.4 : Schéma bloc du modèle de la MSAP dans le repère d, q

2.1.10 Résultats de simulation



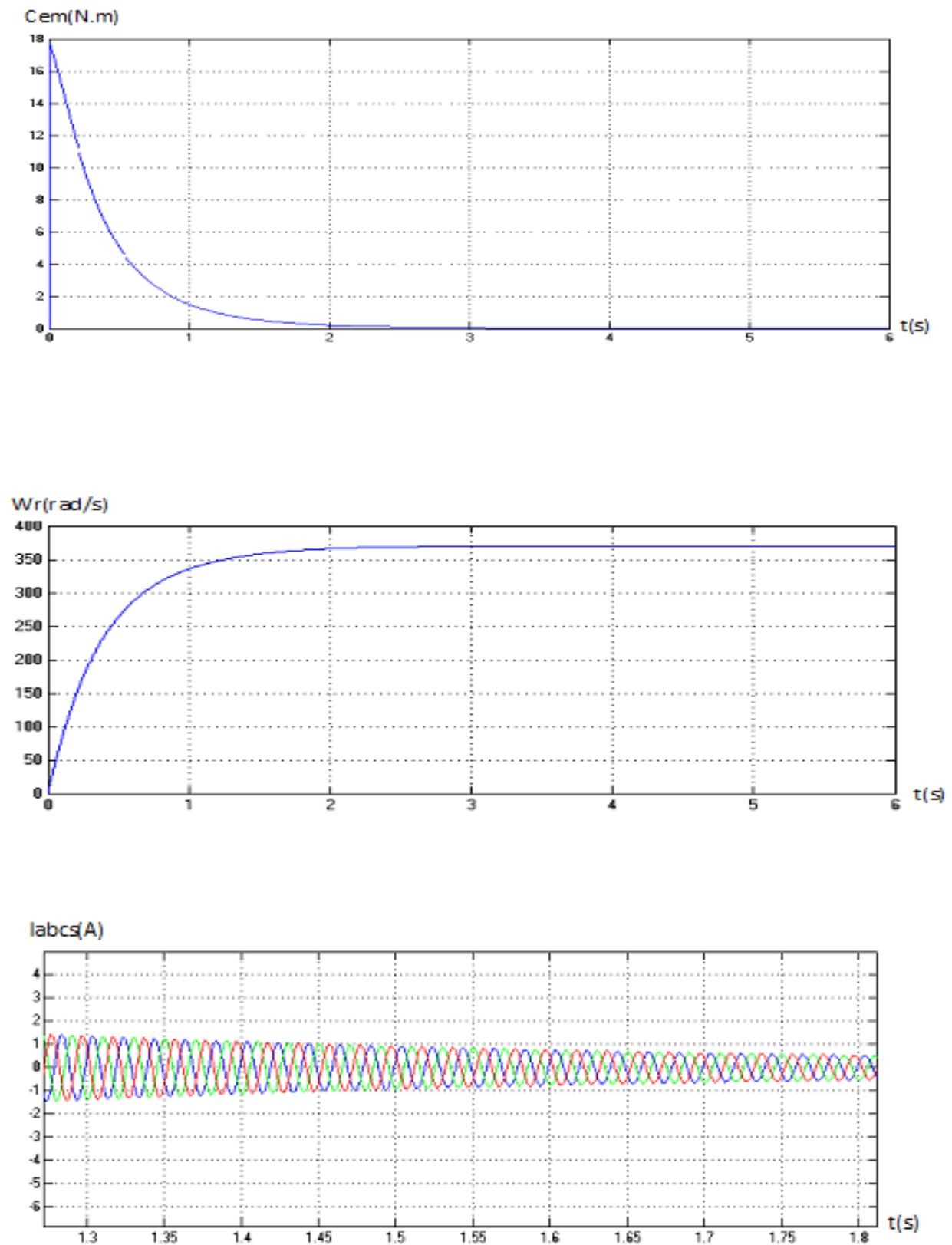
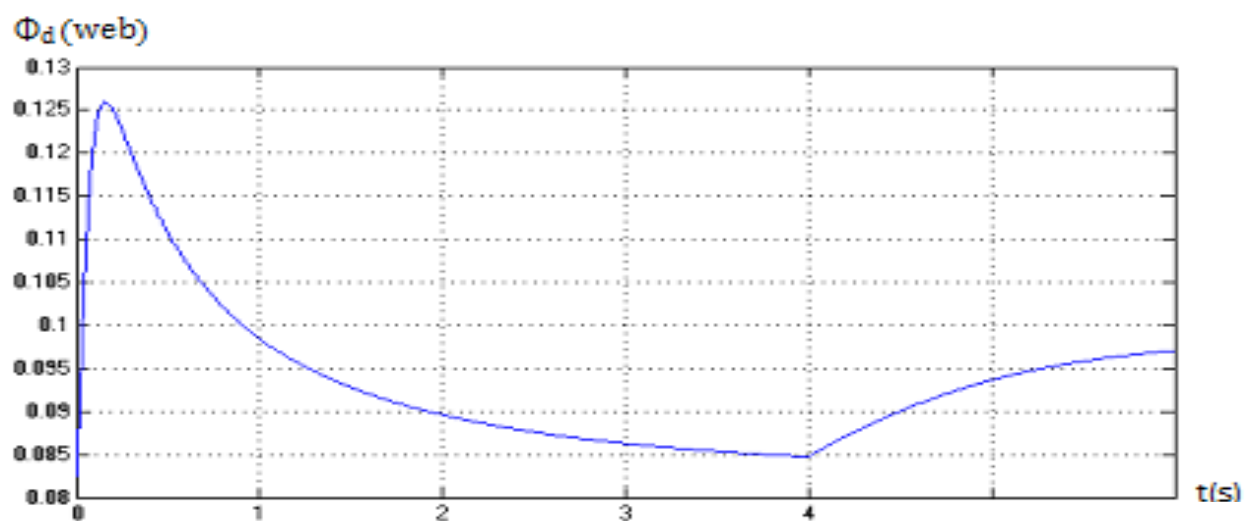
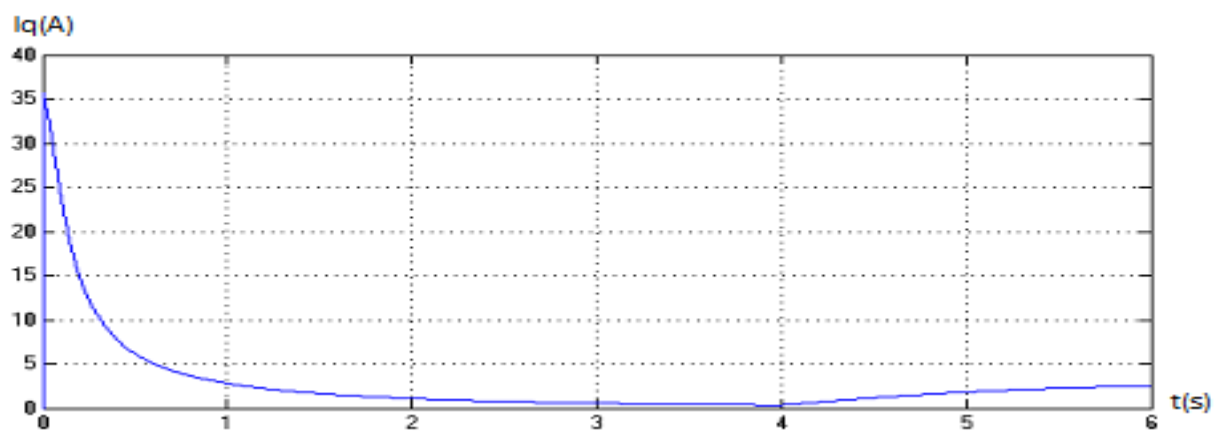
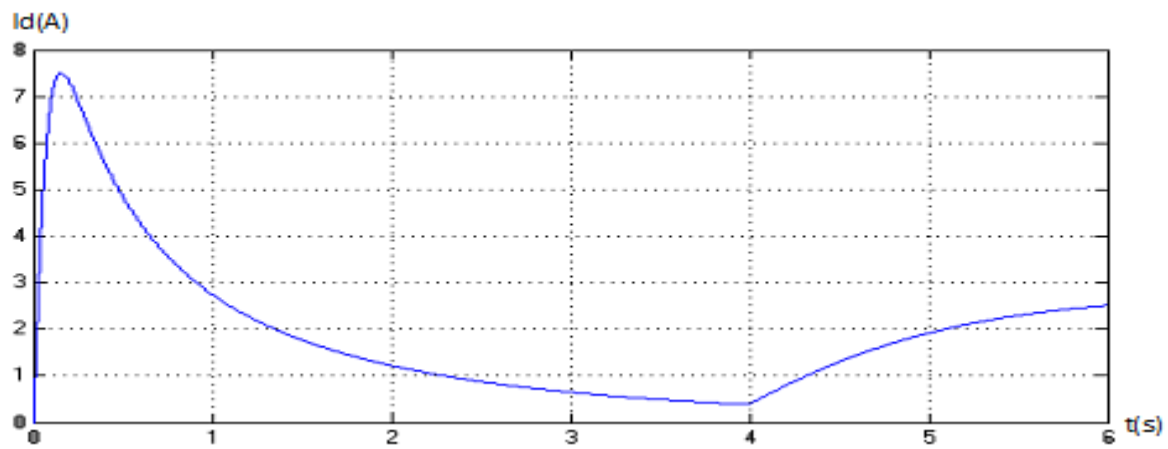
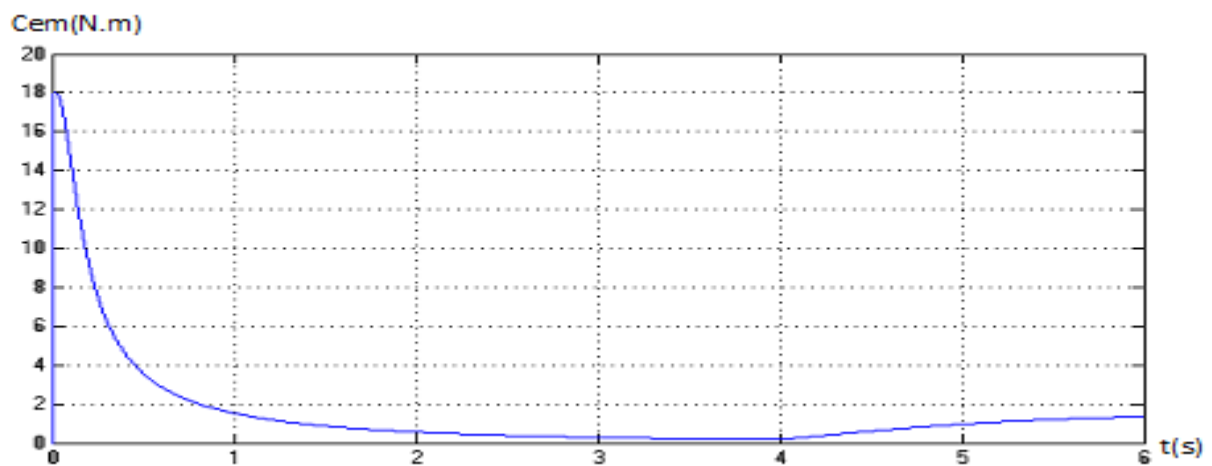
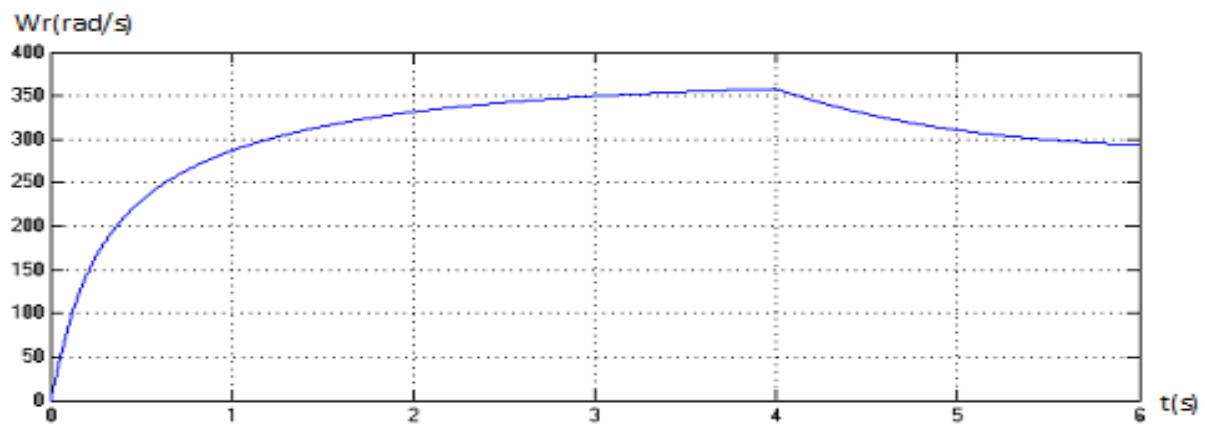
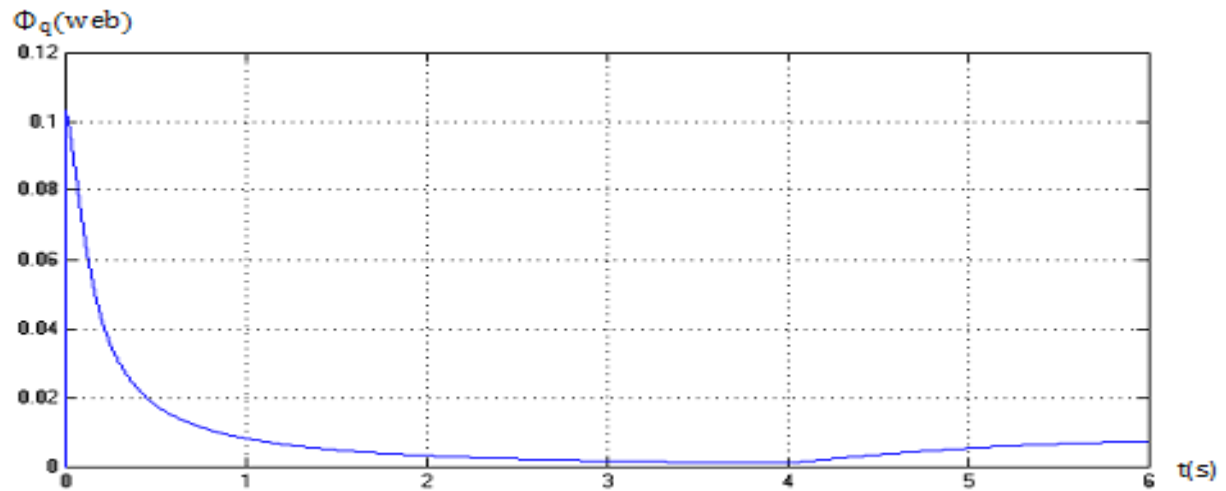


Figure 2.5: Les caractéristiques dynamiques à vide de la MSAP, alimentée par un réseau direct.





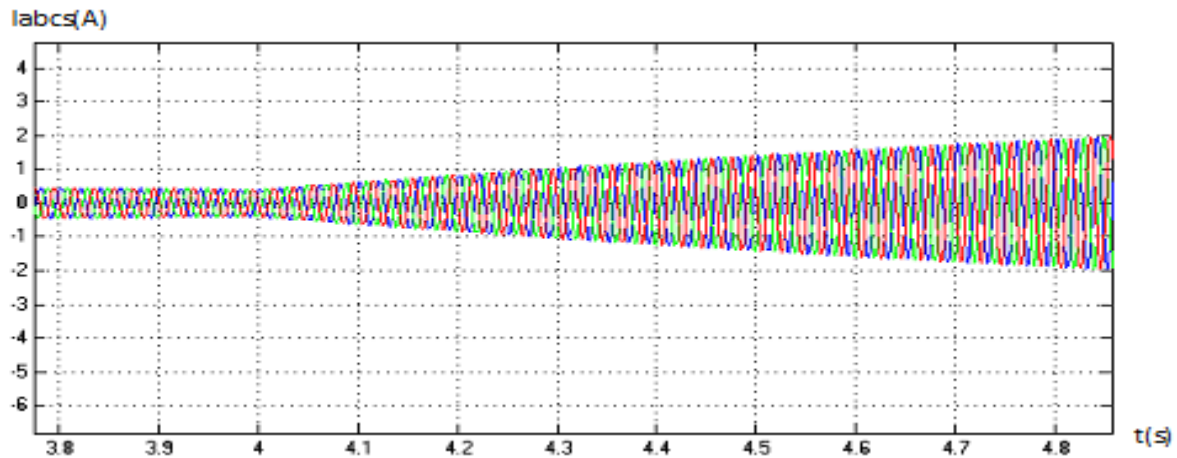


Figure 2.6: Les caractéristiques dynamiques en charge $C_r=1.5$ à $t=4s$ de la MSAP, alimentée par un réseau direct.

Les résultats de simulation pour le fonctionnement de la machine à vide et en charge sont représentés par les figures (2.5) et (2.6).

Pour le fonctionnement à vide, la figure (2.5) représente l'évolution des différentes grandeurs au démarrage et en régime permanent : l'évolution de la vitesse rotorique, du couple électromagnétique, les courants (i_d , i_q) dans le modèle de Park (d, q) ainsi que les flux (Φ_{dq}) et le courant (i_{abc}) de phase lors du démarrage.

Pour le régime transitoire est non oscillatoire pour toutes les grandeurs de la machine.

- 1) La vitesse de rotation atteinte 370 rd/s à l'instant 3s.
- 2) Le courant i_d , atteint la valeur 0.5 A à 3s puis il se stabilise en régime permanent.
- 3) Les flux (Φ_{dq}) et le courant (i_{dq}) sont purement sinusoïdale, aussi on remarque un fort appel de courant de démarrage 35A puis décroît. en régime permanent.

Pour le fonctionnement en charge, la figure (2.7) représente les mêmes grandeurs précédentes avec non oscillation jusqu'à stabilité de la vitesse décroît le courant de phase une augmentation du couple électromagnétique à une valeur compensant la charge appliquée à l'instant $t=4s$.

Conclusion

On a présenté dans ce chapitre la machine synchrone à aimants permanents, (description générale, ses avantages et ses domaines d'application), ainsi que sa modélisation, en mettant en exergue la complexité et le non linéarité du modèle. 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. Les équations obtenues par la transformation de Park engendrent les phénomènes identiques aux phénomènes liés à la machine à courant continu, ce qui confirme l'analogie entre les deux modèles.

Introduction

Le contrôle direct du couple (CDC) ou (DTC) venu du terme anglais, introduit en 1985 par **TAKAHASHI et DEPENBROCK** comme concurrentiels des méthodes classiques. Parce que les outils de calcul le permettent et que les modèles se sont affinés, des exigences nouvelles vis de la commande voient le jour. une recherche de la simplicité de conception et de la robustesse devient l'un des critères les plus importants dans de nombreuses applications, cette demande mobilise particulièrement les chercheurs, et permet surtout à se débarrasser du capteur mécanique

La **DTC** est une solution pour les problèmes du contrôle vectoriel. son principe de base est de choisir directement les vecteurs de tension satirique selon les différences entre les références du couple et du flux satirique et leurs valeurs réelles calculées à partir des seules grandeurs liées au stator. Elle possède l'avantage d'être indépendante des paramètres de la machine exception faite pour la résistance satirique en comparaison au control du couple via des contrôleurs de courant à modulation de largeur d'impulsion [MLI], de posséder une configuration plus simple ne nécessitant pas l'intervention de capteur mécanique ou de transformation de coordonnées.

Dans ce qui suit. On s'intéressera spécialement à la commande directe de couple et de flux (DTC ou DTFC). pour étudié cette stratégie de commande, on commencera par présenter et mettre en œuvre une de commande du MSAP par DTC. Ensuite, des résultats de simulation du MSAP commande par DTC et alimente par un onduleur de tension, seront présentes et discutes, en absence et en présence d'une boucle de réglage de vitesse par un correcteur PI.

3.1 Les caractéristiques générales d'une commande directe du couple

Les caractéristiques générales de DTC sont :

- La commande directe du couple et du flux, à partir de la sélection des vecteurs optimaux de commotion de l'onduleur.
- La commande indirecte des intensités et tension du stator de la machine.
- L'obtention des flux et des courants satirique proches de formes sinusoïdales.
- Une réponse machin dynamique de la machine très rapide.

- L'existence des oscillations de couple qui dépendent de la largeur des bandes des régulateurs à hystérésis.
- La fréquence de commutation de l'onduleur dépend de l'amplitude des bandes d'hystérésis.

Cette méthode de commande a pour avantages :

- De ne pas nécessiter des calculs dans le repère rotorique ($d . q$).
- Il n'existe pas de bloc de calcul de modulation de tension MLI.
- Il n'est pas nécessaire de faire un découplage des courants par rapport aux tensions de commande, comme dans le cas de la commande vectorielle.
- De n'avoir qu'un seul régulateur, celui de la boucle externe de vitesse.
- Il n'est pas nécessaire de connaître avec une grande précision l'angle de position rotorique, car seule l'information de secteur dans lequel se trouve le vecteur de flux statorique est nécessaire.
- La réponse dynamique est très rapide.

Et pour inconvénients:

- L'existence de problèmes à basse vitesse.
- La nécessité de disposer des estimations de flux statorique et du couple.
- L'existence des oscillations de couple.
- La fréquence de commutation n'est pas constante (utilisation de régulateurs à hystérésis). Cela conduit à un contenu harmonique riche qui augmente les pertes, amène à des bruits acoustiques et des oscillations de couple pouvant exciter des résonances mécaniques.[16]

3.2 Principe généraux de la commande directe de couple

Le principe de la commande DTC est différent. L'objectif est la régulation directe du couple de la machine, par l'application des différents vecteurs de tension de l'onduleur, qui détermine son état. Les deux variables à contrôler sont : le flux statorique et le couple électromagnétique qui sont habituellement commandés par des régulateurs à hystérésis. Il s'agit de maintenir les grandeurs du flux statorique et du couple électromagnétique à l'intérieur de ces bandes d'hystérésis. La sortie de ces régulateurs détermine le vecteur de tension de l'onduleur, optimal à appliquer à chaque instant de commutation. L'utilisation de ce type de régulateurs suppose l'existence d'une fréquence de commutation variable dans le convertisseur. Un onduleur de tension à deux niveaux permet d'atteindre sept positions distinctes dans le plan de phase, correspondant aux huit séquences du vecteur de tension à la sortie de l'onduleur.

La commande par DTC du la MSAP, est schématisée dans la figure (3.1).

Dans une commande DTC, il est préférable de travailler avec une fréquence de calcul élevée afin de réduire les oscillations de couple provoquées par les régulateurs à hystérésis

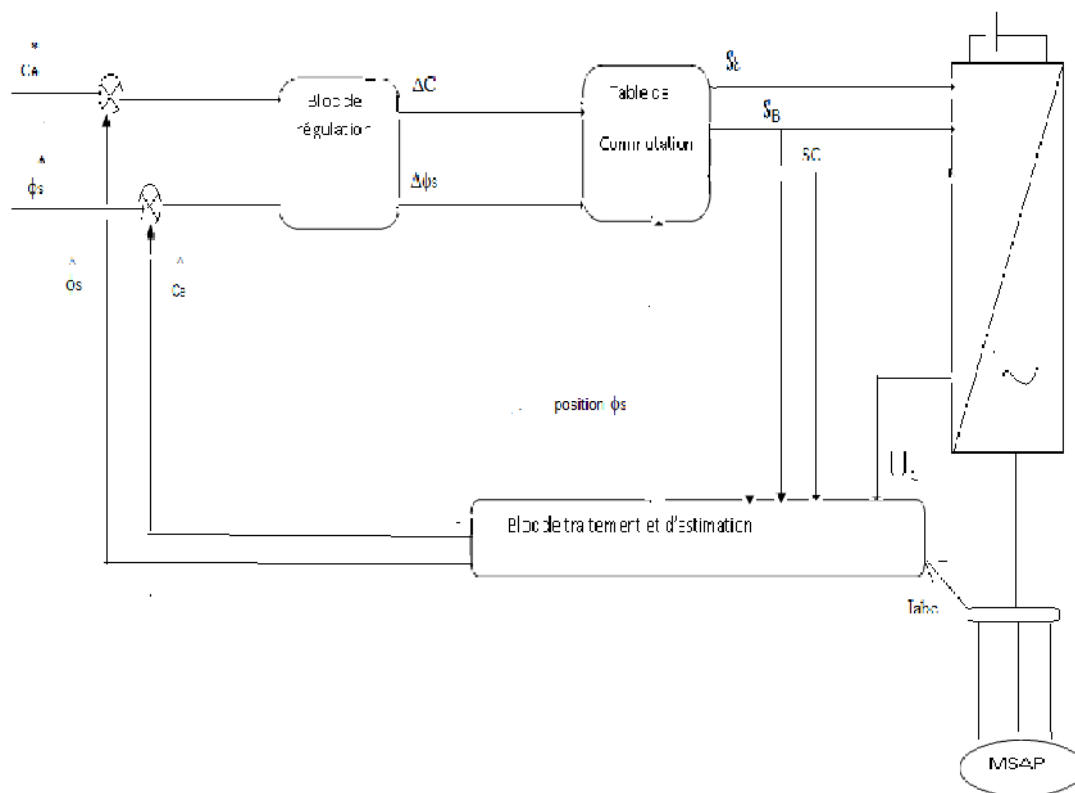


Figure 3.1: Schéma structurel d'une commande DTC appliquée

Cette technique possède généralement d'excellentes caractéristiques dynamiques qui s'étendent à de larges plages de fonctionnement couple/vitesse, et une plage de fonctionnement sans capteur mécanique avec une fréquence minimale de fonctionnement stable inférieure à 1 tour/heure (1/3600 Hz). En plus :

- La stratégie de contrôle par DTC est insensible, dans sa version de base, aux variations Des paramètres de la machine, sauf à la résistance statorique ;

L'estimation du flux statorique ne dépend que de la résistance du stator (intégration en boucle ouverte de la force électromotrice du stator) ;

- Le découplage entre les grandeurs de contrôle étant Naturellement assuré par la commande directe, et le fonctionnement à flux variable n'affecte pas le réglage du Couple;

- La mise en œuvre des commandes de type DTC se démarque sensiblement des commandes à flux orientés classiques; elles ne nécessitent généralement pas de transformation des coordonnées (Park) dans des axes tournants ;

Elles correspondent le plus souvent à des stratégies de contrôle simples. [14]

3.3 Transformation de Concordia

Comme la commande DTC est une commande vectorielle, il est nécessaire de disposer des composantes de Concordia des tensions et courants statoriques. On décomposera donc les trois tensions d'alimentation de la machine et les trois courants statoriques en composantes directe et quadratique (la composante homopolaire est considérée nulle).

On aura donc :

$$[C] = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

On obtient alors un vecteur de tension et un vecteur de courant dans le plan complexe tel que :

$$\begin{cases} V_{\alpha\beta S} = C \cdot V_{abcS} \\ i_{\alpha\beta S} = C \cdot i_{abcS} \end{cases} \quad (3.2)$$

3.4 Fonctionnement et séquences d'un onduleur de tension triphasés

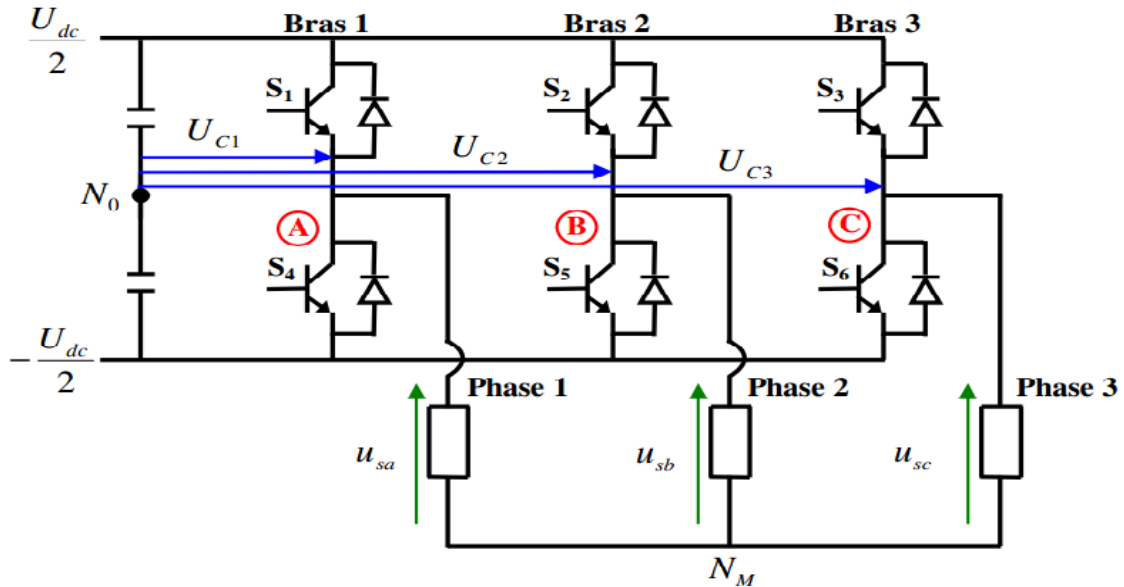


Figure 3.2 : Fonctionnement et séquences d'un onduleur

Les interrupteurs de l'onduleur de tension doivent être commandés de manière à maintenir le flux et le couple de la machine. Le vecteur de la tension statorique peut

$$V_S = \frac{2}{3} \cdot U (S_a + S_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + S_c e^{j\frac{4\pi}{3}}) \quad (3.3)$$

S'écrire sous la forme Où (S_a, S_b, S_c) représentent l'état logique des trois interrupteurs :

Si (S_a, S_b, S_c) = 1 signifie que l'interrupteur haut est fermé et l'interrupteur bas est ouvert ($V_i = +U$).

Si (S_a, S_b, S_c) = 0 signifie que l'interrupteur haut est ouvert et l'interrupteur bas est fermé ($V_i = -U$).

On cherchera donc à contrôler le flux et le couple via le choix du vecteur de tension qui se fera par une configuration des interrupteurs. Comme nous disposons de trois interrupteurs, il y a

donc huit possibilités pour le vecteur $\vec{V}_s$ et les deux vecteurs ($\vec{V}_0$ et $\vec{V}_7$) correspondent au vecteur nul : $(S_a, S_b, S_c) = (0, 0, 0)$ et $(S_a, S_b, S_c) = (1, 1, 1)$.

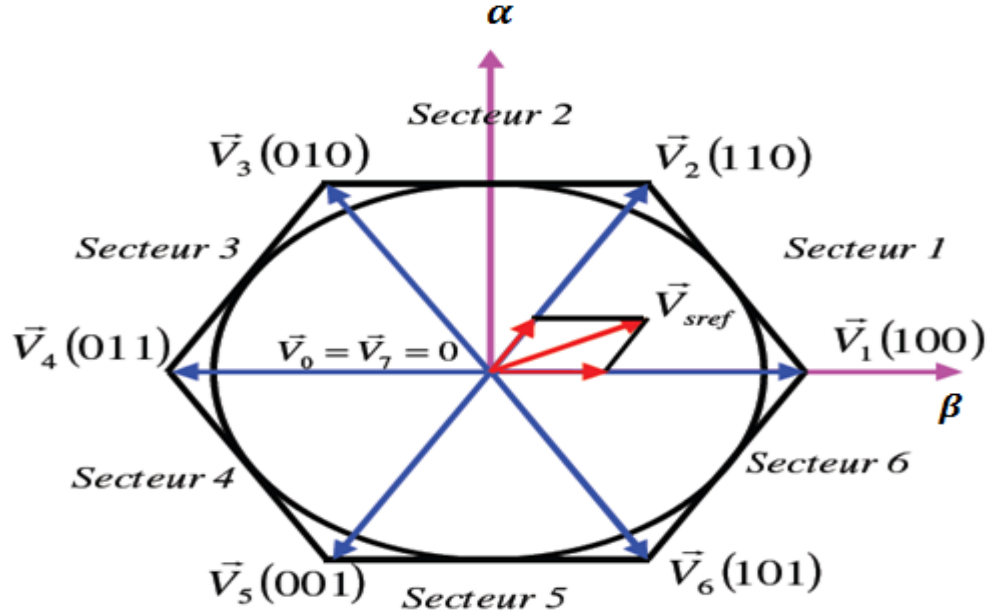


Figure 3.3: présentation des vecteurs sur le plan α et β

3.5 Contrôle du vecteur de flux statorique

On utilise les expressions vectorielles de la machine dans le repère $(\alpha \beta)$ lié au stator, le flux statorique de la MSAP est obtenu à partir de l'équation suivante :

$$\vec{V}_s = R_s \vec{i}_s + \frac{d\vec{\varphi}}{dt} \quad (3.4)$$

Entre deux commutations des interrupteurs de l'onduleur, le vecteur tension sélectionné est toujours le même, d'où :

$$\vec{V}_s = \vec{\varphi}_0 + R_s \vec{i}_s + \frac{d\vec{\varphi}}{dt} \quad (3.5)$$

Pour simplifier, on considère la chute de tension ($R_s \bar{i}_s$) comme négligeable devant la tension V_s , on constate alors que sur un intervalle $[0, T_e]$, l'extrémité du vecteur $\bar{\varphi}$ se déplace sur une droite dont la direction est donnée par le vecteur V_s sélectionné pendant T_e , on trouve alors :

$$\bar{\varphi} \cong \bar{\varphi}_0 + \int_0^t \bar{V}_s dt \quad (3.6)$$

$\bar{\varphi}_0$: est le vecteur flux à l'instant $t=0$

Pendant une période d'échantillonnage, le vecteur de tension appliqué au MSAP reste constant, on peut écrire alors :

$$\bar{\varphi}(k+1) \cong \bar{\varphi}_0(k) + \bar{V}_s T_e \quad (3.7)$$

Ou encore :

$$\Delta \bar{\varphi} \cong \bar{V}_s T_e \quad (3.8)$$

Avec :

$\bar{\varphi}(k)$: est le vecteur de flux statorique au pas d'échantillonnage actuel

$\bar{\varphi}(k+1)$: est le vecteur du flux statorique au pas d'échantillonnage suivant

$\Delta \bar{\varphi}$: est la variation du vecteur flux statorique ($\bar{\varphi}(k+1) - \bar{\varphi}_0(k)$);

T_e : est la période d'échantillonnage.

Tandis que la période d'échantillonnage est fixe, $\Delta \varphi$ est proportionnel au vecteur tension appliqué au moteur. Lorsqu'on applique un vecteur de tension constant V_s , l'extrémité du vecteur flux stator se déplace selon une droite parallèle au vecteur tension.

La figure (3.4) montre l'évolution du vecteur de flux statorique dans le plan (α, β) ,

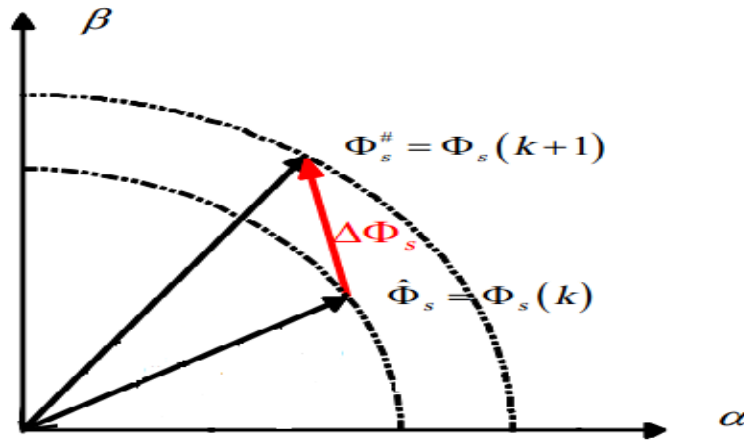


Figure 3.4: Evolution du vecteur de flux statorique dans le plan (α, β) ,

3.6 contrôlent du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique est proportionnel au produit vectoriel entre les vecteurs des flux statorique et rotorique selon l'expression suivante :

$$C_{em} = k (\bar{\varphi} \times \bar{\varphi}'_{fs}) = k (|\bar{\varphi}| \cdot |\bar{\varphi}'_{fs}|) \sin(\delta) \quad (3.9)$$

Tels que : $k = \frac{2}{3} \frac{P}{L_q}$

Avec

$\bar{\varphi}$: est le vecteur de flux statorique.

$\bar{\varphi}'_{fs}$: est le vecteur de flux rotorique ramené au stator.

δ : est l'angle entre les vecteurs des flux statorique et rotorique.

Le couple dépend donc de l'amplitude des deux vecteurs $\bar{\varphi}$ et $\bar{\varphi}'_{fs}$ et de leur position relative.

Si l'on parvient à contrôler parfaitement le flux $\bar{\varphi}$, (à partir de $\bar{V}_s$) en module et en position, on peut donc contrôler l'amplitude de $\bar{\varphi}$ et le couple électromagnétique de façon découplée. [15]

3.7 choix du vecteur tension

Le choix du vecteur V_s dépend de la position de $\bar{\varphi}$ dans le référentiel $(\alpha \beta)$, de la variation souhaitée pour le couple, et du sens de rotation de $\bar{\varphi}$.

L'espace d'évolution de $\bar{\varphi}$ dans $(\alpha \beta)$ est décomposé en six zones i , avec $i = [1,6]$, telle que Représentées sur la figure 3.5.

Lorsque le flux $\bar{\varphi}$ se trouve dans une zone i , le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnant l'un des huit vecteurs tensions suivantes:

- Si V_{i+1} est sélectionné alors $\bar{\varphi}$ croît et C_{em} croît ;
- Si V_{i-1} est sélectionné alors $\bar{\varphi}$ croît et C_{em} décroît ;
- Si V_{i+2} est sélectionné alors $\bar{\varphi}$ décroît et C_{em} croît ;
- Si V_{i-2} est sélectionné alors $\bar{\varphi}$ décroît et C_{em} décroît ;

On cherchera donc à contrôler le flux et le couple via le choix du vecteur de tension qui se fera par une configuration des interrupteurs. Comme nous disposons de trois interrupteurs, il y a donc huit possibilités pour le vecteur V_s . Deux vecteurs (V_0 et V_7) correspondent au vecteur nul : $(S_a, S_b, S_c) = (0, 0, 0)$ et $(S_a, S_b, S_c) = (1, 1, 1)$.

Si V_0 ou V_7 sont sélectionnés, la rotation du flux $\bar{\varphi}$ est alors arrêtée, d'où une décroissance du Couple alors que le module du flux reste inchangée.

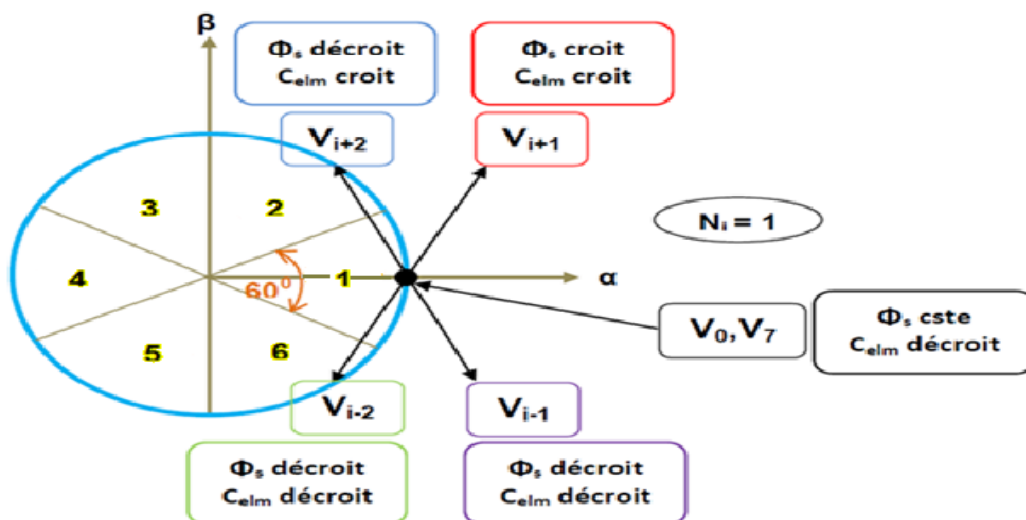


Figure 3.5: Choix du vecteur tension

Le niveau d'efficacité des vecteurs tensions appliqué dépend également de la position du vecteur

flux dans la zone i .

En effet, au début de la zone, les vecteurs V_{i+1} et V_{i-2} sont perpendiculaires à $\bar{\varphi}$ d'où une évolution

rapide du couple mais une évolution lente de l'amplitude du flux, alors qu'en fin de la zone, l'évolution

est inverse. Aux vecteurs V_{i-1} et V_{i+2} correspond une évolution lente du couple et rapide de l'amplitude de $\bar{\varphi}$, en début de zone, alors qu'en fin de zone c'est le contraire. Quelque soit le sens

d'évolution du couple ou du flux dans la zone i , les deux vecteurs, V_i et V_{i+3} ne sont jamais utilisés.

En effet, ceux-ci génèrent la composante de flux la plus forte (évolution très rapide de $\bar{\varphi}$) mais L'effet sur le couple dépend de la position de $\bar{\varphi}$, dans la zone, avec un effet nul en milieu de zone.

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 que de la position du vecteur $\bar{\varphi}$

Un estimateur de $\bar{\varphi}$ en module et en position ainsi qu'un estimateur de couple sont donc

Nécessaires. [14]

3.8 Estimation du flux et du couple

L'estimation du flux peut être réalisée à partir des mesures des grandeurs statoriques : courant et tension de la machine ; À partir de l'équation :

$$\bar{\varphi} = \int_0^t (\bar{V}_S - R_S \bar{i}_S) dt \quad (3.10)$$

On obtient les composantes α et β du vecteur $\bar{\varphi}$:

$$\varphi_\alpha = \int_0^t (V_{\alpha S} - R_S i_{\alpha S}) dt \quad (3.11)$$

$$\varphi_\beta = \int_0^t (V_{\beta S} - R_S i_{\beta S}) dt \quad (3.12)$$

On obtient les tensions $V_{\alpha S}$ et $V_{\beta S}$ à partir des commandes (S_a S_b S_c), de la mesure de la tension U et en appliquant **la transformée de Concordia**:

$$\begin{cases} V_{\alpha S} = \frac{2}{3} \cdot U(S_a - \frac{1}{2}(S_b + S_c)) \\ V_{\beta S} = \frac{2}{3} \cdot U(S_b + S_c) \end{cases} \quad (3.13)$$

On peut écrire alors :

$$V_S = V_{\alpha S} + jV_{\beta S} \quad (3.14)$$

Le calcul de flux statorique se fait selon les expressions suivantes :

$$\begin{cases} \hat{\varphi}_\alpha = \int_0^t (V_{\alpha S} - R_s i_{\alpha S}) dt \\ \hat{\varphi}_\beta = \int_0^t (V_{\beta S} - R_s i_{\beta S}) dt \end{cases} \quad (3.15)$$

Le module du flux et sa phase sont obtenus, par calcul, comme suit

$$\begin{cases} \hat{\varphi} = \sqrt{\hat{\varphi}_\alpha^2 + \hat{\varphi}_\beta^2} \\ \angle \hat{\varphi} = \arctg \frac{\hat{\varphi}_\beta}{\hat{\varphi}_\alpha} \end{cases} \quad (3.16)$$

Une fois les deux composantes de flux sont obtenues, le couple électromagnétique peut être estimé d'après sa formule rappelée ci-dessous :

$$C_{em} = \frac{2}{3} P(\varphi_\alpha i_{\alpha S} - \varphi_\beta i_{\beta S}) \quad (3.17)$$

L'estimation du flux statorique et du couple électromagnétique nécessite la connaissance préalable des composantes du courant et celle de la tension statorique. Elle est retenue dans le cas d'une commande non linéaire appliquée au MSAP en particulier et surtout la commande par DTC.

3.8.1 Correction de flux en utilisant un comparateur à hystérésis à deux niveaux

Ce correcteur est simple dans son application. Son but est de maintenir l'extrémité du vecteur de flux statorique ϕ dans une couronne circulaire comme le montre la figure (3.6).

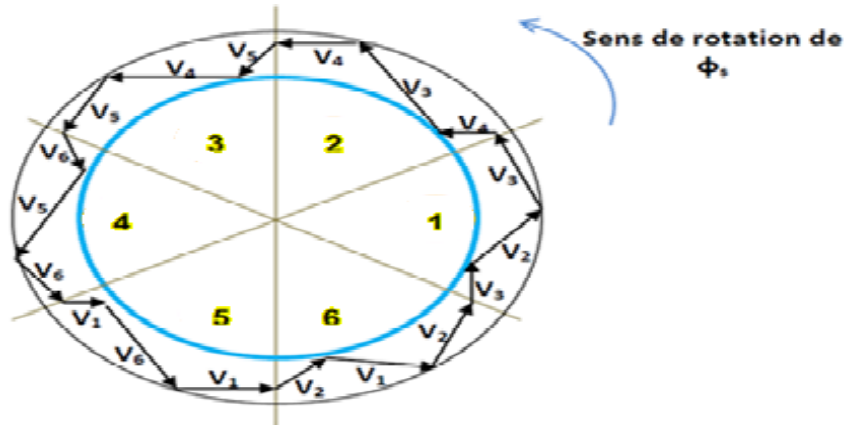


Figure 3.6.a : Sélection des tensions correspondant au contrôle de l'amplitude de flux.

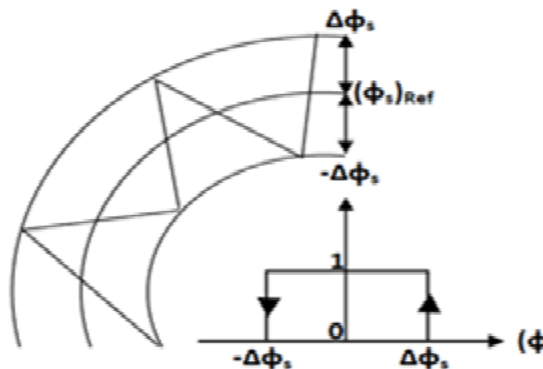


Figure 3.6.b : Comparateur à hystérésis utilisé pour contrôler le module de vecteur de flux.

La sortie du correcteur doit indiquer le sens d'évolution du module de ϕ , afin de sélectionner le vecteur tension correspondant.

Pour cela un simple correcteur à hystérésis à deux niveaux convient parfaitement, et permet de plus d'obtenir de très bonnes performances dynamiques.

La sortie du correcteur, représentée par une variable booléenne k_φ indique directement si l'amplitude du flux est augmentée $k_\varphi = 1$ ou diminuée $k_\varphi = 0$ de façon à maintenir:

$$|\varphi_{\text{ref}} - \varphi| \leq \Delta\varphi$$

Avec :

φ_{ref} : La consigne de flux.

$\Delta\varphi$: La largeur d'hystérésis du correcteur.

Par contre, ce correcteur ne permet pas l'inversion du sens de rotation du vecteur de flux φ .

Ainsi, pour aller en «marche arrière», on s'impose un croisement d'un bras du convertisseur.

3.8.2 Correction de couple en utilisant un comparateur à hystérésis

Un comparateur à hystérésis à trois niveaux (-1, 0, 1), permet de contrôler le moteur dans les deux sens de rotation en générant soit un couple positif, ou un couple négatif. Ce comparateur est modélisé par l'algorithme, tels que k_c représente l'état de sortie du comparateur et ε_{cem} la limite de la bande d'hystérésis. Voir la figure (3.7).

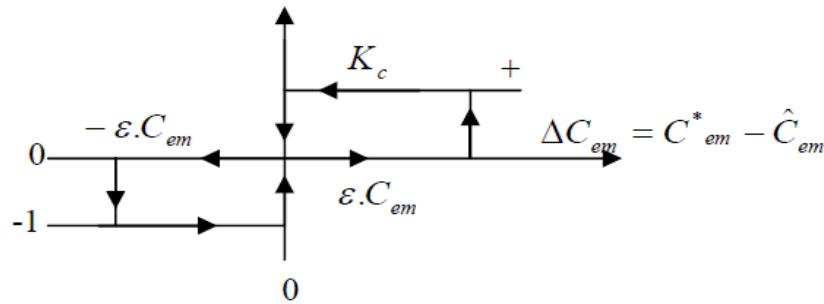


Figure 3.7: Comparateur à hystérésis à trois niveaux utilisé pour le réglage du couple

On peut écrire alors :

$$\left\{ \begin{array}{ll} \text{si } \Delta C_{em} > \varepsilon_{cem} & \text{alors } k_c = 1 \\ \text{si } 0 \leq \Delta C_{em} \leq \varepsilon_{cem} \text{ et } \frac{d\Delta C_{em}}{dt} > 0 & \text{alors } k_c = 0 \\ \text{si } 0 \leq \Delta C_{em} \leq \varepsilon_{cem} \text{ et } \frac{d\Delta C_{em}}{dt} < 0 & \text{alors } k_c = -1 \\ \text{si } \Delta C_{em} > -\varepsilon_{cem} & \text{alors } k_c = -1 \\ \text{si } -\varepsilon_{cem} \leq \Delta C_{em} < 0 \text{ et } \frac{d\Delta C_{em}}{dt} > 0 & \text{alors } k_c = 0 \\ \text{si } -\varepsilon_{cem} \leq \Delta C_{em} < 0 \text{ et } \frac{d\Delta C_{em}}{dt} < 0 & \text{alors } k_c = -1 \end{array} \right. \quad (3.18)$$

En introduisant l'écart ΔC_{em} , entre le couple électromagnétique de référence C_{em}^* et celui

Estimé C_{em} dans un comparateur à hystérésis à trois niveaux (figure 3.7), celui-ci génère la

Valeur $k_c = 1$ pour augmenter le couple $k_c = -1$ pour le réduire et $k_c = 0$ pour le maintenir

Constant dans une bande ε_{cem} autour de sa référence. Ce choix d'augmenter le nombre de

niveaux est proposé afin de minimiser la fréquence de commutation moyenne des interrupteurs, car la dynamique du couple est généralement plus rapide que celle du flux.

De plus, ce correcteur autorise une décroissance rapide du couple; en effet, pour diminuer la valeur de celui-ci, en plus des vecteurs nuls (arrêt de la rotation de $\bar{\varphi}$); par exemple, on peut

Appliquer les vecteurs V_{i-1} ou V_{i-2} , si l'on choisit un sens de rotation positif (sens Trigonométrique). Dans ce cas, le flux $\bar{\varphi}_{ref}$ rattrapera d'autant plus vite le flux $\bar{\varphi}$ que ce dernier

ne se contente pas seulement de l'attendre, cas de l'application des vecteurs nuls, mais va à sa rencontre (inversion du sens de rotation de $\bar{\varphi}$). [14]

La table de commande est construite en fonction de l'état des variables $cf\lambda$ et $ccpl$, et de la zone Ni de position de $\bar{\varphi}$. Elle se présente donc sous la forme suivante :

$K\varnothing$	K_{Cem}	S1	S2	S3	S4	S5	S6
0	1	V2	V3	V4	V5	V6	V1
	0	V7	V0	V7	V0	V7	V0
	-1	V6	V1	V2	V3	V4	V5
1	1	V3	V4	V5	V6	V1	V2
	0	V0	V7	V0	V7	V0	V7
	-1	V5	V6	V1	V2	V3	V4

Tableau 3.1 : Table de la DTC classique définissant les séquences d'un onduleur.

3.9 Structure générale du contrôle direct du couple

La structure d'une commande par DTC appliquée au MSAP est représentée sur la figure (3.8).

On utilise le tableau classique des séquences proposé par **Takahashi**. Le choix du

vecteur V_s est effectué à chaque période d'échantillonnage T_e

3.10 Réglage de la vitesse

Plusieurs types de réglage peuvent être appliqués. La structure de réglage de vitesse avec un régulateur PI est donnée par la figure (3.9).

Le régulateur de vitesse permet de déterminer le couple de référence nécessaire à la Commande directe du couple afin que la vitesse puisse suivre la référence voulue. La fonction de transfert de ce régulateur est donnée par :

$$F(S) = K_p + \frac{K_i}{S} \quad (3.20)$$

Et le processus à régler se définit à partir de l'équation mécanique :

$$w_r(s) = \frac{1}{f+Js} (C e^\square(s) - C_r) \quad (3.21)$$

d'où le diagramme fonctionnel de réglage de vitesse donné par la figure (3.9).

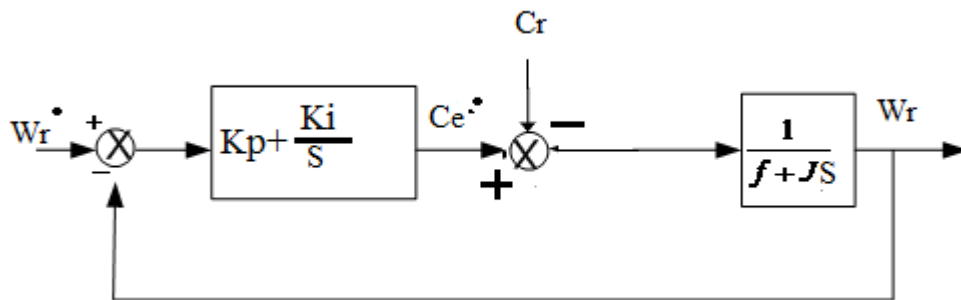


Figure 3.9 : Diagramme fonctionnel de réglage de vitesse.

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$w_r = \frac{K_p S + K_i}{J S^2 + (f + K_p) S + K_i} w_r^\square - \frac{S}{J S^2 + (f + K_p) S + K_i} C_r \quad (3.22)$$

On négliger deuxième partie (rejet perturbation C_r), sachant que la forme canonique de 2^{ème} ordre d'un dynamique :

$$F(s) = \frac{1}{\frac{s^2}{w_n^2} + \frac{2\xi}{w_n}s + 1}$$

Pour avoir un comportement bien amorti, avec un amortisseur relatif optimal, et après on a trouvé les paramètres dominateurs donc $F(s)$ égale expression de la forme (3.22) :

Si un coefficient d'amortissement $\xi = 1$, $w_n tr \approx 4.75$

Par identification, on obtient :

$$\begin{cases} K_p = j \left(\frac{4.75}{tr} \right)^2 - f \\ K_i = j \left(\frac{9.5}{tr} \right) \end{cases} \quad (3.23)$$

3.11 Résultats de simulation

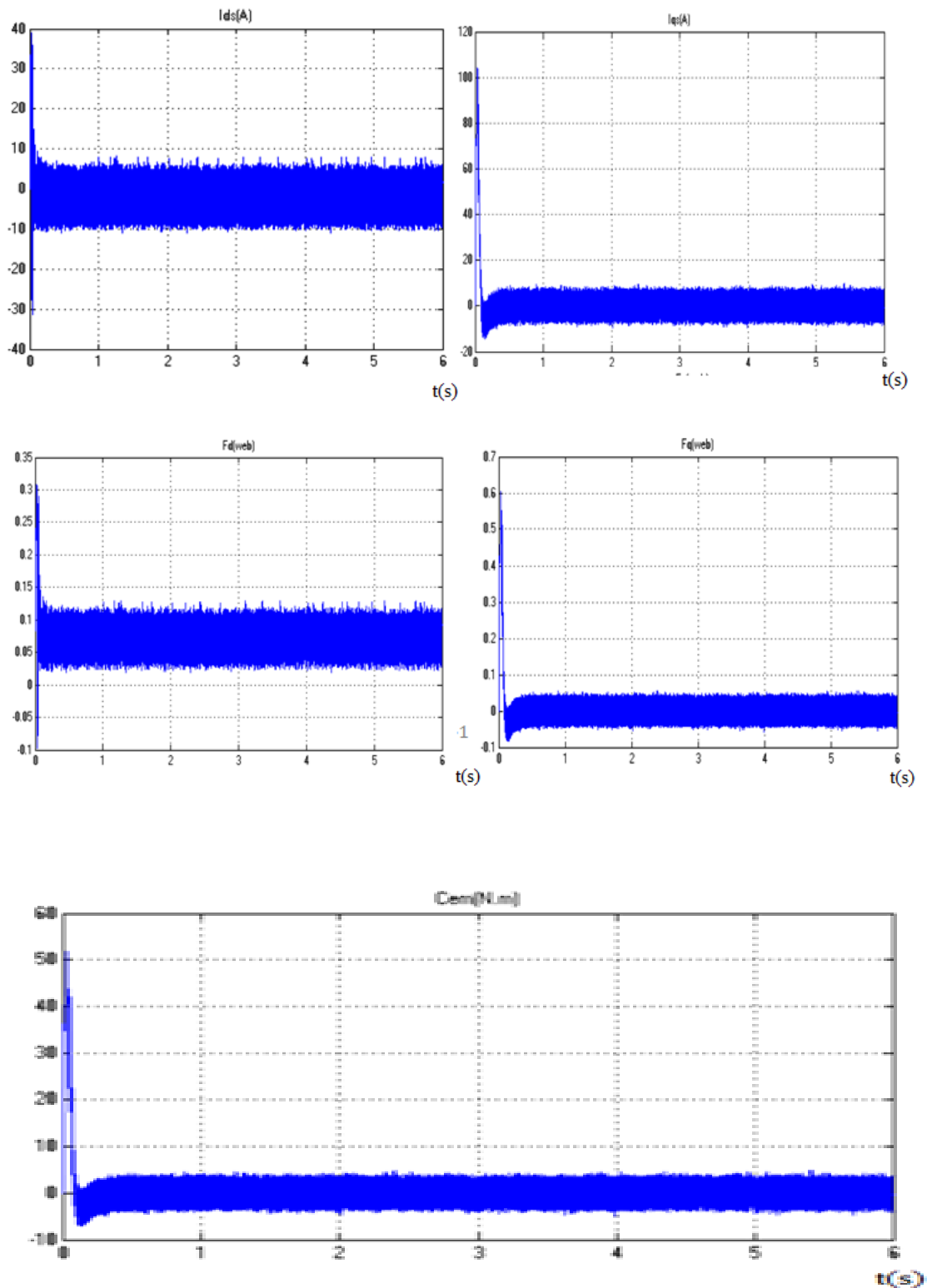
Les figures (3.10) représentent respectivement une simulation de l'évolution du vitesse et du flux pour des consignes données. On retrouve les deux régimes transitoire et permanent. Dans le régime transitoire, les variations du flux sont moins rapides que celles du vitesse. La tangente à l'origine est nulle pour le couple et elle est non nulle pour le flux.

Les résultats de simulation permettent de dire que:

Le couple électromagnétique suit parfaitement sa référence. On note des ondulations causées par la présence des régulateurs à hystérésis.

Le flux en fonction du flux présente un cercle, ce qui vérifie le but du comparateur de flux : obtenir une très bonne performance dynamique du flux.

Le couple électromagnétique rattrape rapidement la nouvelle consigne et avec la même ondulation pour un changement de consigne.



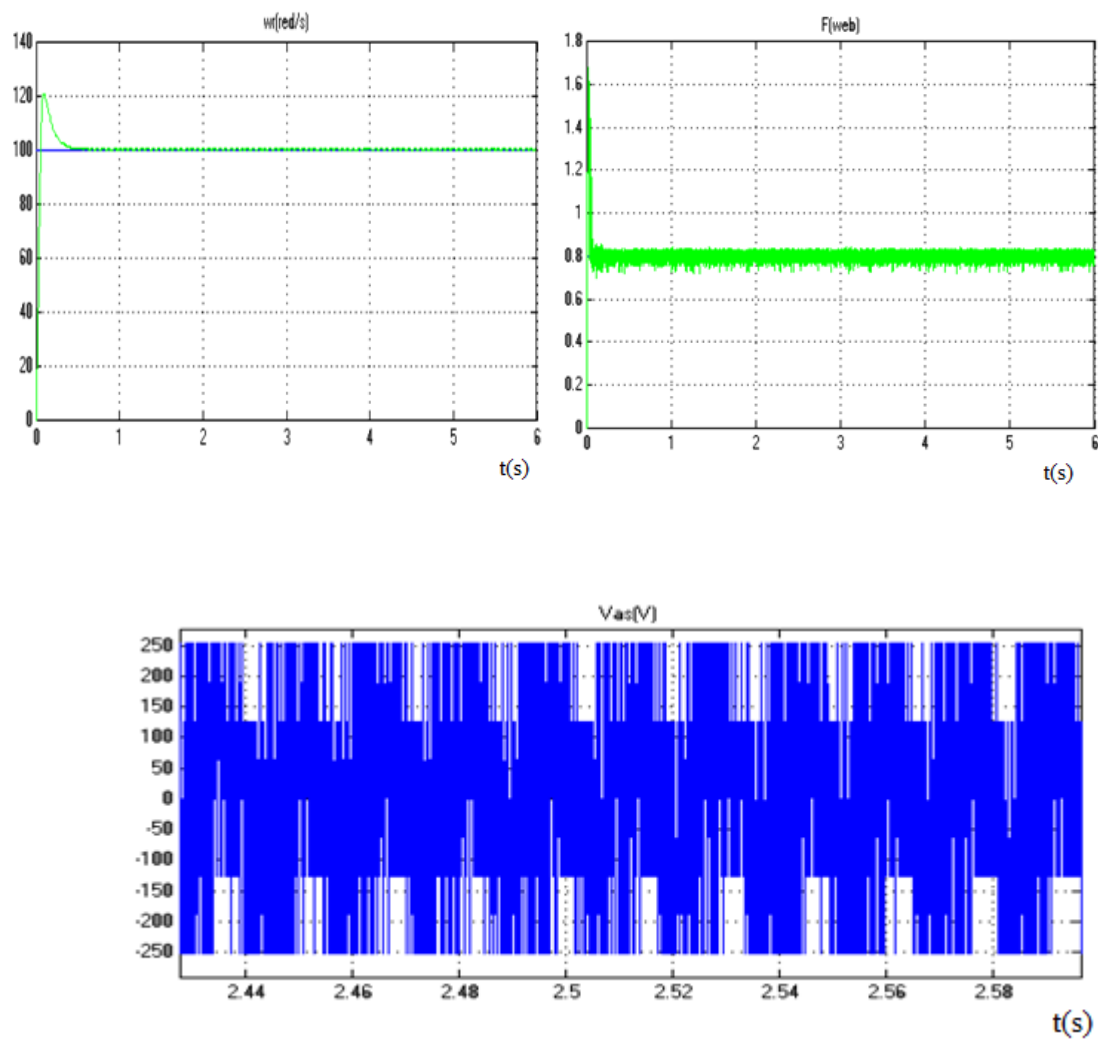
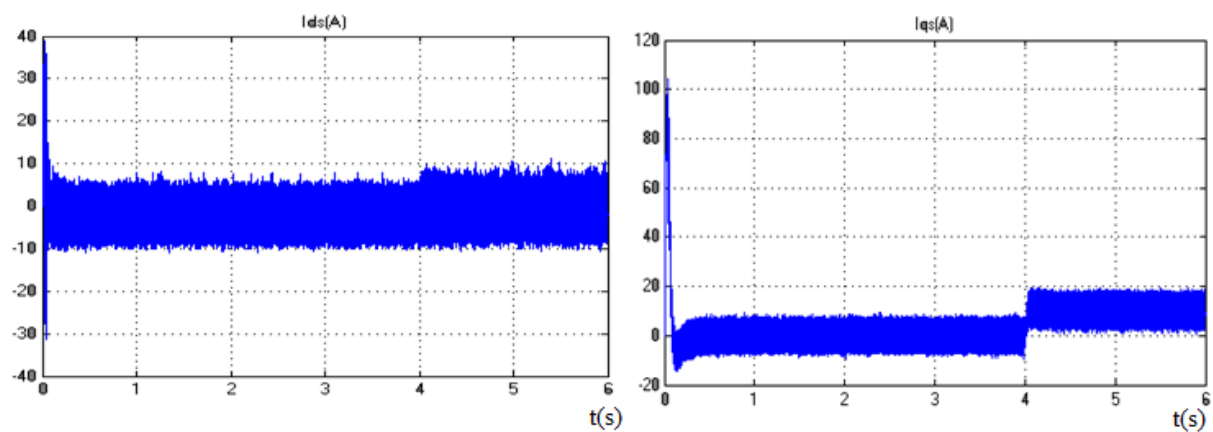


Figure 3.10: Application de la DTC classique sur la MSAP à vide



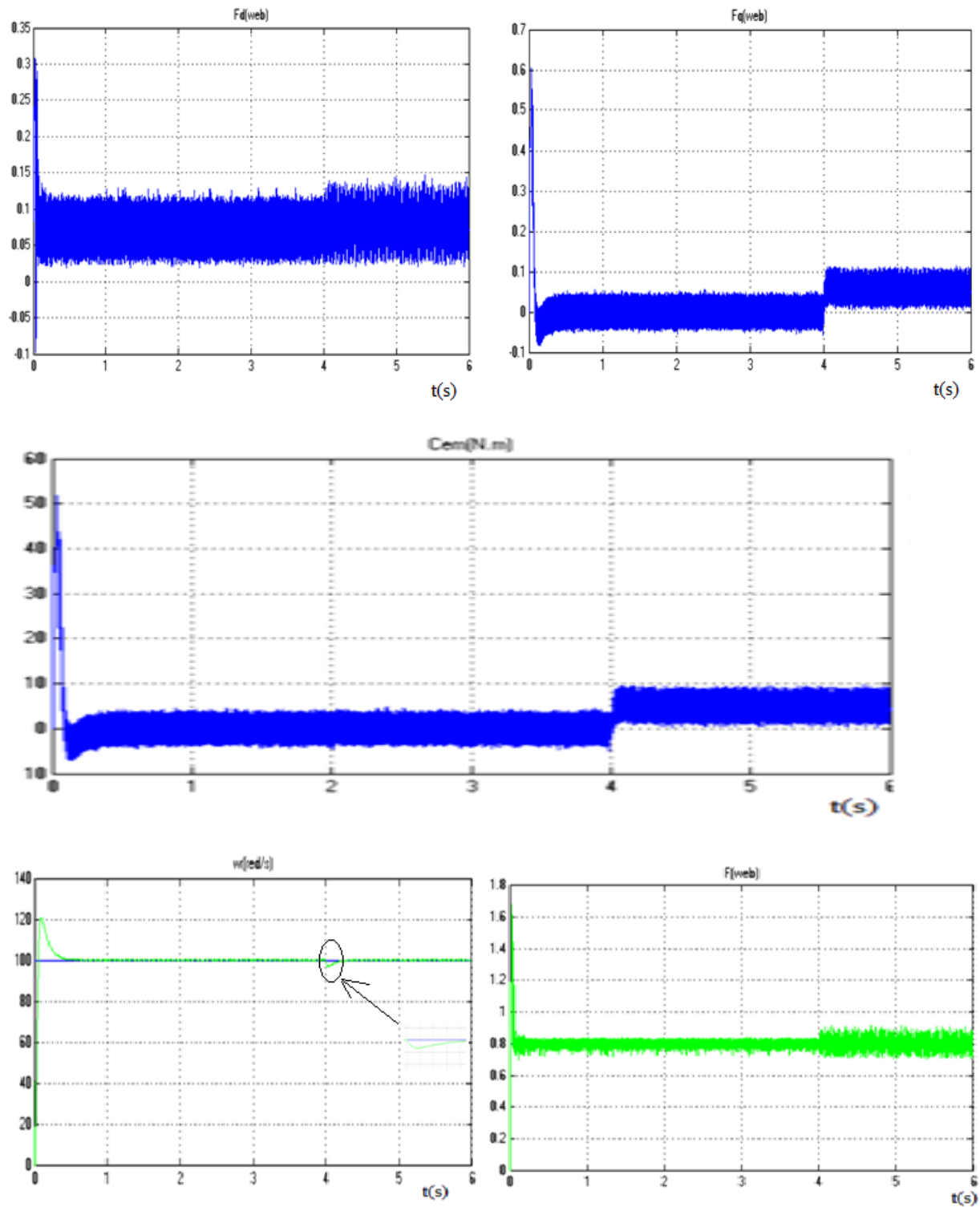


Figure 3.11: Application de la DTC classique sur la MSAP en charge

Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté le principe de la commande directe du couple et du flux Commande par DTC pour laquelle nous avons fait une simulation avec Matlab pour analyser son efficacité et sa robustesse. L'objectif est de régler le couple et le flux de la machine, par l'application des différents vecteurs de tension de l'onduleur. Les deux variables à contrôler sont le flux statorique et le couple électromagnétique qui sont commandés par des régulateurs à hystérésis pour maintenir ces grandeurs à l'intérieur de ses bandes (bandes à hystérésis). Le chapitre suivant sera consacré à l'étude de la technique de commande par **backstepping**.

Introduction

Un système non linéaire est un système dont la dynamique est régie par une équation Différentielle non linéaire. L'étude de la stabilité de ce système est très complexe. La théorie de Lyapunov est l'approche la plus utilisée pour étudier ce problème, elle a été introduite au 19^{ième} siècle par le mathématicien russe **ALEXANDRE MIKHAILOVICH LYAPUNOV** dans son Travail intitulé «**THE GENERAL PROBLEM OF THE MOTION STABILITY**».

On distingue deux méthodes de Lyapunov pour l'analyse de la stabilité [17]:

- la méthode de linéarisation,
- la méthode directe,

La première concerne la stabilité locale autour d'un point d'équilibre. Par contre, la deuxième Détermine la stabilité des systèmes en construisant une fonction scalaire des états du système dont on examinera la variation temporelle.

4.1 Le Concept de stabilité

Pourquoi on s'intéresse au problème de « stabilité » des systèmes de commande ?

Pour répondre à cette question, nous considérons le système représenté dans la figure 4.1

Supposons que le système de commande est en équilibre en régime statique $y_0 = z_0$. Considérons

maintenant le cas de l'apparition d'une perturbation affectant le procédé, y va devenir $y_0 - \Delta y$

et respectivement l'erreur, $y(t_0) = y_0 - \Delta y$ ramener à la valeur y_0 , ou ramener $e(t_0) = \Delta y(t_0)$ à 0. On peut demander encore

que cette erreur soit réduite dans un minimum de temps ou encore que l'intégrale $\int_0^\infty e^2 dt$

soit minimale (figure 4.2). De toute façon, pour réaliser cet objectif en un temps minimum ou pour

minimiser la surface de l'erreur, il faut que le système puisse revenir à son état initial, c'est à

dire, qu'il possède un point d'équilibre stable. [17].

En analogie avec une sphère reposant sur une surface concave ou convexe, la figure 4.3 illustre la possibilité de convergence ou de divergence d'un point d'équilibre. Il est donc très important d'étudier si un système de commande « dynamique » est stable ou instable.

Ainsi, l'étude des méthodes permettant de faire l'analyse et la synthèse des systèmes de commande stables est indispensable.

Si on considère le problème de la stabilité, on peut distinguer facilement deux situations :

Le comportement du système face à de petites perturbations et face à de grandes

Perturbations. En général, les propriétés de stabilité dépendent de l'amplitude des perturbations

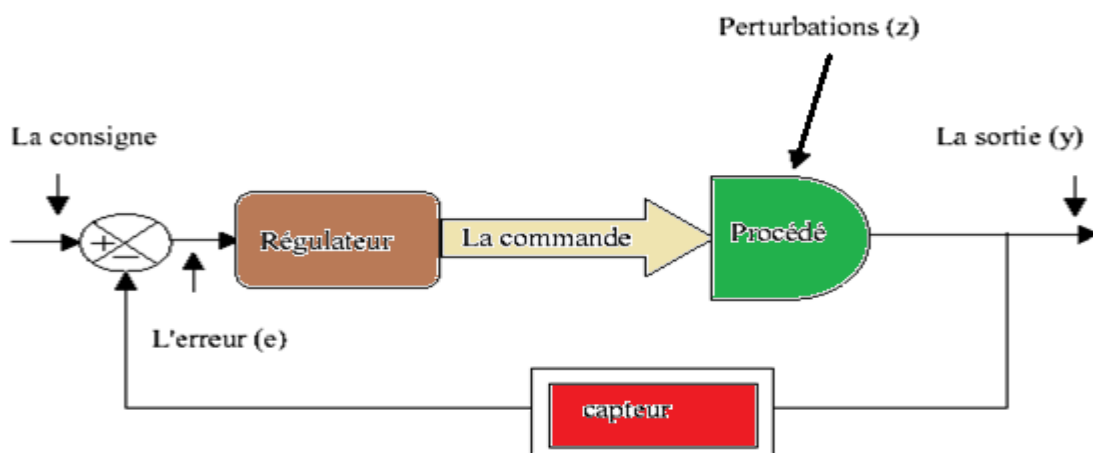


Figure 4.1 : Schéma d'un asservissement

4.2 Généralités sur l'approche du backstepping

Le principe du Backstepping a été développé par Kanellakopoulos et al. (1991) et inspiré par les travaux de Feurer et Morse (1978) d'une part et Tsiniias (1989) et Kokotovich & Sussmann (1989) d'autre part [10]. Elle offre une méthode systématique pour effectuer le design d'un contrôleur pour les systèmes non linéaires. La technique du Backstepping permet de manière séquentielle et systématique de construire une fonction de Lyapunov stabilisante. L'idée principale est de concevoir d'une manière constructive une loi de commande pour les systèmes non linéaires en considérant quelques variables d'états comme étant des commandes virtuelles, et leurs concevoir des lois de commandes intermédiaires. La loi de commande trouvée, permet de

garantir, en tout temps, la stabilité globale du système compensé tout en travaillant en poursuite et en régulation. Contrairement à la plupart des autres méthodes, le Backstepping n'a aucune contrainte au niveau du type des non linéarités [19].

4.3 Principe du backstepping

L'idée principale de Backstepping consiste à calculer une loi de commande afin de garantir que la dérivée d'une certaine fonction (de Lyapunov) soit définie positive et que cette dérivée soit toujours négative. Il s'agit de fragmenter le système en un ensemble de sous-systèmes imbriqués d'ordre décroissant. Le calcul de la fonction de Lyapunov s'effectue, ensuite, récursivement en partant de l'intérieur de la boucle.

Dans cette première partie, on va développer un système de commande par Backstepping. L'objectif attendu est d'atteindre la convergence des erreurs vers zéro et de réaliser la stabilité et l'équilibre du système. Pour se familiariser avec la commande par Backstepping, on va l'appliquer pour un système du second ordre.

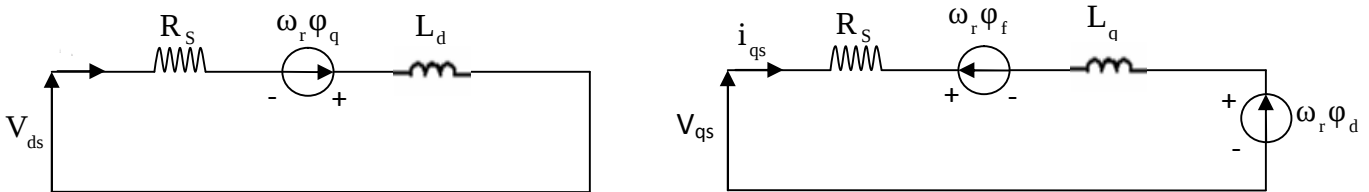


Figure 4. 2: schéma équivalent de la MSAP les deux axes d et q

$$\begin{cases} \Phi_d = L_d i_{ds} + \Phi_f \\ \Phi_q = L_q i_{qs} \end{cases} \quad (4.1)$$

$$C_{em} = \frac{3}{2} p (\Phi_f i_{qs} + (L_d - L_q) i_{qs} i_{ds}) \quad (4.2)$$

L'équation d'état de la MSAP :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt}(i_{ds}) = \frac{1}{L_d} (-R_s i_{ds} + L_q \omega_r i_{qs} + V_{ds}) \\ \frac{d}{dt}(i_{qs}) = \frac{1}{L_q} (-R_s i_{qs} - L_d \omega_r i_{ds} - \omega_r \Phi_f + V_{qs}) \\ \frac{d\Omega}{dt} = \frac{1}{J} (C_{em} - C_r - C_f) \end{cases} \quad (4.3)$$

Le vecteur $[x] = [x_1 x_2 x_3]^T = [i_{ds} i_{qs} \Omega]^T$

On choisit les vecteurs des courants et la vitesse mesurable pour mieux contrôler le couple instantané. est calculé à base de deux variables i_{ds}, i_{qs} et les tensions V_{ds}, V_{qs}

Le vecteur de la commande c'est la tension $U = [U_{ds} U_{qs}]$

L'objectif de backstepping est d'atteindre la convergence des erreurs vers zéro et de réaliser la stabilité et l'équilibre du système. pour se familiariser avec la commande par backstepping

On va appliquer pour un système du second ordre.

4.4 Application à la commande d'une machine synchrone à aimant permanent :

Dans cette partie, nous présentons une nouvelle approche de la commande backstepping appliquée à la machine. Cette approche [20] a fin de garantir de bonnes performances tout en assurant une régulation et limitation des courants

4.5 la commande de vitesse à backstepping :

Dans cette étape on considère l'erreur e_Ω entre la vitesse Ω et sa référence Ω_{ref} .

$$e_\Omega = \Omega_{ref} - \Omega \quad (4.4)$$

Donc la dérivée de ' e_Ω ' est donnée par :

$$\begin{aligned} \dot{e}_\Omega &= \frac{de_\Omega}{dt} = \dot{\Omega}_{ref} - \dot{\Omega} \\ &= \dot{\Omega}_{ref} - \frac{1}{J} \left[\frac{3p}{2} (\Phi_f i_{qs} + (L_d - L_q) i_{ds} i_{qs}) - f\Omega - C_r \right] \end{aligned} \quad (4.5)$$

Ce système d'équation (4.4) peut être complété par une simple fonction de Lyapunov définie positive :

$$V_1 = \frac{1}{2} e_\Omega^2 \quad (4.6)$$

La dérivée de (4.5) le long de la trajectoire donne :

$$\dot{V}_1 = e_\Omega \dot{e}_\Omega \quad (4.7)$$

$$\dot{V}_1 = e_\Omega \left(\dot{\Omega}_{ref} - \frac{1}{J} \left[\frac{3p}{2} (\Phi_f i_{qs} + (L_d - L_q) i_{ds} i_{qs}) - f\Omega - C_r \right] \right) \quad (4.8)$$

On utilise la méthode de conception de backstepping, je considère le repère axe d, q comme les courants i_{ds}, i_{qs} l'hypothèse

$$i_{dsref} = 0 \quad (4.9)$$

$$i_{dsref} = \frac{2}{3p\Phi_f} (f\Omega + C_r + JK_\Omega e_\Omega)$$

K_Ω est un positif constant

Avec :

$$\dot{V}_1 = -K_\Omega e_\Omega^2 \leq 0 \quad (4.10)$$

4.6 la commande de courant a backstepping :

Dans cette étape on considère les erreurs e_d, e_q entre les courants i_{ds} et sa référence i_{dsref} et les courants i_{qs} et i_{qsref} .

$$\begin{cases} e_d = i_{dsref} - i_{ds} \\ e_q = i_{qsref} - i_{qs} \end{cases} \quad \text{avec : } i_{dsref} = 0 \quad (4.11)$$

On dérive l'équation suivant et après on remplace la fonction (4.8) dans (4.11) :

$$\begin{cases} \dot{e}_d = i_{dsref} - i_{ds} = \frac{1}{L_d} (R_s i_{ds} - L_q \omega_r i_{qs} - V_{ds}) \\ \dot{e}_q = i_{qsref} - i_{qs} = \frac{2(k_\Omega J - f)}{3p\Phi_f} \Omega + \frac{1}{L_q} (R_s i_{qs} + L_d \omega_r i_{ds} + \omega_r \Phi_f - V_{qs}) \end{cases} \quad (4.12)$$

A fin de l'analyse de stabilisation de système, on a proposé la méthode de Lyapunov fonction :

$$V_2 = \frac{1}{2} (e_\Omega^2 + e_d^2 + e_q^2) \quad (4.13)$$

La dérivée de (4.12) le long de la trajectoire donne :

$$\dot{V}_2 = (e_\Omega \dot{e}_\Omega + e_d \dot{e}_d + e_q \dot{e}_q)$$

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 = & -K_\Omega e_\Omega^2 - K_d e_d^2 - K_q e_q^2 + e_d [K_d e_d - \frac{V_{ds}}{L_d} + \frac{R_s}{L_d} - \frac{L_q}{L_d} \Omega i_{qs} + \frac{3P}{2J} (L_d - L_q) e_\Omega i_{qs}] + \\ & e_q [k_q e_q + \frac{2(k_\Omega J - f)}{3p\Phi_f} \cdot (\frac{3P\Phi_f}{2J} e_q + \frac{3P}{2J} (L_d - L_q) e_d i_q - K_\Omega e_\Omega) + \frac{3P\Phi_f}{2J} e_\Omega - \frac{V_{qs}}{L_q} + \frac{R_s}{L_d} i_{qs} + \frac{L_d}{L_q} \Omega i_{ds} + \\ & \Omega \frac{\Phi_f}{L_q}] \end{aligned} \quad (4.14)$$

A partir de l'équation (4.14), on obtient les lois de commande suivantes :

$$\begin{cases} U_{ds} = K_d e_d L_d + R_s i_{ds} - L_q \Omega i_{qs} + \frac{3PL_d}{2J} (L_d - L_q) e_\Omega i_{qs} \\ U_{qs} = \frac{2L_q(k_\Omega J - f)}{3P\Phi_f} \cdot \left(\frac{3P\Phi_f}{2J} e_q + \frac{3P}{2J} (L_d - L_q) e_d i_q - K_\Omega e_\Omega \right) + \frac{3P\Phi_f L_q}{2J} e_\Omega + \\ R_s i_{qs} + L_d \Omega i_{ds} + \Omega \Phi_f + k_q L_q e_q \end{cases} \quad (4.15)$$

Avec cet choix la dérivation de (4.14) devient :

$$\dot{V}_2 = -K_\Omega e_\Omega^2 - K_d e_d^2 - K_q e_q^2 \leq 0 \quad (4.16)$$

4.7 Fonctionnement et séquences d'un onduleur de tension triphasés

On a fait parler le fonctionnement d'un onduleur dans le chapitre (3) c'est la commande DTC

4.8 La MLI vectorielle

L'onduleur utilisé est constitué de transistors de type IGBT commandés par la technique de Modulation de Largeur d'Impulsion (MLI), dont le principe consiste à imposer aux bornes de la machine, des tensions, hachées à fréquence fixée, de manière à ce que le fondamental de la tension soit le plus proche possible des tensions de référence obtenues à partir des régulateurs des courants. Plusieurs techniques de Modulation de largeur d'impulsion permettent de déterminer les instants de commutation et la durée de conduction de chaque interrupteur de l'onduleur (sinusoïdale-triangulaire, optimisée, calculée, avec injection d'harmoniques homopolaires, modulation vectorielle). La fonction MLI joue le rôle d'interface entre la partie commande d'un variateur de vitesse et la machine électrique associée. Cette fonction agit sur l'onduleur de tension de la partie puissance du variateur et joue un rôle essentiel avec des conséquences sur toutes les performances du système.

La MLI vectorielle (MLIV) est certainement la méthode de modulation la mieux adaptée au contrôle des MSAP. Contrairement à d'autres méthodes, la MLIV ne s'appuie pas sur des calculs séparés des modulations pour chacun des bras de l'onduleur. Un vecteur tension de contrôle est calculé globalement et approximé sur une période de modulation par un vecteur tension moyen.

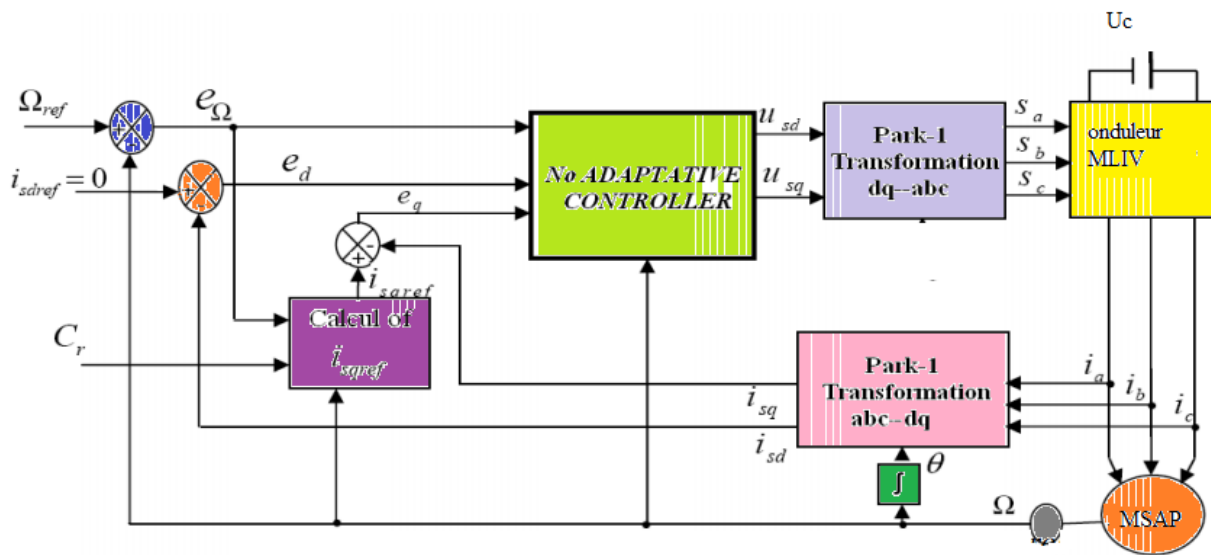


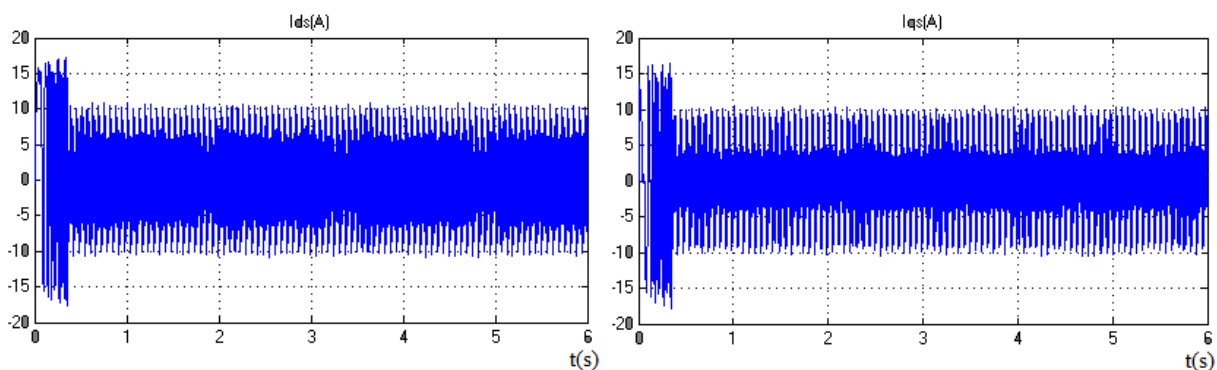
Figure 4.3 schema control Backstepping no adaptative

4.9 Résultats de simulation

La figure (4.4) représente respectivement une simulation de l'évolution de la vitesse et du courant pour des consignes données. On retrouve les deux régimes transitoire et permanent. Dans le régime transitoire, les variations du courant sont oscillées mais la vitesse est linéaire et le couple est positif

Les résultats de simulation permettent de dire que:

La figure (4.5) représente une simulation pour une charge $C_r=5N.m$ a $t=4s$ la vitesse diminuée, le courant I_{ds} augmente et le couple électromagnétique monter a cette valeur de charge



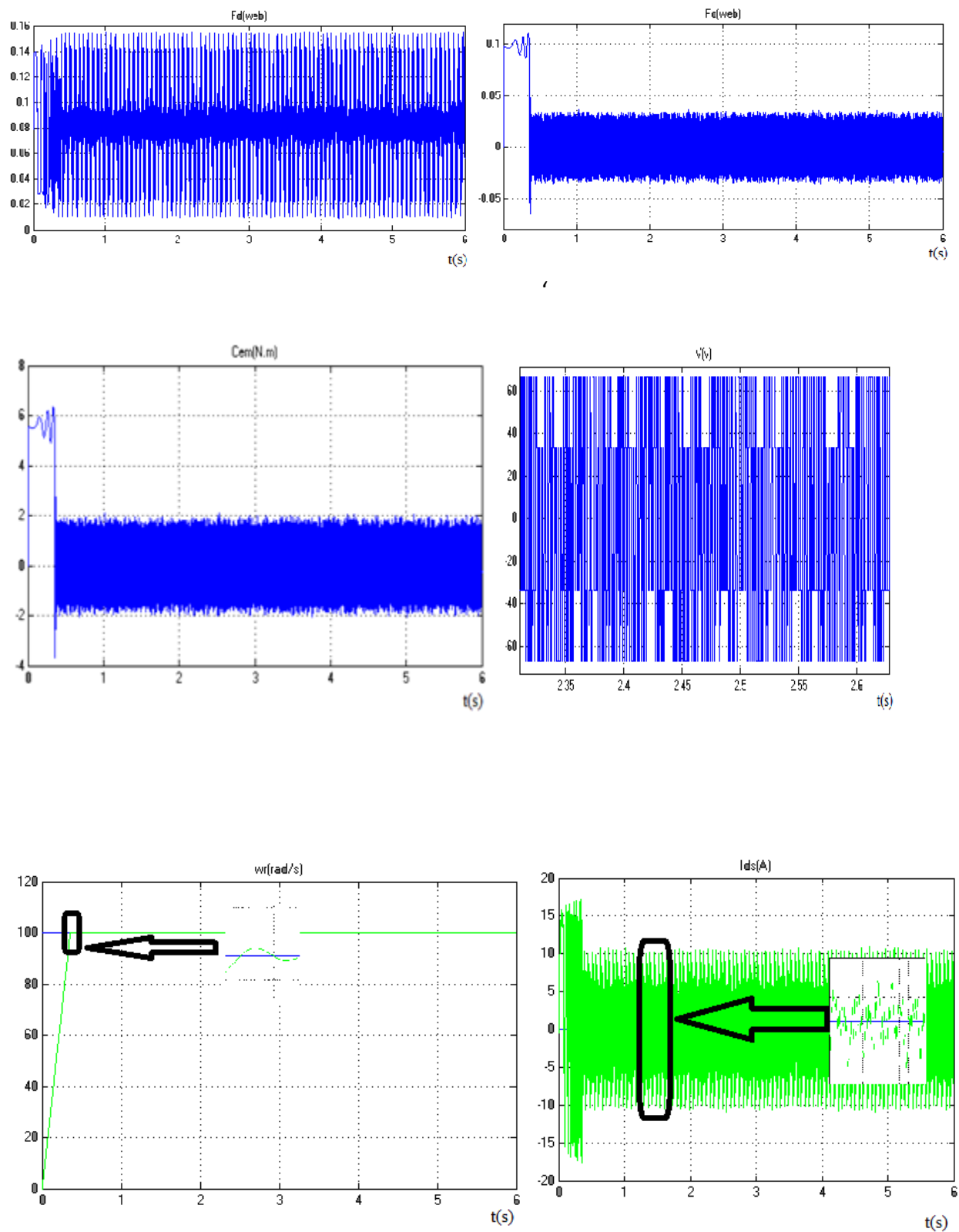


Figure 4.4: Application de la Backstepping sur la MSAP à vide

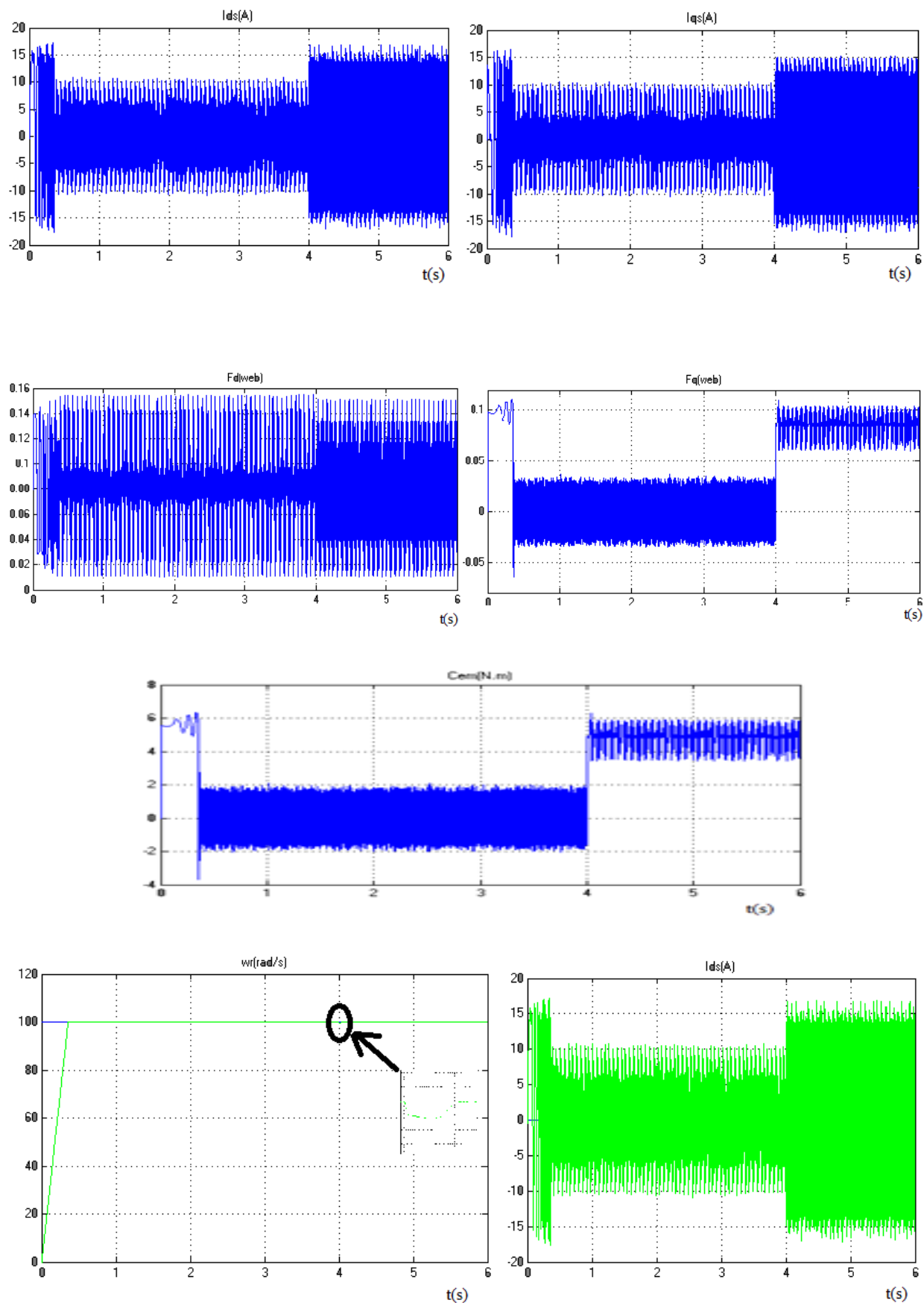


Figure 4.5: Application de la Backstepping sur la MSAP en charge

Conclusion

Dans ce chapitre, on a présenté les étapes principales du dimensionnement du régulateur non linéaire utilisant la technique de commande Backstepping, La technique du backstepping nous assure la stabilité asymptotique du système en boucle fermée. Par conséquent, les erreurs tendent vers zéro et la poursuite de la consigne est réalisée, d'où une bonne régulation de la vitesse, âpre je fais une comparaison entre les commande DTC et backstepping

Dans le cadre de ce mémoire, on a présenté deux méthodes de commande, la première méthode consiste la commande directe du couple et de flux (DTC) d'une machine synchrone à aimants permanents alimentée par onduleur de tension.

Les avantages de la commande directe sont : Commande issue directement des comparateurs, pas de transformation entre repère, suppression de l'étage MLI, pas de boucles de régulations de courants, et pas de circuits de découplages, une dynamique excellente du couple et de la vitesse et très simple à mettre en œuvre.

Mais les inconvénients sont : Fréquence de commutation grande et variable, dépendance à la résistance statorique et à la bande d'hystérésis des comparateurs, ondulations dans le courant et le couple, bruis acoustique et elle n'est pas robuste permanent.

La deuxième méthode de la commande est celle de Backstepping, ce dernier est basé sur la méthode de Lyapunov (dérive de l'erreur), Elle caractérise par des simples expressions et simples régulateurs dont la quelle la filtration des perturbations avec que la méthode est robuste. D'autre part les inconvénients de la méthode Backstepping sont : Souvent utilisés en robotique, La commande basée un seul théorème (la théorie de Lyapunov).

La comparaison entre les deux commandes affirme que la commande par la méthode Backstepping montre un meilleur suivi de trajectoire et une bonne stabilité (sans perturbations) par rapport la commande DTC.

En fin, le choix de la méthode d'analyse est une étape importante, pour cela cette comparaison mérite d'être conformé par des études détaillées, Comparaison des autres méthodes et surtout une étude expérimentale.

Dédicace

Je dédie ce travail à :

Ce qui sont les plus chers au monde, mes parents, aux quels je n'arriverai jamais à exprimer ma gratitude et ma reconnaissance, pour leur amour, leur soutiens tout au long de mes études afin de ce que je suis aujourd'hui, que DIEU les protège toujours.

A tous mes frères.

A mes camarades et mes amis.

A mes oncles.

A toutes la famille.

Cherif medaouar

Introduction générale

Ces dernières années, le champ d'application des machines à courant alternatif c'est considérablement étendu avec le développement de l'électronique de puissance. Les évolutions technologiques ont permis aux machines alternatives, en particulier synchrone, de retrouver la souplesse de contrôle et les performances dynamique naturellement obtenues jusqu'alors avec la machine à courant continu, sans ses inconvénients liés à la présence du collecteur mécanique.

Par ailleurs, des recherches approfondies ont permis de mettre au point des matériaux nouveaux, comme par exemple les aimants permanents à base de terre rare, ces derniers permettent d'obtenir des machines synchrones qui présentent par rapport aux autres types de machines à courant continu, synchrone à excitation électrique et asynchrone beaucoup d'avantage, entre autres, une inertie faible et un couple massique élevé, elles sont actuellement les mieux placées pour répondre aux exigences des applications telles que la robotique, les machines outils, la technologie de l'espace(actionneurs d'aviation, de satellites).

Pour toutes ces raisons, l'orientation vers les recherches aboutissant à des meilleures exploitations d'un robuste actionneur, est très justifiée, à savoir le moteur asynchrone à cage et le moteur synchrone à aimants permanents, qui sont robuste et ont une construction simple qui limite le coût et augmente le facteur de puissance [1],[2]-[3] .C'est pourquoi les machines à courant alternatif remplacent de plus en plus les moteur à courant continu dans de nombreux domaines dont les servomoteurs .

Avec le progrès de l'électronique de puissance, lié à l'apparition de composants interrupteurs rapides, ainsi que le développement des techniques de commande, câblées ou programmées, il est possible à présent de choisir une structure de commande beaucoup plus évoluée [1]-[3].La commande vectorielle et la commande directe de couple des machines asynchrones et synchrones peut maintenant mettre en évidence des principes de

commande permettant d'atteindre des performances équivalentes à celles de la machine à courant continu [1]-[4] .

Le principe de base du DTC est qu'on doit déterminer directement les séquences de commande appliquées aux interrupteurs d'un onduleur de tension, le DTC possède l'avantage d'être indépendante des paramètres de la machine, exception faite pour la résistance statorique du moteur, de fournir une réponse du couple plus rapide en comparaison au contrôle du couple via des contrôleurs de courants MLI et possède une configuration plus simple qui ne nécessite pas l'intervention du capteur mécanique à transformation de coordonnées.

Dans mon travail, j'ai utilisé deux techniques de commandes pour l'amélioration de la commande qui appliquer sur la machine.

Ce mémoire est réparti en quatre chapitres, selon l'ordre suivant:

- Le premier chapitre sera consacré à l'état de l'art sur la MSAP triphasée.
- Le deuxième chapitre présente la modélisation de la machine (MSAP).
- Le troisième chapitre sera consacré à l'étude de la commande directe de couple appliquée à la MSAP alimentée par un onduleur de tension et cela en en présence d'une boucle de réglage de la vitesse.
- Dans le dernier chapitre nous développons la DTC, dans le cas de l'alimentation de la machine synchrone à aimants permanents (MSAP) par onduleur à trois niveaux de tension.
- Le troisième chapitre comporte deux parties différentes. Dans la 1^{ère} partie, on expose la théorie de l'approche du Backstepping. Dans la 2^{ème} partie, nous présenterons le principe de la commande par Backstepping dans la repère (α, β) pour la machine (MSAP) alimentée en tension.

Nous terminerons à la Fin par une conclusion générale qui résumera tous les résultats obtenus dans ce présent mémoire