



المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
Ecole Nationale Polytechnique

Ministère de l'Enseignement Supérieur
et de la Recherche Scientifique

Ecole Nationale Polytechnique



Laboratoire de Commande des Processus

THESE

Présentée au laboratoire de Commande des Processus

En vue de l'obtention du titre de

Docteur

en Génie Electrique

Présentée par

Khelifa BENMANSOUR

MAGISTER DE L'EMP

THEME

Contributions à l'application des commandes robustes et intelligentes à une MSAP et de la théorie des systèmes dynamiques hybrides à un convertisseur

Soutenance prévue le 2 juillet 2006 devant la commission d'examen composée de :

Président :	F. BOUDJEMA	Professeur/ENP
Rapporteur :	M.S. BOUCHERIT	Professeur /ENP
Examineurs :	M.S. NAIT SAID	Professeur /Université de Batna
	M. TADJINE	Maître de Conférence /ENP
	M. DJEMAI	Maître de Conférence /ENSEA, Cergy-Pontoise
	A LARABI	Maître de Conférence, USTHB
Invité :	H. REZINE	Docteur/EMP, Bordj El Bahri

A ma mère et mon père
A mon épouse et toute ma famille

Avant Propos

Les travaux présentés dans cette thèse ont été effectués au sein du laboratoire de commande des processus LCP de l'ENP et en collaboration avec le laboratoire ECS de l'ENSEA de Cergy (France) dirigé par le Professeur M.S. BOUCHERIT. Je tiens à lui exprimer ma profonde reconnaissance pour m'avoir accueilli au sein de son équipe, pour la confiance qu'il m'a témoignée tout au long de ces années ainsi que ses conseils précieux et ses encouragements qui m'ont beaucoup éclairci à mener à bien la réalisation de ces travaux.

*J'exprime ma vive gratitude à Monsieur **F. BOUDJEMA** Professeur à l'Ecole nationale polytechnique, pour l'honneur qu'il me fait en présidant le jury.*

*Mes remerciements les plus sincères vont également à Monsieur **M.S. NAIT SAID** Professeur à université de Batna, pour l'honneur qu'il me fait en acceptant de siéger dans ce jury.*

*Toute ma reconnaissance et mes sincères remerciements vont à Monsieur **M. DJEMAI** professeur à l'ENSEA de Cergy Pontoise, pour m'avoir fait, encore une fois, l'honneur de juger mon travail ainsi que pour ses conseils et ses idées pertinentes.*

*Je tiens à remercier également Monsieur **M. TADJINE** maître de conférence à l'Ecole nationale polytechnique, pour avoir accepté de siéger dans le jury comme examinateur.*

*Toute ma reconnaissance aussi à Monsieur **A. LARABI** Maître de conférence à l'USTHB, pour l'intérêt qu'il a manifesté pour ce travail en acceptant de participer au jury.*

*J'exprime mes vifs remerciements à Monsieur **H. RAZINE** Docteur à l'EMP, d'avoir accepté de nous honorer par sa présence dans le jury.*

*J'exprime toute ma reconnaissance à **Jean Pierre BARBOT**, professeur à l'ENSEA de Cergy Pontoise, pour ses conseils et ses idées pertinentes durant mon stage en France.*

*Je tiens à remercier particulièrement le Professeur **J.DE LEON** Professeur à université de Autonoma de Nuevo Leon et **A. BENALLIA** pour ses orientations et son sens du travail en équipe et à ses qualités scientifiques. Ces encouragements continus sont pour beaucoup dans l'aboutissement de ce travail.*

Je tiens, plus largement, à exprimer ma reconnaissance à toutes celles et à tous ceux qui ont contribué, directement ou indirectement, au bon déroulement de mes travaux. Je souhaite pour cela mettre en avant les étudiants en thèse que j'ai dirigés, co-dirigés et coencadrés dans leurs travaux de recherche. Le bilan que je présente ici est avant tout le leur et je suis très fier d'avoir partagé avec eux ces nombreux instants de vie scientifique.

Je remercie chaleureusement tous les membres de l'équipe de LCP de l'ENP(ALGERIE) et ECS de ENSEA (France) pour la complicité tant d'un point scientifique qu'amical que nous avons.

Mes sincères remerciements à mes amis et collègues S. Berkati, O.Bouchhida, H.Tlemceni et S. Boulakhrachef pour leur soutien, et collaboration dans ce travail.

Sur un plan plus personnel, je voudrais témoigner toute ma reconnaissance à mon père, ma mère, mon frère, mes soeurs et mon épouse Naouar, pour leur soutien et pour avoir résisté à toutes les privations qu'elle a dues subir durant ces dernières années. Merci également à Abd El Baki, Mokhtar et Hachmi pour leur soutien.

Sommaire

Avant Propos	1
Introduction générale	2
CHAPITRE I : IDENTIFICATION ET MODELISATION DE LA MACHINE SYNCHRONE A AIMANTS PERMANENTS	
I. Introduction	5
I.1. Identification des paramètres de la machine	5
I.2. Modélisation du moteur synchrone à aimants permanents	7
I.2.1. Hypothèses simplificatrices et structure générale de la machine	7
I.2.2. Modèle mathématique d'une machine synchrone à aimants permanents	9
I.2.2.1. Equations électriques	9
I.2.2.2. Equation mécanique	9
I.2.2.3. Transformation de Park	9
I.2.2.4. Calcul du couple électromagnétique	10
II. Stratégie de commande adoptée	11
II.1. Principe de la commande vectorielle	11
II.1.1. Machines synchrones à pôles saillants	11
II.1.2. Machines synchrones à pôles lisses	11
II.2. Mise en œuvre des stratégies de commande vectorielle de la MSAP	12
III. Présentation du banc expérimental	12
III.1. Caractéristiques de la machine synchrone retenue	12
III.2. Onduleur à modulation de largeur d'impulsions	13
III.3. Equipements de mesure	13
III.4. Equipements de commande	16
III.5. Résultats expérimentaux	18
III.5. Commande en vitesse	18
III.5. Commande en position	19
IV.5. Conclusion	21

**CHAPITRE II : COMMANDE ROBUSTE APPROCHE MULTI-MODELES
DE LA MACHINE SYNCHRONE**

II.1 Commande par placement de pôles robuste de la machine synchrone à aimants permanents : Evaluation expérimental

II.1. Introduction	22
II.1.2. Formulation du Problème	23
II.1.3. Commande vectorielle	25
II.1.7. Commande robuste	26
II.1.8. Simulations	31
II.1.9. Evaluation expérimental	31
II.1.8. Conclusion	32
II.1.9. Références bibliographiques	33

**II.2 Analyse géométrique de la commande robuste en position
de la machine synchrone à aimants permanents**

II.2. Introduction	36
II.2.1 Modèle de la machine	36
II.2.2. Théorie de l'approche	37
II.2.3. Domaine des pôles imposés	37
II.2.4. La limite complexe	37
II.2.5. La limite réelle	38
II.2.6. Synthèse de l'approche proposée	38
II.2.7. Résultats de Simulations	40
II.2.8. Evaluation expérimental	40
II.2.9. Conclusion	41
II.2.10. Références bibliographiques	41

II. 3 Observateur de perturbation de la machine synchrone à aimants permanents

II.3. Introduction	42
II.3.1 Formulation du Problème	42
II.3.2. Contrôle dans l'espace d'états	43

II.3.3. Théorie de l'Observateur du couple	44
II.3.4. Application à La MSAP	45
II.3.5. Résultats de simulations	46
II.3.6. Teste expérimental	47
II.3.7. Conclusion	47
II.3.8. Références bibliographiques	48

CHAPITRE III : COMMANDE DIRECTE DU COUPLE DE LA MACHINE SYNCHRONE

III.1. Introduction	49
III.2. Equations du système à règle	51
III.3. Implémentation de la commande DTC à la MSAP	52
III.3.1. Algorithme de commande	52
III.3.2. DTC conventionnel par hystérésis	53
III.4. DTC basé sur la logique floue	55
III.4.1. 1 ^{er} approche	55
III.4.2. 2 ^{er} approche	59
III.4.2. Approche proposé	60
III.5. Résultats de simulations	61
III.6. Estimation flou de la résistance statorique	63
III.7. Résultats de simulations	66
II.3.8. Conclusion	66
II.3.9. Références bibliographiques	66

CHAPITRE IV : CONTRIBUTION A LA MODELISATION DES SYSTEMES DYNAMIQUES HYBRIDES

IV. Introduction	73
IV.1. Position du problème et originalité	73
IV.2. Définition de système hybride	74
IV.3. Systèmes hybrides non autonomes	75
IV.4. Systèmes hybrides non autonomes	75
IV.5. Classe des systèmes dynamiques hybrides	76
IV.5.1. Système dynamique impulsionnel	76
IV.5.1.1. Exemple 1	76

IV.5.2. Systèmes dynamiques à commutations	77
IV.5.2.1. Exemple 2	78
IV.5.3. Systèmes dynamiques par morceaux	79
IV.5.3.1. Exemple 3	79
IV.6. Des systèmes à commutation aux systèmes hybrides	80
IV.6.1. Systèmes à structure variable	80
IV.6.1.1. Exemple 4	76
IV.7. Application au convertisseur de puissance ns	81
IV.8. Réalisation du convertisseur	82
IV.9. Conclusion	83

CHAPITRE V : CONVERTISSEUR MULTICELLULAIRE APPROCHE HYBRIDE

V. Introduction	84
V.1. Position du problème et originalité	85
V.2. Convertisseur multicellulaires	86
V.3. Modèle hybride d'un convertisseur	88
V.3.1. Conditions d'invariances	90
V.3.2. Conditions des transitions	93
V.3.3. Condition initiales	93
V.4. Analyse de la commande proposée	94
V4.1. Théorie	94
V.4.2. Proof	94
V.5. Résultats de simulation	97
V.6. Conclusion	100
V.7. Références bibliographiques	103
Conclusion générale	106
Extraits de la liste des publications	108

INTRODUCTION GENERALE

Ces dernières années, le domaine d'application des machines à courant alternatif s'est considérablement étendu avec le développement de l'électronique de puissance, de la microélectronique et du génie informatique. En effet, les évolutions technologiques ont permis aux machines alternatives, en particulier la machine synchrone, de se doter de la souplesse de contrôle et des performances dynamiques naturellement obtenues jusqu'alors avec la machine à courant continu. De plus, ces machines ne présentent pas les inconvénients liés à la présence du collecteur mécanique [Bla 72], [Vas 90], [Bou 95], [Pet 01], [Bos 02], [Kad 04], [Chi 05].

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'avantages, 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) et d'une manière générale dans les systèmes embarqués [Pet 01], [Bos 02], [Nai 04], [Kad 04], [Nai 05], [Chi 05], [Nez 06a], [Nez 06b].

Les entraînements électriques industriels utilisent des correcteurs conventionnels du type PI pour le réglage du courant ou de la vitesse ou de la position à cause de sa simplicité. Dans une situation pratique, certaines grandeurs physiques caractéristiques du moteur peuvent varier au cours du fonctionnement, ce qui amène des variations paramétriques sur le modèle du système. En outre, le modèle mathématique n'est pas connu exactement à cause de la non-linéarité du processus réel. La procédure habituelle est de concevoir le contrôleur en se basant sur un modèle simplifié et avec des paramètres physiques nominaux. Cette simplification entraîne aussi des incertitudes supplémentaires sur les paramètres du modèle et le contrôleur PI ne permet plus d'avoir les qualités de réglage requises [Bla 72], [Vas 90], [Bou 95], [Fu 91], [Pet 01], [Ben 02].

Pour faire face à ce problème, nous faisons appel dans un premier temps, à des régulateurs robustes qui possèdent comme objectif principal, la réduction de l'influence des incertitudes sur les paramètres, des dynamiques négligées et de la non linéarité sur la dynamique en boucle fermée. De plus, ils doivent permettre aussi d'obtenir des propriétés acceptables en boucle fermée sur l'intervalle entier des variations possibles de ces paramètres. Nous nous sommes donc intéressés à la commande robuste avec l'approche Multi Modèles. Après l'implémentation expérimentale d'une commande vectorielle par orientation du flux, en utilisant la carte DS1102 de dSPACE programmable par le langage Simulink de Matlab, nous avons appliqué une nouvelle approche d'identification à la MSAP. Ensuite, devant l'insuffisance des performances des réglages classiques, nous nous sommes intéressé à la commande dans l'espace d'état. Afin, de réduire l'influence des variations paramétriques sur les performances, l'approche multi modèles robuste dans la conception du régulateur d'état est développée. Ces techniques sont implémentées en pratique sur la carte DS1102 de dSPACE, validant ainsi les résultats obtenus par la simulation numérique [Ack 80], [Ack 85], [Ben 99a, b], [Tur 02], [Ben 05a], [Bouk 05a, b], [Ben 06a].

Aujourd'hui, de nouvelles techniques de commande, plus aptes à surmonter les non linéarités des systèmes et possédant l'avantage d'être indépendante des paramètres de la machine, exception faite pour la résistance statorique du moteur, sont proposées à la recherche. La commande directe du couple (Direct Torque Control : DTC) proposée par Depenbrock et Takahashi est une solution pour les problèmes du contrôle vectoriel [Fu 98]. Le principe de base de la DTC est de choisir directement les vecteurs de tension statorique selon les différences entre les références du couple et du flux statorique et leurs valeurs réelles calculées à partir des seules grandeurs liées au stator. Cette stratégie de commande possède l'avantage d'être indépendante des paramètres de la machine, de fournir une réponse de couple plus rapide et de posséder une configuration plus simple ne nécessitant pas l'intervention de capteurs mécaniques ou des transformations de coordonnées [Cas 01], [Idr 02], [Lai 01], [Puj 00], [Rah 99], [Zho 97].

Nous avons introduit lors de l'implantation la commande directe du couple à la MSAP, des techniques de commande intelligentes ainsi que l'estimation de la résistance statorique de la machine, durant le fonctionnement, afin de corriger la valeur utilisée dans l'estimateur du flux statorique [Rez 02], [Say 98], [Bos 98], [Ben 04b], [Der 02]. Trois types de contrôleurs intelligents sont étudiés et implémentés. Une comparaison des performances de la DTC classique et celles basées sur les techniques intelligentes sont établies par simulation [Ben 05b], [Ben 06b].

La modélisation est une phase très importante pour la synthèse des lois de commande ou d'observateurs. La précision du modèle mathématique développé dépend des objectifs recherchés. Historiquement, l'étude des systèmes a été abordée du point de vue d'une modélisation continue au moyen d'équations différentielles. Actuellement, les progrès de l'informatique ont conduit au développement d'outils théoriques très puissants pour la modélisation des systèmes dynamiques. La capacité de modélisation des systèmes complexes par des modèles hybrides a conduit à l'émergence de plusieurs directions de recherche dans le domaine des Systèmes Dynamiques Hybrides [Ant 98], [Bra 93, 94, 98], [Zay 99, 01], [Bem 00], [Lyg 03], [Bal 03], [Dje 05], [Saa 06], [Ben 06c, d, e].

D'une manière générale, un système hybride est un système dont l'évolution au cours du temps est décrite par un ensemble de lois mathématiques qui peuvent être de natures continues ou discrètes. Les convertisseurs multicellulaires présentent par leurs natures un comportement hybride. L'aspect hybride est décrit par la présence simultanée de variables discrètes et continues. Il est alors très intéressant d'introduire la modélisation hybride dans le domaine des systèmes électriques.

Dans cette thèse, nous nous sommes intéressés à l'application de cette nouvelle technique à la modélisation et la commande des systèmes électriques. En effet, nous nous intéressons à l'introduction et à la mise en œuvre pratique de la théorie des Systèmes Dynamiques Hybrides à la modélisation et au contrôle d'un convertisseur multicellulaire [Ben 06c], [Ben 06d], [Ben 06e].

CHAPITRE I

Identification et Modélisation de la Machine Synchrone à Aimants Permanents

INTRODUCTION

Les actionneurs classiques étaient souvent réalisés au moyen de moteurs à courant continu. Les exigences actuelles en matière de fiabilité, devenant de plus en plus drastiques, cette technologie de moteurs a été abandonnée au profit de moteurs à courant alternatif.

Les actionneurs de type machine synchrone à aimants permanents permettent d'atteindre des performances élevées en raison de la puissance massique importante de ce type de machine et de l'absence des limitations propres aux machines à collecteur.

L'électrotechnique moderne a été bouleversée par l'apparition sur le marché d'aimants de plus en plus performants. Les aimants à terres rares ont dernièrement fait leur apparition sur le marché. Ces aimants sont très appréciés des constructeurs, car ils permettent une réduction importante du poids et de l'encombrement de la machine pour une même puissance, d'avoir des couples volumiques et massiques élevés et ils autorisent des courants statoriques élevés [Rek 91] [Liu 88].

Leur induction rémanente et leur champ coercitif plus élevés que celui des aimants à alliages métalliques permettent la réalisation des machines synchrones à aimants permanents très performantes. En effet la puissance électrique d'une machine à aimants permanents est directement proportionnelle à la densité d'énergie emmagasinée dans l'aimant. Cette densité est cinq à six fois plus importante dans les aimants à terre rare que dans les aimants à ferrites et trois fois plus importante que dans les aimants métalliques.

I-1 IDENTIFICATION DES PARAMETRES DE LA MACHINE

Une fois le modèle de la machine définie, il faut pouvoir estimer les paramètres physiques qui le caractérisent de façon à traduire au mieux le comportement en régimes dynamiques et en régimes permanents. Nous proposons une méthode basée sur des tests statiques. Elle a l'avantage de ne pas être limitée par les contraintes comme l'inaccessibilité du point neutre ou du circuit d'excitation, l'ignorance de la forme géométrique ou de la nature des aimants permanents et l'existence ou non d'enroulement amortisseur. Les figures (I-1, I-2 et I-3) montrent les relevés expérimentaux nécessaires à la détermination : du nombre de paire de pôles et de la valeur du flux des aimants à partir de la réponse de la fem à vide figure(I-1), la résistance statorique et les inductances longitudinale et transversale à partir des réponses du courant circulant dans le phase (a) de la machine, le rotor étant aligne respectivement suivant

l'axe d et q figure (I-2), et enfin, le moment d'inertie et le coefficient du frottement, à partir de la réponse de ralentissement de la vitesse de la machine figure (I-3) [Ben_04a].

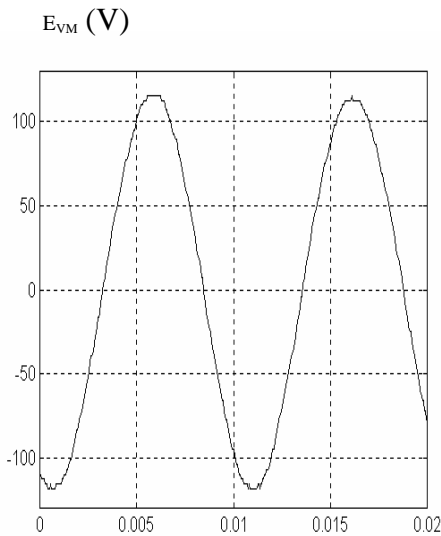


Fig (I-1) Allure de la force électromotrice à vide ($\Omega=2850$ tr/mn)

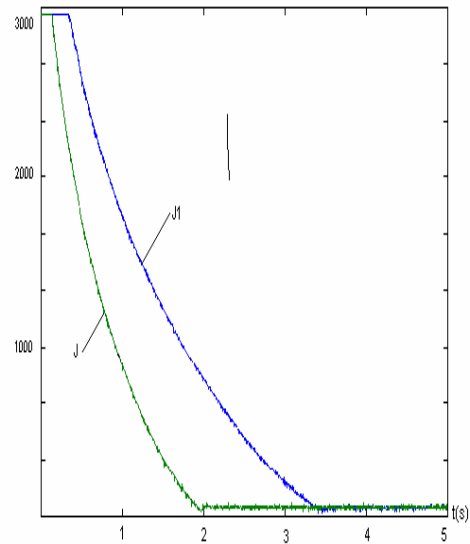


Fig (I-3) Détermination de l'inertie par l'essai de ralentissement avec inertie additionnelle

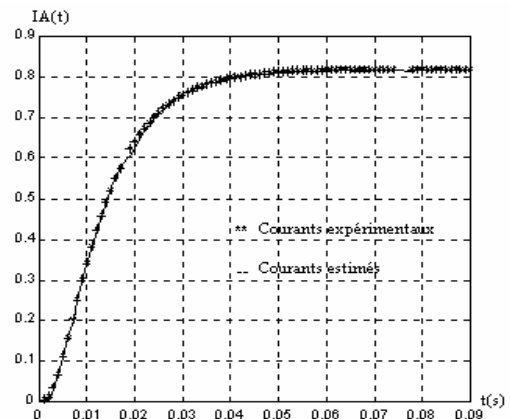
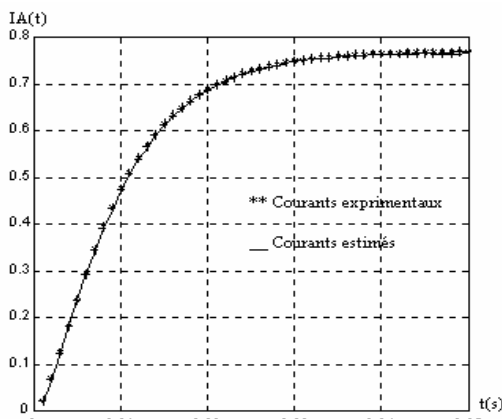


Fig (I-2) Réponses des courants expérimentaux et estimés suivant les axes d (a) et q (b).

Les caractéristiques techniques du moteur expérimental et les résultats de l'identification sont résumés sur le tableau suivant :

Puissance nominale = 1,38 Kw	Tension nominale =130V
Vitesse nominale = 4000 tr/mn	Courant nominal = 7,1 A
P = 2	Ld = 1.7 mH
R = 0.76 Ω	Lq = 1.8 mH
φa = 140 mWb	J = 0.0011Kg.m ² ; f = 5 10 ⁻⁴ N/(rd/s)



Photo de la machine synchrone à aimants permanents

I-2 MODELISATION DU MOTEUR SYNCHRONE A AIMANTS PERMANENTS

L'étude analytique des ensembles machines tournantes-convertisseurs statiques commandés ne peut s'envisager que moyennant des hypothèses simplificatrices importantes. Ceci est dû à plusieurs raisons: ordre élevé des équations régissant leur fonctionnement, non-linéarité provenant surtout de la nature des semi-conducteurs, et forte interdépendance des différents événements constituant ce genre de système.

L'ensemble étudié dans ce chapitre est constitué d'une machine synchrone à aimants permanents alimentée par un ensemble source de tension-onduleur à transistors à modulation de largeurs d'impulsions commandé en courant.

Dans ce paragraphe, nous présentons la modélisation individuelle de chaque bloc constituant l'ensemble du système, ainsi que leur mise sous forme d'équations d'état en vue de la simulation de tout l'ensemble.

I-2-1 Hypothèses simplificatrices et structure générale de la machine

La machine étudiée est une machine synchrone à aimants permanents de type SmCo, triphasée, équilibrée, et dont les aimants sont disposés sur la surface du rotor. Le neutre est isolé et la somme instantanée des courants de phase est nulle. En conséquence, il n'y a pas de courant

homopolaire. Afin de simplifier l'étude, la modélisation de la machine nécessite certaines hypothèses simplificatrices [Bos 02] [Rek 91].

- le circuit magnétique est non saturé, ce qui permet d'avoir des relations linéaires entre les flux et les courants.
- les pertes fer et l'effet amortisseur sont négligés.
- la perméabilité des aimants est considérée comme voisine de celle de l'air. En conséquence, les inductances de la machine sont constantes et indépendantes de la position du rotor.
- les ampères-tours sont supposés distribués sinusoïdalement le long de l'entrefer ; les harmoniques d'espace sont négligés.

La structure générale d'une machine synchrone, bipolaire à aimants permanents est présentée à la figure (I-4). Par convention, on lie au rotor deux axes caractéristiques :

- l'axe d'aimantation rotorique, noté d, il est appelé axe direct ou encore longitudinal.
- l'axe interpolaire q, appelé axe quadrature ou transversal. Il est déphasé de $\pi/2$ avant sur l'axe d.

La position du rotor est repérée par l'angle électrique θ que fait son axe d avec l'axe immobile de la phase du stator.

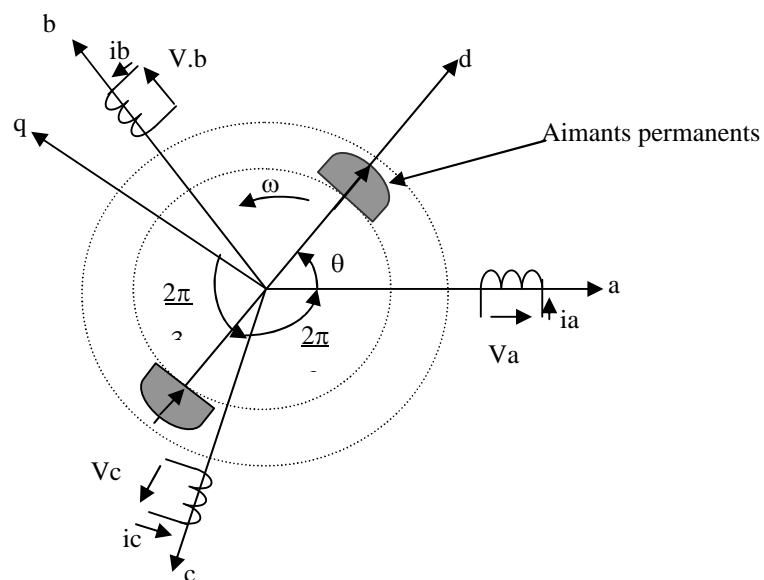


Fig (I-4) Représentation d'une machine synchrone bipolaire à aimants permanents

I-2-2 Modèle mathématique d'une machine synchrone à aimants permanents

Les machines synchrones que nous considérons sont munies au rotor d'un système d'aimants assurant une répartition d'induction sinusoïdale dans l'entrefer. L'effet de ce système d'aimants peut être assimilé à celui d'un bobinage alimenté par un courant continu constant.

Nous considérerons donc le modèle du moteur synchrone à rotor bobiné, que nous particulariserons ensuite en posant le courant d'excitation I_f constant dans les équations.

I-2-2-1 Equations électriques

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_a \\ \phi_b \\ \phi_c \end{bmatrix} \quad (I-1)$$

En vertu de l'hypothèse que le circuit magnétique n'est pas saturé, les flux sont liés aux courants par :

$$\begin{bmatrix} \phi_a \\ \phi_b \\ \phi_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{sc} & 0 & 0 \\ 0 & L_{sc} & 0 \\ 0 & 0 & L_{sc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \phi_f \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta - 4\pi/3) \end{bmatrix} \quad (I-2)$$

Avec $L_{sc} = L_{s0} - M_{s0}$ et ϕ_f : flux des aimants.

I-2-2-2 Equation mécanique

L'équation mécanique de la machine est donnée par :

$$J \frac{d\omega}{dt} = P(C_{em} - C_r) - f \omega \quad (I-3)$$

I-2-2-3 Transformation de Park

L'angle θ est une donnée géométrique variable liée à la rotation du rotor de la machine. Ainsi les coefficients de mutuelle-inductance entre les phases statoriques et rotoriques sont donc toujours variables en fonction du temps.

Pour contourner cette difficulté, on introduit une transformation de variable non linéaire appelée de Park qui offre l'avantage principal de transformer les grandeurs sinusoïdales et équilibrées de la machine en grandeurs constantes dans ce référentiel. Cette méthode constitue un outil fort commode pour la commande et l'étude des régimes permanents et transitoires.

Cette transformation, notée[P(-θ)], est la suivante :

$$\begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} \quad (I-4)$$

X représente soit un courant soit une tension, soit un flux. Les indices d et q désignent les nouvelles variables du référentiel de Park. La transformation inverse notée[P(-θ)]⁻¹, est la suivante

$$\begin{bmatrix} X_d \\ X_q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{bmatrix} \quad (I-5)$$

Les équations (I-2), prennent alors la forme suivante dans le référentiel de Park

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_d s & -\omega L_q \\ \omega L_d & R_s + L_q s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega \phi_f \end{bmatrix} \quad (I-6)$$

I-2-2-4 Calcul du couple électromagnétique

La connaissance du couple électromagnétique de la machine C_{em} est essentielle pour la commande de la machine. Nous le développons sur la base de l'équation de la puissance instantanée P(t) , qui s'écrit , pour le stator ,dans le repère(d,q):

$$P(t) = V_d \cdot i_d + V_q \cdot i_q \quad (I-7)$$

La puissance électrique absorbée s'exprime comme suit :

$$P(t) = R_s (i_d^2 + i_q^2) + L_d \cdot i_d \cdot \frac{di_d}{dt} + L_q \cdot i_q \cdot \frac{di_q}{dt} + \omega \cdot (L_d - L_q) \cdot i_d \cdot i_q + \omega \cdot \phi_f \cdot i_q \quad (I-8)$$

Nous en déduisons l'expression du couple électromagnétique

$$C_{em} = P((L_d - L_q) \cdot i_d \cdot i_q + \phi_f \cdot i_q) \quad (I-9)$$

II- Stratégie de commande adoptée

II-1 Principe de la commande vectorielle

L'objectif principal de la commande vectorielle des machines à courant alternatif est d'améliorer leur comportement statique et dynamique [Vas 90], [Rob_92] et [Rob_93], grâce à une structure de contrôle similaire à celle d'une machine à courant continu.

D'une manière générale, le couple électromagnétique développé par une machine synchrone à aimants permanents peut s'écrire dans le référentiel de Park (d,q) sous la forme suivante :

$$C_{em} = P.[\Phi_f + (L_d - L_q).i_d].i_q \quad (I-10)$$

Etant donné que le flux rotorique ϕ_f est fixe, la valeur du couple désirée peut être obtenue en contrôlant les composantes i_d et i_q . Deux cas se présentent :

II-1-1 Machines synchrones à pôles lisses

Dans ce cas $L_d=L_q$ et l'expression du couple se réduit à :

$$C_{em} = P.\Phi_f.i_q \quad (I-11)$$

Le couple électromagnétique ne dépend que de la composante i_q . Il est maximal pour un courant donné si l'on impose $i_d=0$. Dans ce cas le déphasage ψ du courant par rapport à la f.e.m est nul ; le couple obtenu est alors proportionnel au courant d'alimentation de la machine comme dans le cas d'une machine à courant continu à excitation indépendante.

Physiquement, cette stratégie revient à maintenir le flux de réaction d'induit en quadrature avec le flux rotorique produit par le système d'excitation.

Pour les machines sans saillance ($L_d=L_q$), la commande maintenant le courant $i_d=0$, a également comme avantage de minimiser les pertes joules.

II-1-2 Machines synchrones à pôles saillants

C'est le cas des machines synchrones à aimants enterrés. L'expression du couple électromagnétique dépend alors d'un terme dû à la saillance du rotor de la machine. Suivant la valeur de (L_d-L_q), on peut choisir la valeur de i_d de telle sorte que le couple soit maximal

quand le courant d'alimentation est nominal. Cette valeur étant maintenue constante, le couple est alors proportionnel au courant i_q comme dans le cas précédent.

Il est possible d'envisager d'autres lois de commande liant i_d et i_q par exemple des lois de commande maintenant le facteur de puissance unitaire ou encore la tension statorique constante. Ces lois de commande sont plus complexes que la commande $i_d = 0$, car les relations entre le couple et le courant deviennent non linéaires mais toutefois elles restent intéressantes dans la mesure où elles permettent de diminuer la tension maximum à fournir par l'onduleur alimentant la machine.

II-2 Mise en œuvre des stratégies de commande vectorielle de la MSAP

Dans ce paragraphe la machine synchrone à aimants permanents est utilisée en variateur de vitesse ou/et de position. Nous présentons différentes stratégies de contrôle qui permettent la réalisation du découplage du couple et du flux dans la machine et de lui conférer des performances dynamiques et statiques élevées. Le contrôle des courants dans le référentiel de Park se fait naturellement par des régulateurs numériques, il est en de même des commandes en vitesse et en position [Fu 91].

La commande vectorielle peut être aussi utilisée afin de réduire la valeur du flux dans la machine à aimants permanents. Dans ce cas, on impose au courant i_d une valeur négative qui permet de créer un flux contraire à celui des aimants de telle sorte que le flux résultant dans la machine soit inférieur au flux nominal. Cette technique permet de faire fonctionner la machine à des vitesses supérieures à sa vitesse nominale tout en maintenant la tension statorique à une valeur acceptable.

III- PRESENTATION DU BANC EXPERIMENTAL

La grande flexibilité de la commande numérique est mise en évidence par la possibilité d'apporter des modifications en temps réel, sans interrompre le déroulement du processus. Cette flexibilité est illustrée, en particulier, par la possibilité de changer la valeur de consigne, les coefficients des régulateurs ou de choisir l'un du fonctionnement indiqué ci dessus.

III-1 Caractéristiques de la machine synchrone retenue

La machine synchrone utilisée dans nos expérimentations (HDSM-4R d'HARMONIC – DRIVE) est une machine synchrone triphasée à deux paires de pôles muni d'un résolveur et d'un réducteur (1 :30), elle est caractérisée par :

- Un stator classique monté en étoile , avec un neutre non connecté.
- Un rotor supportant des aimants permanents périphériques au Samarium-Cobalt , sans pièces polaires.

III-2 Onduleur à modulation de largeur d'impulsions

Le convertisseur statique de fréquence HDEA-200-10-BAAC (2.7Kw, 10A, 200V) [24] est un variateur industriel réalisé autour d'un onduleur de tension à modulation de largeur d'impulsion commandé en courant par des régulateurs PI analogiques rapides (figure VII-1). Il est relié au réseau d'alimentation par un transformateur triphasé (3*130V). La tension continue de 200V est obtenue par un pont redresseur à diodes et un filtre capacitif.

La modulation de largeurs d'impulsions permet à la fois la variation de l'amplitude et de la fréquence de la tension statorique fondamentale, et le contrôle de son contenu harmonique. La fréquence de commutation des transistors MOSFET est de 10.5 Khz. Cette fréquence élevée de commutation permet d'obtenir une courbe de courant pratiquement sinusoïdale avec un taux d'harmonique très faible. Les bruits du convertisseur ne sont pratiquement pas audibles et la marche de la machine est extrêmement bonne même pour les faibles régimes.

L'onduleur est doté de toutes les protections des modules de commutation. Il intègre un circuit de correction de phase des courants de référence. Le redresseur n'étant pas réversible, une résistance de puissance de 80w associée à un hacheur à transistor, assure la dissipation de l'énergie lors des phases de freinage (4Kw/s).

III-3 Equipements de mesure

L'ensemble de mesure comporte deux capteurs de position pour deux fonctions distinctes :

-Fonction d'autopilotage

L'autopilotage est élaboré à partir de la détection de la position du rotor. Pour ce faire, le banc est équipé d'un resolveur solidaire du rotor. C'est un capteur magnétique précis et robuste qui délivre des informations analogiques en fonction de l'angle de rotation.

Les signaux analogiques $\sin(\theta)$ et $\cos(\theta)$ sont transformés à l'aide du module digitaliseur en une information numérique 12 bits correspondant à la position angulaire. Une correction est faite sur la position afin de compenser l'erreur de phase commise sur les courants mesurés.

De manière classique, les courants de référence de forme sinusoïdale sont obtenus au moyen de mémoires EPROM de 2 Koctets. Ces dernières sont adressées à partir de la valeur de la position codée sur 10 bits (A0 à A9), elles contiennent deux tables de sinus correspondant à

$\sin(\theta)$ et $\sin(\theta-2\pi/3)$. Les valeurs de ces tables sont codées sur 8 bits. La vitesse de scrutation de cette mémoire est déterminée par la fréquence de rotation de la machine.

Les valeurs des mémoires sont lues par deux convertisseurs numériques-analogiques de huit bits. La sélection d'une des deux tables est réalisée par le bit A10 qui déclenche en même temps le convertisseur approprié (DAC A ou B).

Les valeurs i_d ($i_d=0$) et i_q (sortie du régulateur de vitesse) combinées avec les sorties des convertisseurs numériques-analogiques permettent de calculer par la transformation inverse de Park les valeurs de référence des courants i_a^* et i_b^* donnés par les relations suivantes:

$$i_a \text{ ref} = -\sqrt{\frac{2}{3}} i_q \cdot \sin(\theta) \quad i_b \text{ ref} = -\sqrt{\frac{2}{3}} i_q \cdot \sin(\theta - 2\pi/3) \quad (\text{I-12})$$

La valeur du courant i_q est ajustée en changeant la valeur de la tension de référence des convertisseurs (DAC A/B). Les références de courants sont comparées avec les courants réels i_a et i_b mesurés par des amplificateurs d'isolation figure (I-5). Les erreurs sont traitées par des régulateurs PI analogiques. La commande des transistors de l'onduleur de tension s'obtient en comparant la sortie des régulateurs de courant avec un signal triangulaire de fréquence élevée commun aux trois phases (10.5Khz).

Il faut noter que des circuits spécialisés associés au resolver permettent de générer d'une part une tension continue proportionnelle à la vitesse (2.5V/1000 tr/mn) et d'autre de reconstituer un codeur incrémental de 1000 points de résolution à l'aide de circuits logiques et d'une EPROM de 2Koctets.

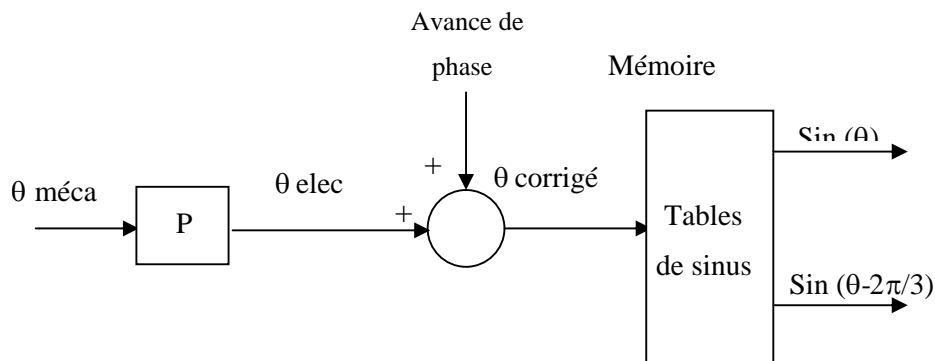


Fig (I-6) : Schéma de principe de l'autopilotage

Fonction positionnement

La position rotorique est communiquée à la carte DS1102 grâce à un codeur incrémental. Le codeur délivre trois sorties A, B de 1000 impulsions lors de la rotation d'un tour mécanique du rotor. Les signaux A et B sont déphasés de $\pi/2$, un troisième signal C délivre une impulsion à chaque tour mécanique figure (II-28). Le nombre d'impulsions est transmis à la carte DSP via une interface codeur DS1102ENC_POS.

La position initiale du rotor est déterminée par le codeur grâce au signal index, ce qui nécessite une procédure de détection de cette impulsion comme le montre la figure (I-7).

Un bloc « Générateur de rampe » délivre un signal de consigne en forme de rampe qui sert à positionner l'axe rotorique sur l'index. Cette position relative est utilisée alors comme référence. Le signal de consigne est limité dans son excursion par les deux blocs « Upper limit et « Lower limit ». Une fois le signal index déterminé, le compteur du codeur est remis à zéro par le bloc « DS1102 ENC_INDEX ». La sortie de ce dernier en passant à un niveau 1 permet de commuter le signal de référence sur le signal d'entrée du système.

L'interface du codeur contient un compteur de 24 bits qui permet de mesurer des positions dans l'intervalle -2^{23} à $+2^{23}$. Cette rangée est automatiquement transformée à l'échelle $-1 \dots +1$ dans l'environnement de Simulink. Le nombre d'impulsions délivrés par le codeur incrémental est multiplié par quatre au niveau de l'interface du codeur pour augmenter la résolution.

Si N_c est le nombre d'impulsions après conversion à l'échelle ± 1 , la position en radians est alors calculée par la relation suivante :

$$\theta = 2^{23} \cdot 2 \cdot \pi \cdot N_c / (4 \cdot 1024)$$

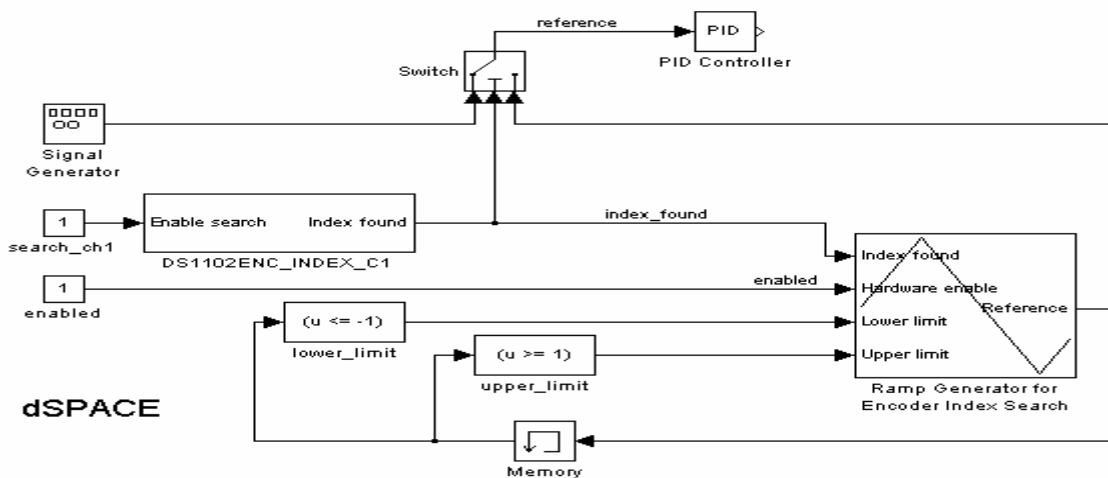


Fig (I-7) : Schéma de principe de recherche indexé

III-4 Equipements de commande

La mise en œuvre de la commande numérique du moteur synchrone est effectuée à l'aide d'une carte DSP. La carte DSP de dSPACE permet de calculer et d'envoyer les signaux de consigne vers l'électronique de commande et de puissance.

Elle est basée sur le Digital Signal Processor (DSP) TMS320C31 3^{ème} génération qui constitue l'unité principale de traitement. Elle est ainsi idéalement adaptée aux algorithmes numériques les plus complexes. Elle contient une mémoire de 128K (32-bit) suffisamment rapide (ne nécessitant pas de temps d'attente : « zero wait state »). Autour de cette carte DS1102, nous retrouvons tout ce qui est nécessaire au développement et à la mise en œuvre d'un système de commande. Elle comprend une panoplie des périphériques (intégrés sur la carte) les plus utilisées en contrôle numérique ou en traitement digital du signal des systèmes tels que les convertisseurs Analogique/Digital (ADC) et Digital/Analogique (DAC), signaux MLI interfaces de codeur incrémental, entrées/sortie numériques, etc..

La carte DS1102 se connecte directement sur la carte du micro ordinateur par sa liaison bus extensible.

Les options logicielles complémentaires à Matlab/Simulink pour la carte DS1102 sont :

- RTW (Real Time Workshop).
- RT I 31 (Real Time Interface).

Cet ensemble permet à l'utilisateur de développer les algorithmes de commande en simulation, puis de les expérimenter directement sur le banc d'essai. Le passage de la phase de simulation à l'aide du logiciel « Matlab/Simulink » à la phase d'expérimentation à l'aide des logiciels RTW et RTI et la carte temps réel « dSPACE », est relativement simple.

Le logiciel Simulink est langage graphique qui permet, à partir de schémas-blocs, de créer des algorithmes de commande et de décrire des systèmes définis sous forme équations différentielles. Pour exécuter l'application avec la carte DSP, il faut convertir ces algorithmes de contrôle commande écrits sous Matlab/Simulink en langage C. Ensuite, il faut compiler les lignes de programme, établir les liens d'adressage avec la carte et télécharger les données.

Ce sont les logiciels (RTW et RTI) qui réalisent ces tâches. Il faut noter qu'il n'est pas nécessaire d'écrire les algorithmes de commande directement au langage C, le programme s'en charge avec tous les avantages que cela suppose en gain de temps et en fiabilité. Dès que l'algorithme de commande est chargé dans la carte dSPACE, l'application s'exécute en temps réel indépendamment du PC.

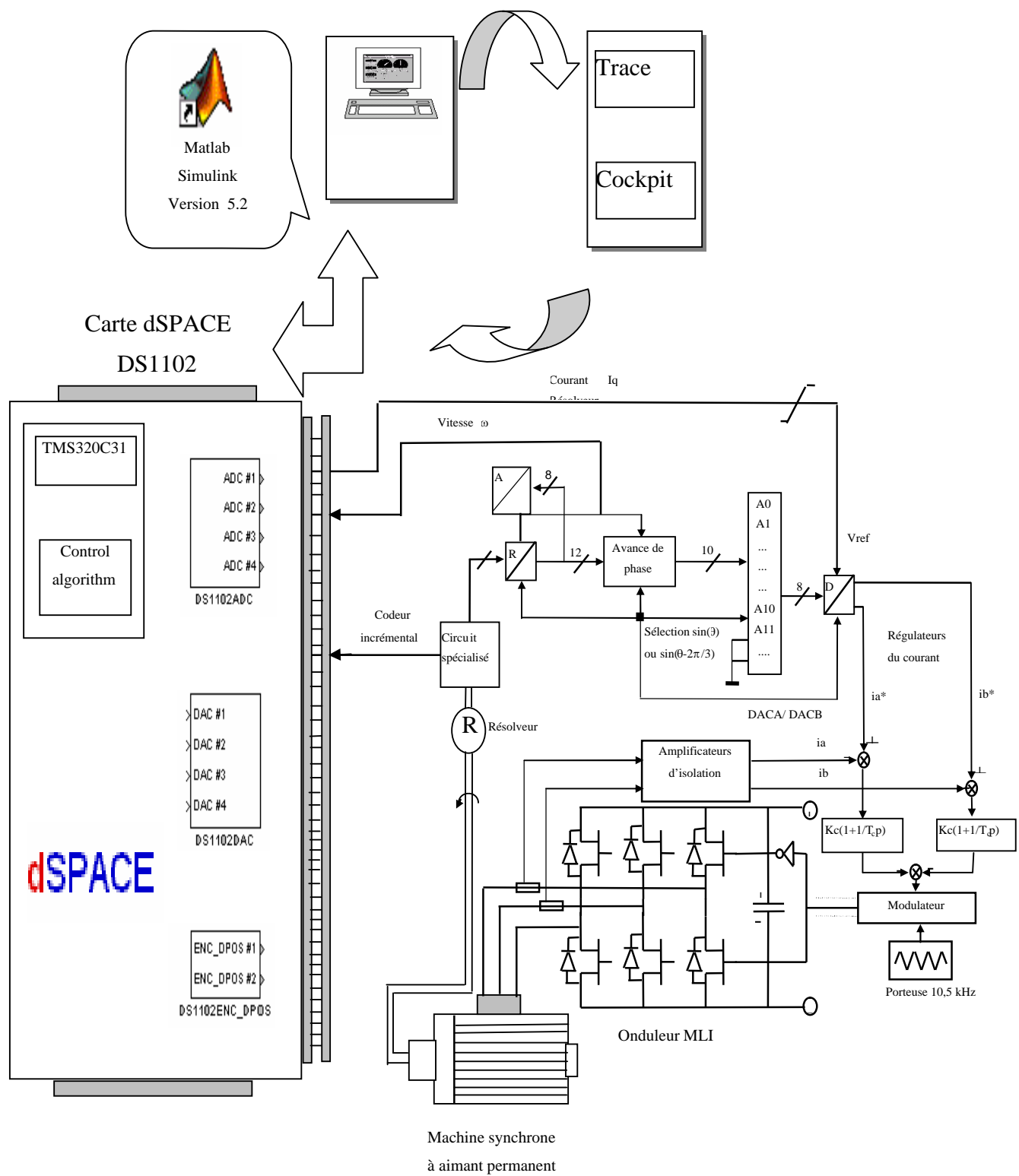


Fig (I-5) : Schéma global des principaux éléments du banc d'essai de la commande de la MSAP

III-5 RESULTATS EXPERIMENTAUX

a- Commande en vitesse

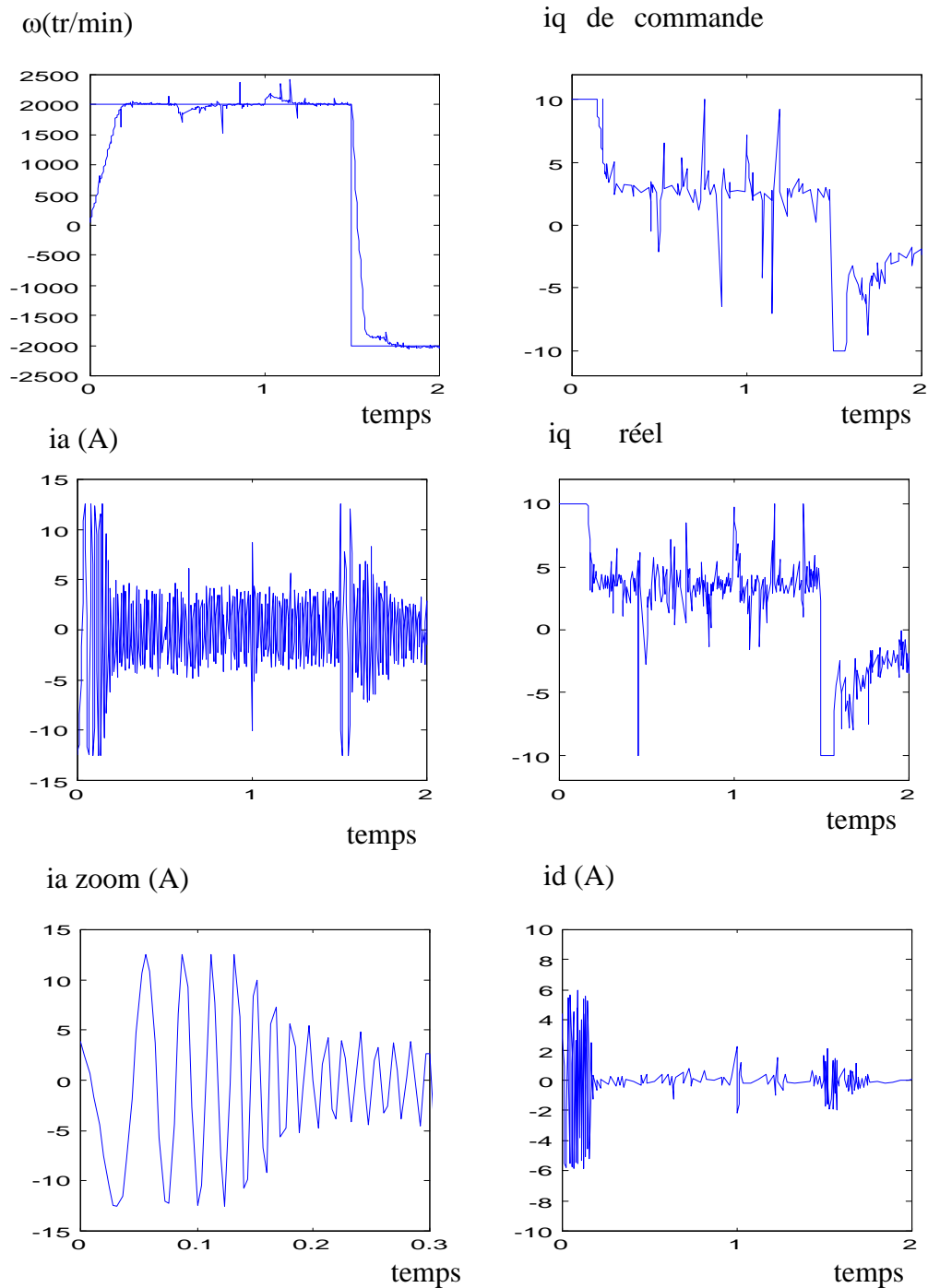


Fig (I-8) Résultats expérimentaux du comportement dynamique de la MSAP avec régulateur de vitesse PI lors d'une variation de consigne et de perturbation.

Les figures (I-8) montrent les performances de la boucle de régulation de vitesse pour une variation de consigne et de perturbation. Les temps de montée et d'inversion sont respectivement de l'ordre de 0.15 s et 0.3 s. Le découplage est assuré avec succès durant l'inversion ou la variation brusque du couple résistant. La régulation réagit parfaitement en présence d'une perturbation interne sur le courant de commande.

b- Commande en position

La figure (I-9) représente la structure du schéma bloc implémenté pour la commande en position de la MSAP ($K_p = 4$).

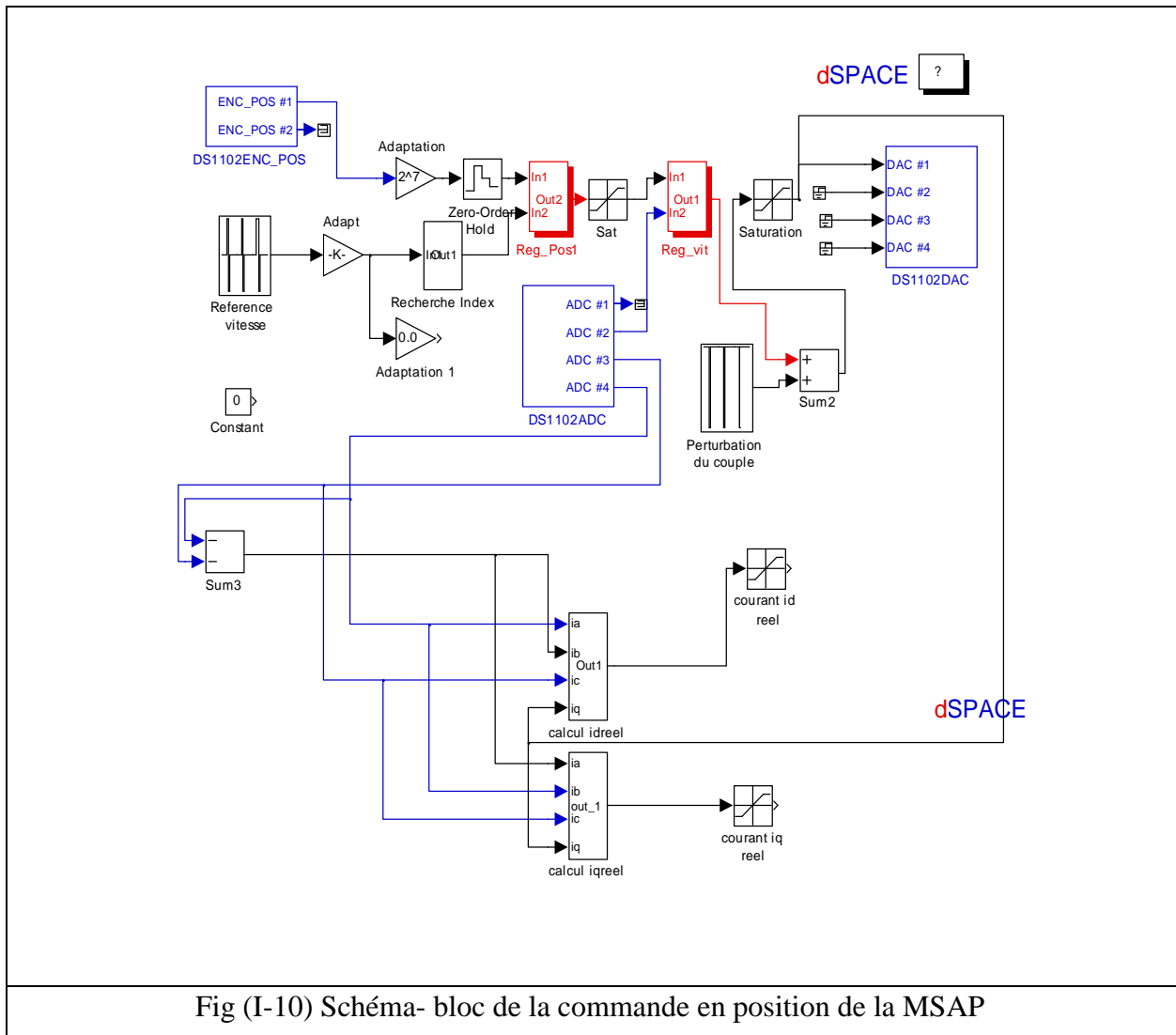


Fig (I-10) Schéma- bloc de la commande en position de la MSAP

Les figures (I-11) montrent les performances dynamiques de la MSAP pour la structure de la boucle de régulation de position.

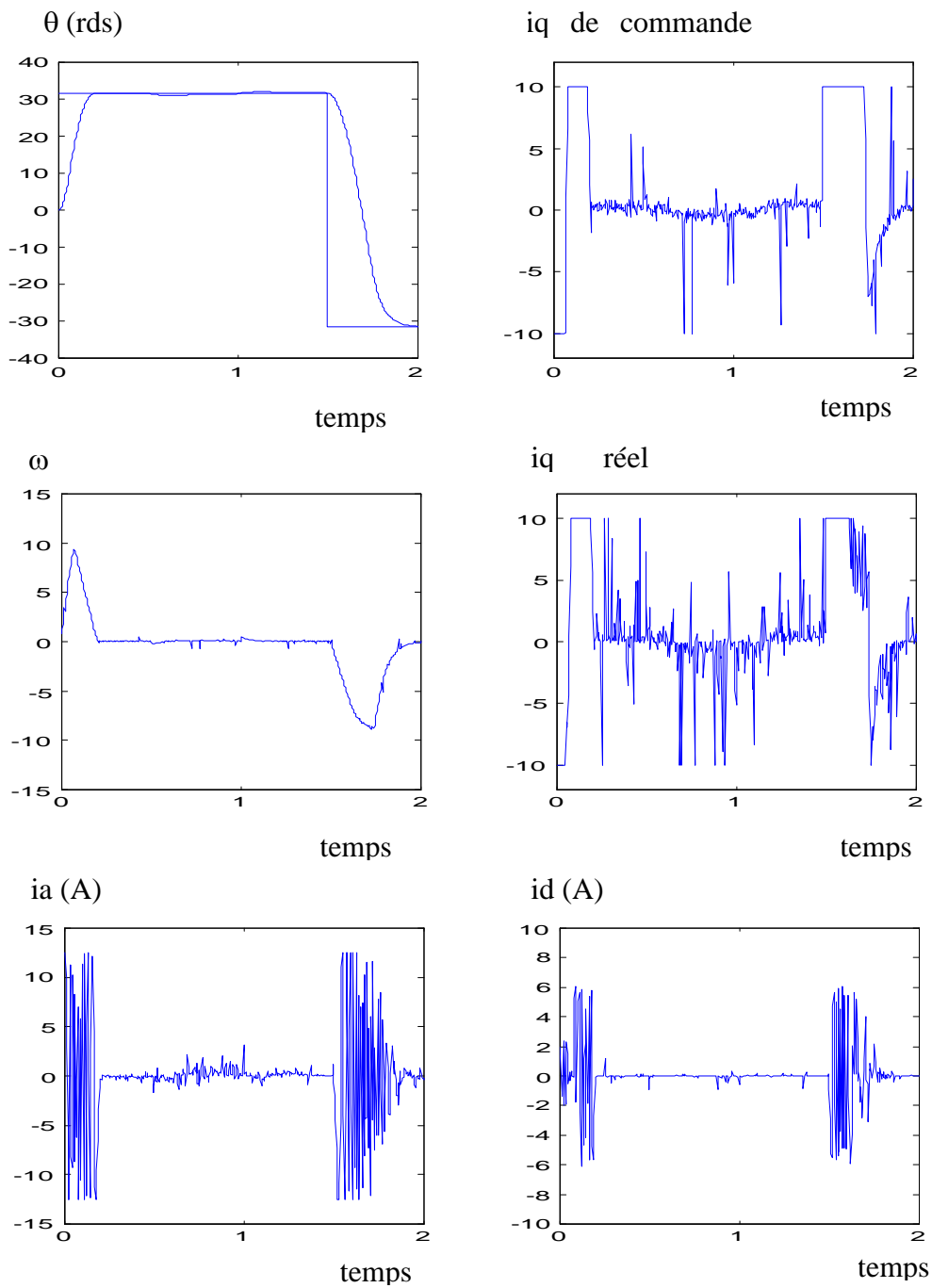


Fig (I-12) : Résultats expérimentaux du comportement dynamique de la MSAP avec régulateur de position PID en cascade lors d'une variation de consigne et de perturbation.

Les temps de réponse et d'inversion pour une consigne de 5 tours mécaniques sont respectivement de l'ordre de 0.15 s et 0.35 s. Le démarrage et l'inversion se font à courant maximal. Le découplage n'est pas assuré durant l'inversion de consigne. Dans la figure, les courbes des courants en quadratures de commande et réel sont inversées.

IV- CONCLUSION

Nous avons également développé dans ce chapitre une nouvelle approche de l'identification des paramètres de la machine synchrone à aimants permanents triphasée couplée en étoile. La méthode prend en considération toutes les contraintes mentionnées de la MSAP. Elle peut être aisément étendue aux machines synchrones avec excitation électrique et n'exige aucune alimentation spéciale ou de logiciel spécialisé d'identification. Elle permet d'identifier tous les paramètres électriques et mécaniques nécessaires à l'étude du comportement de la machine en régimes dynamiques et en régimes permanents.

Dans ce chapitre aussi nous avons étudié la commande vectorielle en vitesse et en position de la machine synchrone à aimants permanents. Avec cette technique le moteur atteint rapidement la vitesse imposée par la référence car le courant direct est annulé rapidement et le moteur dispose du couple maximal ce qui autorise une forte accélération. D'autre part l'étude de la robustesse des boucles de régulation de vitesse et de position vis à vis des variations des paramètres électriques et mécanique montre que le système est sensible au moment d'inertie ou à la mauvaise identification des paramètres physiques de la machine.

Il faut signaler que le régulateur PI ne permet pas en tout cas de maîtriser le régime transitoire. En outre, la faiblesse de la commande vectorielle simplifiée se traduit par l'apparition d'une pointe de courant très gênante pour le bon fonctionnement de la machine. C'est les raisons pour lesquelles nous consacrons le chapitre suivant au développement d'un régulateur robuste.

Nouvelle approche d'Identification sur dSPACE de la machine synchrone à aimants permanents

K. BEBMANSOUR¹, M. S. BOUCHERIT¹, M. DJEMAI², H. REZINE³

¹ Laboratoire de Commande des Processus, Département de génie électrique, Ecole nationale polytechnique
10, Avenue Pasteur, Hassen Badi, El-Harrach, Alger, Algérie. E-mail: k_benmansour@yahoo.fr

² ECS-ENSEA, 6 Av. du ponceau, 95014 Cergy Pontoise Cedex

³ Laboratoire de Contrôle et Commande, U.E.R d'automatique, EMP
BP 17, Bordj-El Bahri, 35320, Boumerdes, Alger, Algérie

Résumé: Cet article est consacré à l'implémentation expérimentale d'une commande vectorielle par orientation du flux, en utilisant une carte dSPACE. Cette commande est basée sur une nouvelle technique d'identification de la machine. Ainsi, il est présenté, la modélisation, l'identification et la commande vectoriel de la machine. Ensuite, la carte dSPACE est introduite dans la structure de réglage pour la commande en vitesse de la machine synchrone à aimants permanents.

Mots clés— Identification, Commande vectorielle, dSPACE, Machine synchrone à aimants permanents,

I- Introduction

Les problèmes posés par l'identification et la commande de la machine synchrone à aimants permanents demeurent d'actualité comme en témoignent les publications les plus récents. En effet, les méthodes d'identification des paramètres des machines synchrones sont nombreuses. Cependant, la majorité d'entre elles ne sont adaptées aux machines synchrones à aimants permanents. Ces dernières, n'offrent pas la possibilité d'accès au neutre et au circuit d'excitation magnétique. De plus, la structure et la nature des aimants employés ne sont pas toujours connus.

Par ailleurs, l'introduction de microprocesseurs spécialisés dans la structure de commande des machines électriques est une direction de recherche d'actualité. Une des directions privilégiée est l'utilisation des régulateurs à DSP (DSP controllers) [1], [2], [3].

Ainsi, nous nous intéressons à l'introduction de la carte dSPACE du type DS1102 pour la commande de la machine synchrone à aimants permanents.

Cet article est consacré à l'implémentation expérimentale d'une commande vectorielle par orientation du flux, en utilisant la carte dSPACE.

Nous présentons, dans un premier lieu, la méthode d'identification. C'est une méthode basée sur des tests statiques normalisés mais qui a l'avantage de ne pas être limitée par les contraintes suivantes: inaccessibilité du point neutre ou du circuit d'excitation, ignorance de la géométrie ou de la nature des aimants permanents, existence ou non d'enroulements amortisseurs.

Après avoir identifié les paramètres de la machine, nous avons appliqué la commande vectorielle. Ensuite, nous

avons synthétiser des régulateurs pour la commande en vitesse de la machine synchrone à aimants permanents. Enfin, nous avons monté notre banc d'essais expérimental en utilisant la carte dSPACE. C'est une commande de vitesse avec orientation du champ de la machine. Les résultats expérimentaux obtenus permettent d'évaluer les performances.

II- Identification de la machine

II-1 Modélisation de la machine

Les équations électriques de la machine généralisée prenant en compte les enroulements amortisseurs (désignés dans les expressions par les indices D et Q) sont ([4], [5]):

- Pour le stator

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \left\{ \begin{bmatrix} L_A & M_{AB} & M_{AC} \\ M_{BA} & L_A & M_{BC} \\ M_{CA} & M_{CB} & L_A \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_A \\ I_B \\ I_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M_{AD} & M_{AQ} \\ M_{BD} & M_{BQ} \\ M_{CD} & M_{CQ} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_D \\ I_Q \end{bmatrix} + \Phi_f \begin{bmatrix} \cos(\theta) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) \end{bmatrix} \right\}$$

où : $M_{AB} = M_{BA}$, $M_{AC} = M_{CA}$ et $M_{BC} = M_{CB}$

- Pour le rotor

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_D & 0 \\ 0 & R_Q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_D \\ i_Q \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \left\{ \begin{bmatrix} L_D & 0 \\ 0 & L_Q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_D \\ i_Q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} M_{AD} & M_{BD} & M_{CD} \\ M_{AQ} & M_{BQ} & M_{CQ} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Phi_f \\ 0 \end{bmatrix} \right\}$$

Les expressions des inductances et les inductances mutuelles pour la MSAP à pôles saillants sont données par :

$$\begin{aligned} L_A &= L_{s0} + L_{sv} \cos(2\theta); & L_B &= L_{s0} + L_{sv} \cos(2(\theta - 2\pi/3)); \\ L_C &= L_{s0} + L_{sv} \cos(2(\theta - 4\pi/3)); & M_{AB} &= M_{s0} + L_{sv} \cos(2(\theta - 4\pi/3)) \\ M_{BC} &= M_{s0} + L_{sv} \cos(2\theta); & M_{CA} &= M_{s0} + L_{sv} \cos(2(\theta - 2\pi/3)) \\ M_{AB} &= M_{Ds} \cos(\theta); & M_{BD} &= M_{Ds} \cos(\theta - 2\pi/3); & M_{CD} &= M_{Ds} \cos(\theta - 4\pi/3) \\ M_{AQ} &= -M_{Qs} \sin(\theta); & M_{BQ} &= -M_{Qs} \sin(\theta - 2\pi/3); & M_{CQ} &= -M_{Qs} \sin(\theta - 4\pi/3) \end{aligned}$$

II-2 Détermination les paramètres P et ϕ_f

Les indications portées sur la plaque signalétique de la machine du constructeur Harmonic Drive sont:

Type HDSM 4R-3-4/20 BS	Série N° BADUM 46 45
Options A10- A23- A29	IP 54
Identification N°188 17	Classe F
Puissance nominale = 1,38 Kw	Tension nominale Y = 130 V
Vitesse nominale = 4000 tr/mn	Courant nominal = 7,1 A

Tableau 1

La machine est entraînée par un moteur asynchrone et fonctionne en génératrice à vide. Le nombre de paires de pôles et la valeur maximum du flux des aimants par pôle sont déterminés à partir du relevé de la fem à vide figure 1 et de la mesure de la vitesse telle que :

$$P = \frac{\omega_r}{\Omega} = \frac{2\pi}{T\Omega};$$

$$\phi_f = \frac{E_{VM} \sqrt{2}}{\omega_r \sqrt{3}}$$

ω_r est fréquence angulaire $\omega_r = \frac{2\pi}{T}$

et E_{VM} est la valeur maximum de la fem.

II-3 Détermination des paramètres électriques

Le point neutre de la MSAP est inaccessible. Dans le but d'orienter l'axe du rotor suivant l'axe direct qui est aligné sur l'axe électrique de la phase A (prise comme référence), nous appliquons une tension continue E de faible valeur (1 à 2 V) sur la phase A, et $-E/2$ sur les deux autres phases B et C

En considérant la configuration où le rotor est aligné sur l'axe d et la tension E appliquée entre les phases A et B (B et C étant mis à la terre) figure2-a

Nous avons :

$$\begin{cases} \theta = 0 \\ \frac{d\theta}{dt} = 0 \end{cases} \quad (\text{rotor à l'arrêt})$$

Comme les trois phase A,B et C du stator sont connectées en étoile, nous écrivons:

$$i_A + i_B + i_C = 0$$

Les équations des tensions statoriques exprimées dans le plan de Laplace sont :

$$V_{AB} = V_A - V_B = R_s(i_A - i_B) + (L_A - M_{BA})s i_A + (M_{AB} - L_B)s i_B + (M_{AC} - M_{BC})s i_C + \frac{3}{2}M_{Ds} s i_D - \frac{\sqrt{3}}{2}M_{Qs} s i_Q$$

$$V_{BC} = V_B - V_C = R_s(i_B - i_C) + (L_B - M_{CB})s i_B + (M_{BA} - M_{CA})s i_A + (M_{BC} - L_C)s i_C + \sqrt{3}M_{Qs} s i_Q$$

Tandis que, le circuit rotorique est décrit par

$$0 = (R_D + sL_D) i_D + \frac{3}{2}M_{Ds} s i_A$$

$$0 = (R_Q + sL_Q) i_Q + \frac{\sqrt{3}}{2}M_{Qs} s i_A - \frac{\sqrt{3}}{2}M_{Ds} s i_C$$

Nous déduisons les relations de i_D et i_Q

$$i_D(s) = -\frac{3}{2} \frac{M_{Ds} s i_A(s)}{R_D + sL_D}$$

$$i_Q(s) = -\frac{\sqrt{3}}{2} \frac{M_{Qs} s (i_B(s) - i_C(s))}{R_Q + sL_Q}$$

Comme la tension $V_{BC}(t)=0$ (B,C mis à la terre), nous pouvons écrire :

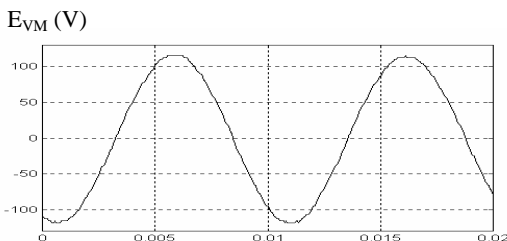


Figure 1: relevé de la fem à vide et $\Omega = 2850$ tr/mm

$$0 = \left[R_s + s \left(L_B - M_{BC} - \frac{3}{2} \frac{M_{Qs}^2 s^2}{R_Q + sL_Q} \right) \right] [i_B(s) - i_C(s)]$$

Pour vérifier l'expression $[i_B(s)-i_C(s)]$ doit être nulle :

$$i_B(s)=i_C(s), \quad i_Q(s)=0, \quad i_A=-2i_B=-2i_C$$

Les phases A et B sont alimentées par une source de tension continue de faible valeur E et de résistance interne R . La résistance totale s'écrit alors :

$$R_T = \frac{3}{2} R_s + R$$

en remplaçant, nous aboutissons à la forme suivante :

$$\frac{E}{s} = \left[R_T + s \left(L_A - 2M_{BA} + \frac{1}{2}L_B + \frac{1}{2}M_{BC} - \frac{9}{4} \frac{M_{Ds}^2 s}{R_D + sL_D} \right) \right] i_A(s)$$

Avec

$$L_d = L_{s0} - M_{s0} + \frac{3}{2}L_{sv}$$

$$T_{d0} = \frac{L_{D0}}{R_D}$$

En utilisant, les équations précédentes nous obtenons l'expression du courant $i_A(s)$

$$i_A(s) = \frac{(1 + T_{d0}s) E}{\left\{ s \left[R_T + s \left(R_T T_{d0} + \frac{3}{2}L_d \right) + s^2 \left(\frac{3}{2}L_d T_{d0} - \frac{9}{4} \frac{M_{Ds}^2}{R_D} \right) \right] \right\}}$$

Cette relation peut être écrite sous la forme suivante :

$$i_A(s) = \frac{c_0}{s} + \frac{c_1}{(s - P_1)} + \frac{c_2}{(s - P_2)}$$

Ainsi le courant s'établit dans l'enroulement A selon l'expression :

$$i_a(t) = c_0 + c_1 e^{P_1 t} + c_2 e^{P_2 t}$$

Avec les conditions initiale et finale sur le courant:

$$i_a(0) = c_0 + c_1 + c_2 = 0$$

$$i_a(\infty) = c_0 = \frac{E}{R_T}$$

La tension $V_{AB}(t)$ est également relevée et permet de déduire R_s

$$R_s = \frac{2}{3} \frac{E_f}{c_0}; \quad V_{AB}(\infty)=E_f \quad \text{Par}$$

identification, nous déduisons les expressions des différents coefficients :

$$b_0 = R_T$$

$$a_0 = E$$

$$b_2 = \frac{b_0}{P_1 P_2}$$

$$b_1 = -b_2 (P_1 + P_2)$$

$$a_1 = b_2 (c_1 P_1 + c_2 P_2)$$

$$T_{d0} = \frac{a_1}{E}$$

Finalement, nous obtenons l'équation de l'inductance longitudinale L_d :

$$L_d = \frac{2}{3} (b_1 - b_2 T_{d0})$$

Par la même procédure, en alignant le rotor sur l'axe q figure 3-b, nous déterminons l'équation de l'inductance transversale L_q :

$$L_q = \frac{2}{3} (b_1 - b_2 T_{q_0}); \quad T_{q_0} = \frac{a_1}{E}$$

Pour déterminer les coefficients c_1 , c_2 , p_1 et p_2 , nous utilisons les fonctions *Fmins* et *FitFun* du logiciel MATLAB, afin de minimiser l'erreur.

Les courbes expérimentales et estimées du courant dans la phase A sont présentées sur les figures 3 suivant que le rotor est aligné respectivement suivant l'axe d ou l'axe q.

II-4 Détermination des paramètres mécaniques

La détermination de l'inertie J peut s'obtenir, sans démonter la machine, par deux essais de ralentissement à vide, à partir de la vitesse nominale Ω_0 , et pour deux inerties différentes figure 4. En mesurant les temps de ralentissement entre la vitesse Ω_0 à la vitesse $\Omega_0/10$, nous calculons J telque:

$$J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega = 0 \quad \text{avec} \quad \Omega(0) = \Omega_0$$

$$J = J_1 \frac{t_1}{t_2 - t_1}$$

La valeur du coefficient de frottement f est déduite à partir de la pente de la courbe de ralentissement de la vitesse, en sachant que la constante mécanique est $\tau_m = J/f$.

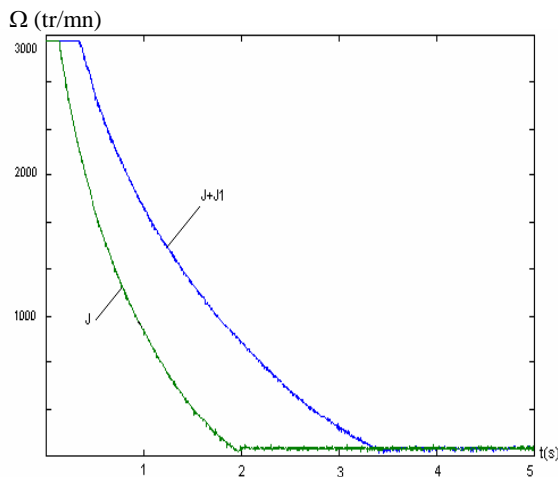


Figure 4: détermination de l'inertie par l'essai de ralentissement avec inertie additionnelle.

Après l'identification les caractéristiques techniques du moteur expérimental sont résumées sur le tableau 2.

Puissance nominale = 1,38 Kw	Tension nominale $U = 130$ V
Vitesse nominale = 4000 tr/mn	Courant nominal = 7,1 A

P=2	$L_d = 1.7$ mH
$R = 0.76$ Ω	$L_q = 1.8$ mH
$\phi_a = 140$ mWb	$J = 0.0011$ Kg.m ² ; $f = 5 \cdot 10^{-5}$ mN/(rd/s)

et Digital/Analogique (DAC), signaux MLI, interfaces de codeur incrémental, entrées/sortie numériques, etc..

Les options logiciels complémentaires à Matlab/Simulink pour la carte DS1102 sont :

- RTW (Real Time Workshop).
- RTI 31(Real Time Interface).

Pour exécuter l'application avec la carte DSP, il faut convertir les algorithmes de contrôle commandé écrits sous Matlab/Simulink en langage C. Ensuite, il faut compiler les lignes de programme, établir les liens d'adressage avec la carte et télécharger les données. Ce sont les logiciels (RTW et RTI) qui réalisent ces tâches.

Pour enregistrer les signaux et réajuster les paramètres en lignes, nous utilisons les logiciels TRACE31W et COCKPIT31W. L'option COCKPIT permet de commander et contrôler le processus directement depuis le clavier du micro-ordinateur. L'option TRACE, quant à elle, permet de visualiser les données relatives aux variables du système à commander ou de transférer des données (mesures) pour mémorisation dans Matlab de façon à analyser le comportement du processus en temps différé (sorties graphiques sur écran).

IV. Structure du réglage

Le système à régler est une machine synchrone à aimants permanents, disposés sur la surface du rotor. Il s'agit d'aimants à terre rare de très grande résistivité dont les courants induits dans le rotor sont négligeables. Le convertisseur statique fonctionne en onduleur de tension, à modulation de largeur d'impulsion (MLI), commandé par la stratégie de triangulo-sinusoidale. Le couple de commande est délivré par les régulateurs [9], du type PI, comme l'illustre la figure 5.

V. Résultats expérimentaux

Les résultats expérimentaux sont effectués dans les conditions d'essais suivantes: démarrage en charge à 2000tr/mn, application d'une perturbation de couple résistant d'une valeur de 1.5 Nm entre les instants $t = 0.5$ s et 1s et enfin inversion de la vitesse à -2000tr/mn. La figure 6 montre que les courants en quadrature de commande et réel sont pratiquement identiques. Le courant direct réel s'annule en régime établi. Ainsi, le découplage est assuré avec succès durant l'inversion ou la variation brusque du couple résistant. La régulation réagit bien à la variation de la perturbation sur le courant de commande et la vitesse poursuit bien la consigne.

VI. Conclusion

Ce travail a permis la mise en œuvre de la commande vectoriel sur un banc expérimental que nous avons piloté à l'aide d'une carte dSPACE.

Les résultats obtenus montrent que la nouvelle méthode d'identification apporte une amélioration à la commande

vectorielle. En effet, nous constatons que le découplage est parfaitement réalisé.

Par ailleurs, le réglage utilisé présente des performances très satisfaisantes aussi bien lors des variations de consignes que lors des variations des perturbations de couple.

VII. Bibliographie

- [1] B.K. BOSE, 'High performance control of induction motor drives', IEEE IES Newsletter, Vol.45, n° 3, Sept. 1998.
- [2] C. CECATI, 'Microprocessors for power electronics & electrical drives applications', IEEE IES Newsletter, Vol.46, n° 3, Sept. 1999.
- [3] A.M. TRZYNADLOWSKI, 'DSP controllers – an emerging tool for electric motor drives', IEEE IES Newsletter, Vol.45, n° 3, Sept. 1998.
- [4] T. REKIOUA, F. MEIBODY TABAR AND R. LE DOEUFF, 'A new approach for the field oriented of a brushless synchronous permanent magnet motor supplied by PWM – VSI', EPE Firenze, Italy, Sept. 1991.

[5] B. ROBYNS, F. LABRIQUE and H. BUYSE, 'Performance analysis of a simplified indirect field oriented control algorithm for small power induction actuators', IMACS-TCI'93, Montréal, July 1993.

[6] K. BENMANSOUR, H. REZINE, M.S. BOUCHERIT, 'Commande Floue d'une Machine Synchrone à aimants permanents', Vol. 1, no.1, Béjaia, 1998.

[7] K. BENMANSOUR, H. REZINE, M.S. BOUCHERIT, 'Commande dans l'espace d'état Robuste d'une Machine Synchrone à aimants permanents', International Conf. SSA2, Vol. 1, Blida, 1999.

[8] P. PILLY, R.KRISHNAN, 'Modeling, Simulation, and Analysis of Permanent Magnet Motors Drives,' IEEE Trans. Ind. Appl. Vol. 25, no.2, March/April 1989, pp. 265-273

[9] S. MARIMOTO, Y. TAKIDA AND T. TAKAO, 'Current Phase Control Methods for Permanent Magnet Synchronous Motors,' Trans. Pow. Elec. Vol. 5, no. 2, April 1990, pp. 133-139.

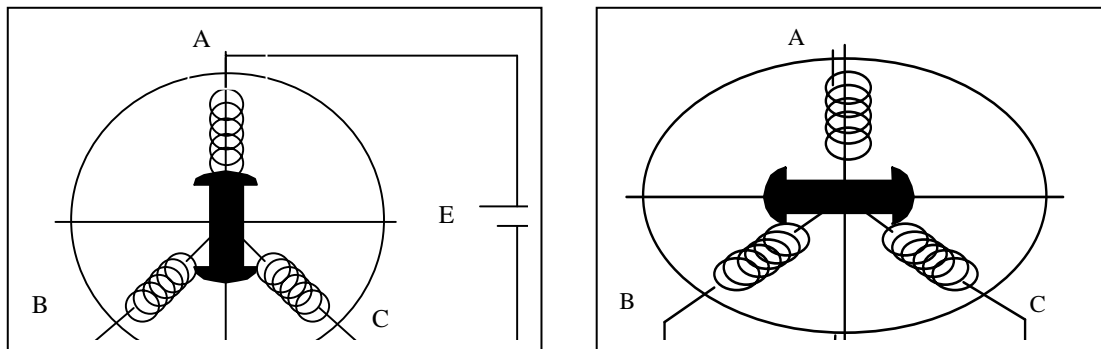


Figure 2: Schémas pour les tests d'identification suivant les axes d et q

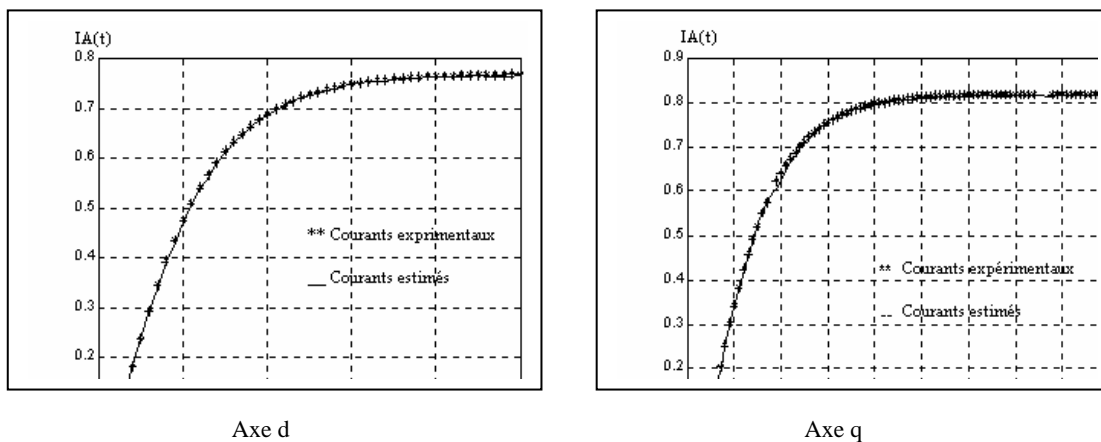


Figure 3: Tests d'identification : Courants expérimentaux et estimés

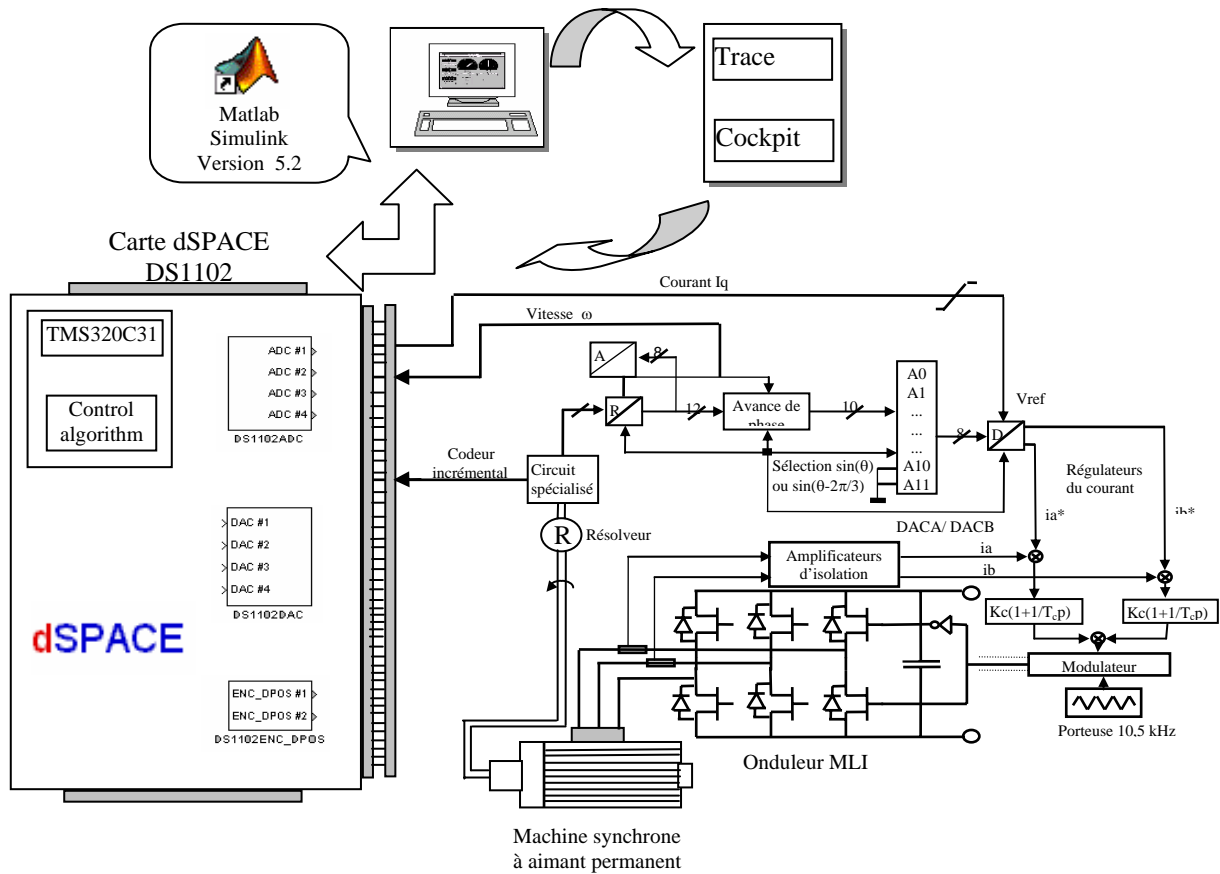


Figure 5: Schéma global des principaux éléments du banc d'essai de la commande de la MSAP

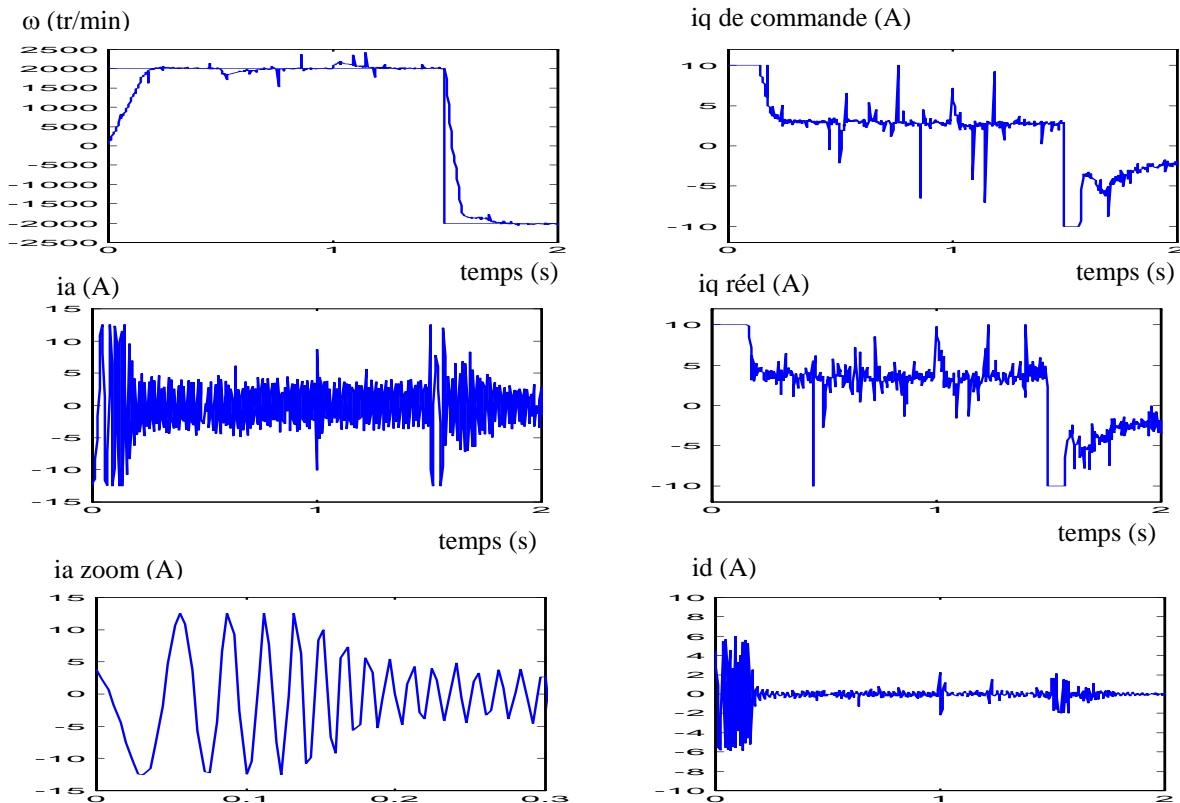


Figure 6: Résultats expérimentaux

CHAPITRE II

Commande Robuste Approche Multi-Modèles de la Machine Synchrones à Aimants Permanents

Introduction

Les entraînements électriques utilisent des correcteurs conventionnels pour le réglage du courant ou de la vitesse ou de la position à cause de sa simplicité et sa stabilité. Dans beaucoup de situations pratiques, certaines caractéristiques physiques peuvent varier au cours du fonctionnement, ce qui amène des variations paramétriques sur le modèle du système. En outre, pour la plupart des systèmes, le modèle mathématique n'est pas connu de façon exacte à cause des approximations simplificatrices dans la modélisation du processus réel. En effet la procédure habituelle est de concevoir le contrôleur en se basant sur un modèle simplifié.

Pour faire face à ces problèmes, nous faisons appel à des régulateurs robustes qui possèdent comme objectif principal, la réduction de l'influence des incertitudes sur les paramètres, des dynamiques négligées, et de la non-linéarité sur la dynamique en boucle fermée. Ainsi, plusieurs approches théoriques ont été développées. Nous citons les travaux d'Ackermann (1985), Evans et Xianya (1985), Ghosh (1986), Soh et Evans (1988) et Mendes (1988).

Nous avons retenu l'approche donnée par Ackermann. Elle est basée sur l'obtention de la région de l'espace paramétrique du régulateur correspondant à tout les régulateurs capables d'assurer la performance du système en boucle fermée pour une valeur déterminée des paramètres du processus, de façon à couvrir les variations significatives en pratique. Finalement, le régulateur est choisi parmi ceux qui sont à l'intersection de toutes les régions obtenues, suivant le critère adopté [Ack 80][Ack 85].

La robustesse d'un régulateur est sa capacité d'assurer la stabilité ou la performance du système face à un type déterminé de perturbations. Plusieurs types de perturbations sont envisageables, soit au niveau des signaux mesurés soit au niveau du modèle mathématique considéré [Ack 85]. Dans ce travail, nous nous intéressons particulièrement à la robustesse par rapport aux imprécisions du modèle mathématique du processus.

Nous consacrons dans ce chapitre à la synthèse de la commande robuste approche multi-modèles. Il s'agit de prendre en compte au moment de la conception de la commande les incertitudes sur les paramètres de la machine afin d'assurer un comportement satisfaisant au système commandé.

L'approche adoptée consiste à traiter simultanément plusieurs placements de pôles relativement à plusieurs modèles (approche multi-modèles). Elle est basée sur l'obtention d'une région de l'espace paramétrique du régulateur correspondant à tous les régulateurs capables d'assurer les performances du système en boucle fermée pour une valeur déterminée des paramètres du processus, de façon à couvrir les variations significatives en pratique. Finalement, le régulateur est choisi parmi ceux qui sont à l'intersection de toutes les régions obtenues, suivant un critère quelconque. Ce chapitre comporte une partie théorique sur la commande robuste, puis l'application expérimentale de cette dernière sur la commande en vitesse et en position de la MSAP.

On robust state feedback control of a permanent magnet synchronous machine drive: an experimental evaluation

K. BENMANSOUR, M.S. BOUCHERIT, M. TADJINE and H. REZINE

This paper presents a theory and an experimental evaluation of robust control algorithm for permanent magnet synchronous machine (PMSM) speed drive fed by voltage source inverter. A simple control model is first obtained by performing field orientation through a nominal linearizing state feedback. Then, the robust control algorithm based on pole placement is applied to the PMSM in order to deal with plant uncertainties. The adopted method uses the notion of geometric stability and the multi-model approach in order to synthesis the state regulation by robust pole placement. To show the validity of our control approach, DSP based experimental results are presented. These results are very satisfactory and prove the feasibility of our control algorithm.

Key words: Permanent magnet synchronous machine, robust control, PWM inverter, field oriented vector control, state regulation, robust control, dSPACE kit, pole placement

1. Introduction

The technological development of Permanent Magnet Synchronous Motor (PMSM) drive has considerably accelerated in order to satisfy the increasing need of various industrial applications in low and medium power range. This is so, since PMSM has simple structure, high efficiency and elevated torque/inertia ratio [3] [31]. However, the dynamical model of PMSM is nonlinear coupled and is subjected to parameter uncertainties since the physical parameters are time variant. Indeed, the inductances change in presence of the saturation phenomena of the magnetic core and resistances increase due to the temperature rise in the motor. As consequence, the design of robust controller becomes a relevant challenge.

The control of PMSM has become an active domain of research over the last years. Different control methods such as field oriented control (FOC), feedback linearization

K. Benmansour, M. Boucherit and M. Tadjine are with Laboratoire de Commande des Processus, Département de génie électrique, Ecole nationale polytechnique 10, Avenue Pasteur, Hassen Badi, El-Harrach, Alger, Algeria. Fax: (213) 21 52 29 73, e-mail: k_benmansour@yahoo.fr. H. Rezine is with Laboratoire de Contrôle et Commande, U.E.R d'automatique, EMP BP 17, Bordj-El Bahri, 35320 Boumerdes, Alger, Algeria.

Received 29.09.2004., revised 14.01.2005.

control, sliding mode control passivity approach, and adaptive control have been reported in the literature. The FOC ensures partial decoupling of the plant model using a suitable transformation and then PI controllers are used for tracking errors regulation. The high performance of such strategy may be deteriorated in practice due to the plant uncertainties [22][29]. Exact input-output feedback linearization of PMSM model can be obtained using tools from differential geometry. This method cancels the nonlinear terms in the plant model which fails when the physical parameters vary [10][27][19]. By contrast, passivity based control does not cancel all the nonlinearities but enforces them to be passive, i.e. dissipating energy and hence ensures tracking regime [2]. Sliding mode control (SMC) is widely applied in PMSM drive because of its easiness and attractive robustness properties [16][25]. On the other hand, SMC exhibits high gain when the controlled system is subjected to large parametric variations. This latter property limits the application of such control scheme. To overcome this problem, many authors propose to use combined structure of sliding mode and adaptive control, leading to reduced gain sliding mode control and robustness against matched and unmatched uncertainties [11][17][23]. Hence, the authors of [11] use adaptive backstepping procedure for speed control to compensate the uncertainties that remain after the use of input-output linearization. Fuzzy logic and neural networks are also largely applied to PMSM drive and several control schemes have been developed. The main feature of such methods is their intrinsic robustness as they do not require precise knowledge of the plant model [14][28][30][21]. These approaches may introduce some time constraints in real time applications.

This article is devoted to a theory and an experimental evaluation of robust control algorithm for PMSM speed drive fed by voltage source inverter. A simple control model is first obtained by performing field orientation through a nominal linearizing state feedback. Then, the robust control algorithm based on adequate pole placement suggested by Ackermann [2] is applied to the PMSM in order to deal with parametric uncertainties that are unavoidable in practice. The adopted method uses the notion of geometric stability and the multi-model approach in order to synthesis robust pole placement. The validity of our control approach is tested on dSPACE KIT DS1102. The obtained results are very satisfactory and prove the feasibility of our control algorithm.

2. Problem formulation

The PMSM is generally described in terms of rotor fixed axis components, where the (direct)-axis components refer to an equivalent circuit whose magnetic axis is usually aligned with the rotor magnetization axis, and the quadrature-axis components refer to an equivalent circuit whose magnetic axis is orthogonal and advances the direct axis in the sense of rotation (Fig. 1). According to the Park theory, the (dq) variables and the actual ones in the natural three-phase system (abc) are related by the so-called abc/dq

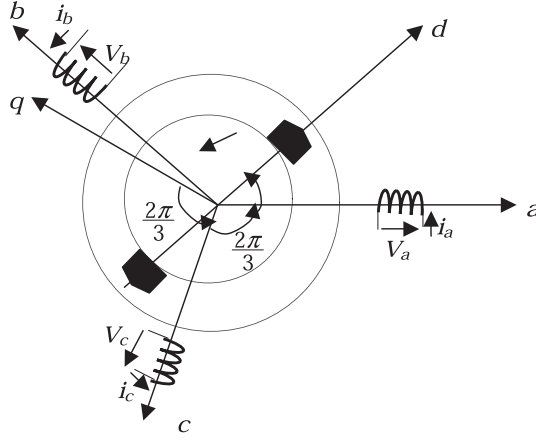


Figure 1. Stator and Park frames

transformation or Park transformation given by [31]

$$X_{dq} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ \sin(\theta) & \sin(\theta - 2\pi/3) & \sin(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} X_{abc} \quad (1)$$

where θ denotes the rotor position. The inverse transformation relating the (dq) axis to the (abc) one is given by

$$X_{abc} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ \cos(\theta - 2\pi/3) & \sin(\theta - 2\pi/3) \\ \cos(\theta + 2\pi/3) & \sin(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} X_{dq}. \quad (2)$$

Let us denote the $(d-q)$ current components by (i_d, i_q) , the rotor rotating pulsation by ω_r , and the linkage fluxes by (Φ_d, Φ_q) , whereas the rotor voltage components by (v_d, v_q) . The analytical model for the PMSM in the (dq) frame is given by [3][31]:

$$\begin{aligned} v_d &= R_s i_d + \frac{d\Phi_d}{dt} - p\omega_r \Phi_q, \\ v_q &= R_s i_q + \frac{d\Phi_q}{dt} + p\omega_r \Phi_d, \end{aligned} \quad (3)$$

the corresponding fluxes are given by:

$$\begin{aligned} \Phi_d &= L_d i_d + \phi_f, \\ \Phi_q &= L_q i_q, \end{aligned} \quad (4)$$

where R_s is the phase resistor, p is the number of magnetic pole pairs in the motor, L is cyclic inductance and ϕ_f is the fixed flux produced by rotor magnets. The torque

produced by the motor and the mechanical equation are given by

$$\begin{aligned} C_{em} &= p(\Phi_d i_q + (L_d - L_q) i_q i_d), \\ J \frac{d\omega_r}{dt} &= C_{em} - \Gamma_r - k_f \omega_r, \end{aligned} \quad (5)$$

where Γ_r is the load torque, k_f is the friction coefficient, and J is the moment of inertia.

Let the state vector and the control vector be respectively represented by: $X = (x_1 \ x_2 \ x_3)^T = (i_d \ i_q \ \omega_r)^T$; $u = (u_1 \ u_2)^T = (v_d \ v_q)^T$. Using these notations, and assuming that $L_d = L_q = L$, the dynamics (3-5) of the PMSM take the form:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = f_1(X) + bu_1; & f_1(X) = -a_1 x_1 + a_2 x_2 x_3 \\ \dot{x}_2 = f_2(X) + bu_2; & f_2(X) = -a_1 x_2 - a_2 x_1 x_3 - a_3 x_3 \\ \dot{x}_3 = f_3(X) - d(t); & f_3(X) = a_5 x_2 - a_4 x_3 \text{ and } d(t) = a_6 \Gamma_r \\ y_1 = x_1 \text{ and } y_2 = x_3 \end{cases} \quad (6)$$

The coefficients (a_1, \dots, a_6) are related to the PMSM parameters by:

$$a_1 = \frac{R_s}{L}; \quad a_2 = p; \quad a_3 = \frac{p \theta_f}{L}; \quad a_4 = \frac{k_f}{J}; \quad a_5 = \frac{p \theta_f}{J}; \quad a_6 = \frac{1}{J}; \quad b = \frac{1}{L}. \quad (7)$$

The state space model (6) is generally used to derive control laws for controlling PMSM. The dynamic (6) is a square non-linear system where the input $u(t)$ and the output $y(t)$ are such that $u(t) \in R^2$ and $y(t) \in R^2$. Functions $f_i(\cdot)$ are continuous and due to physical considerations, the coefficients (a_1, \dots, a_6) are positive bounded.

Besides, the PMSM produces optimal electromagnetic torque when the stator current component i_d takes a determined value i_{dref} . This must be zero ($i_{dref} = 0$) when the magnets are mounted on the rotor surface, i.e. the case of a smooth pole machine ($L_d = L_q$). So, the control objective is to constrain the state i_d to take the value $i_{dref} = 0$ and to track a desired reference for the speed ω_r . To this end, the control law is constructed using field oriented control together with a robust pole placement with respect to parametric variations and load disturbances.

3. Field oriented vector control

The field oriented strategy is based on the following fundamental observation: when the current i_d is zero, the PMSM plant model (6) becomes equivalent in the q axis to that of a DC machine and the produced torque is proportional to the current i_q . Using the PMSM model in which i_d is set to zero and assuming that electrical dynamics is much faster than the mechanical dynamics classical linear control methods such as PI regulators can be used to regulate the speed ω_r by controlling the current i_q and hence the torque C_{em} [22][29]. More precisely, the field oriented control works as follows: from the speed error $e = \omega_r - \omega_{ref}$ the PI speed controller generates the torque reference and

hence the current reference i_q^* needed to regulate the speed error e . Then, the current regulator imposes the latter reference value to i_q by computing the adequate control voltage v_q . The current i_d is maintained null using suitable voltage v_d .

Considering the PMSM plant model (6) the resulting control signal ensuring field oriented control is given by:

$$\begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} b & 0 \\ 0 & b \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} \quad (8)$$

where

$$v = \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} k_1 e_1 + k_2 \int e_1 \\ k_3 e_2 + k_4 \int e_2 \end{bmatrix}$$

is an auxiliary control signal used to stabilize the resulting linear system with $e_1 = i_d$ and $e_2 = i_q - i_q^*$. The gains k_i are control parameters of the linear system designed by traditional approaches. Notice that this method does not cancel the non linear terms in the plant model and ensures partial decoupling. Furthermore, the current i_d control loop must be faster to improve field orientation.

4. The proposed robust state feedback control

Assuming field orientation (i.e. taking $i_d = 0$) in (6), one gets the following PMSM model

$$\begin{cases} \dot{x}_2 = f_2(X) + bu_2; & f_2(X) = -a_1x_2 - a_3x_3 \\ \dot{x}_3 = f_3(X) - d(t); & f_3(X) = a_5x_2 - a_4x_3 \quad \text{and} \quad d(t) = a_6\Gamma_r \end{cases} \quad (9)$$

The proposed state feedback is given by the following dynamical system:

$$\dot{x}_4 = [x_3 - \omega_{ref}] \quad (10)$$

$$u_2 = -[k_1x_2 + k_2x_3 + k_r x_4 + k_\omega \omega_{ref} + k_d \Gamma_r]. \quad (11)$$

This controller has an internal state x_4 which is the integral action on the speed error $e = \omega_r - \omega_{ref}$. The closed loop system (9)-(11) is then given by the state space model

$$\begin{aligned} \dot{X} &= AX + B\omega_{ref} + Tv(t) \\ Y &= CX \end{aligned} \quad (12)$$

where $X = [x_2, x_3, x_4]^T$, $Y = x_3$, $v(t) = \Gamma_r$. The involved matrices are defined by

$$A = \begin{bmatrix} -a_1 - bk_1 & -a_3 - bk_2 & -bk_r \\ a_5 & -a_4 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}, \quad (13)$$

$$B = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ -1 \end{bmatrix}, \quad T = \begin{bmatrix} 0 \\ -a_6 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad \text{and} \quad C = [0 \ 1 \ 0].$$

The closed loop polynomial characteristic is given by

$$\pi_c(s) = s^3 + (a_4 + a_1 + bk_1)s^2 + (a_4a_1 + ba_4k_1 + a_5a_3 + ba_5k_2)s + ba_5k_r. \quad (14)$$

It is worth noticing that the PMSM parameters a_i vary with the operating point. This is often due to heating, non linear magnetisation characteristic or moment of inertia variation. In these cases, robust control methods can be applied. These controllers have fixed coefficients and are designed in order to obtain a satisfactory dynamics behaviour in the whole working range in spite of system parameter variations.

One method that is well adopted to state control consists in assigning a pole domain (proposed by Ackermann in 1994). Thus we obtain a corresponding domain for the controller coefficients. This domain depends on the system parameters. By varying this one, we define several corresponding controller coefficients domains. If there is an intersection area common to all these domains, the controller coefficients located in this area ensure all the poles of closed system stay in the assigned domain and that certain damping conditions are guaranteed in the whole working range. The problem of the state robust control dimensioning consists of imposing an acceptable domain of the poles in the S plain. Consequently one obtains a certain corresponding domain for the closed loop coefficients in the space P , as well as a domain for the coefficients in the negative state feedback in the space K . One has

$$\pi_c(s) = (\alpha^T \ 1)S = 0 \quad \text{with} \quad \alpha^T = (\alpha_0 \ \alpha_1 \ \alpha_2) \quad \text{and} \quad S^T = (1 \ s \ s^2 \ s^3) \quad (15)$$

$$\alpha_0 = ba_5k_r, \quad \alpha_1 = a_4a_1 + ba_4k_1 + a_5a_3 + ba_5k_2, \quad \alpha_2 = a_4 + a_1 + bk_1. \quad (16)$$

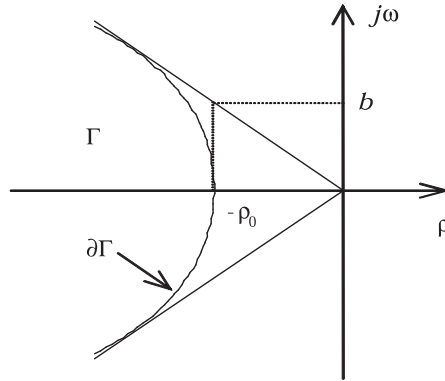
In order to design the complex poles limit, it is necessary to define a domain in which the three closed loop poles can vary with acceptable dynamics. Fig. 2 shows the chosen domain.

This area of stability is described by the following hyperbole equation:

$$\partial\Gamma : \left(\frac{\rho}{a}\right)^2 - \left(\frac{\omega}{b}\right)^2 = 1, \quad \rho \leq -a$$

$$\xi : \text{relative damping coefficient} \quad (17)$$

$$\text{with} \quad a = \rho_0 \quad \text{and} \quad b^2 = \rho_0^2 \frac{1 - \xi^2}{\xi^2}$$

Figure 2. Area of stability in the plan S

In order to have the image of this area in the controller parameter space K , it is necessary to calculate, on one hand, the complex limit formed by the movement of a pair of conjugated complex poles along the contour $\partial\Gamma$ and on the other hand the real pole limit which presents the image of a fixed pole at $-\rho_0$ in the space K . One has

$$(\alpha^T \ 1) \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ -\beta_0 & -\beta_1 \\ \beta_0\beta_1 & \beta_1^2 - \beta_0 \end{pmatrix} = (0 \ 0) \quad (18)$$

with $\beta_1 = 2\rho$ and $\beta_0 = \rho^2 + \omega^2 = \left(\left(\frac{b}{a}\right)^2 + 1\right)\rho^2 - b^2$.

The real pole limit is defined by the intersection of the contour $\partial\Gamma$ with the real axis and is given by

$$(\alpha^T \ 1) \begin{pmatrix} 1 \\ -\rho_0 \\ \rho_0^2 \\ -\rho_0^3 \end{pmatrix} = 0. \quad (19)$$

Hence, we got in (18)-(19) a linear system equation of degree 3. Solving this system with respect to the controller parameters k_1 , k_2 and k_r defines the state feedback (11). For the determination of the coefficient k_w of the direct intervention of the reference value, we use the method of compensation of a real pole of the closed loop system, therefore: $k_w = \frac{k_r}{1-z_i}$; z_i being the pole to be compensated. Furthermore, for the coefficient k_d of the direct intervention of the load torque Γ_r , we used the method imposing the null steady state error.

Assuming that the variation of the moment of inertia can be modeled by the following discrete values ($J_n, J_2 = 1.5J_n, J_3 = 2J_n, J_4 = 2.5J_n, J_5 = 3J_n$) where J_n is the nominal value of J , we have plotted in Fig. 3 the evolution of the gains k_2 and k_r for a

fixed k_1 . For a robust dimensioning, it is necessary to choose for k_2 and k_r the values belonging to the common intersection of the various areas of stability in the plain K .

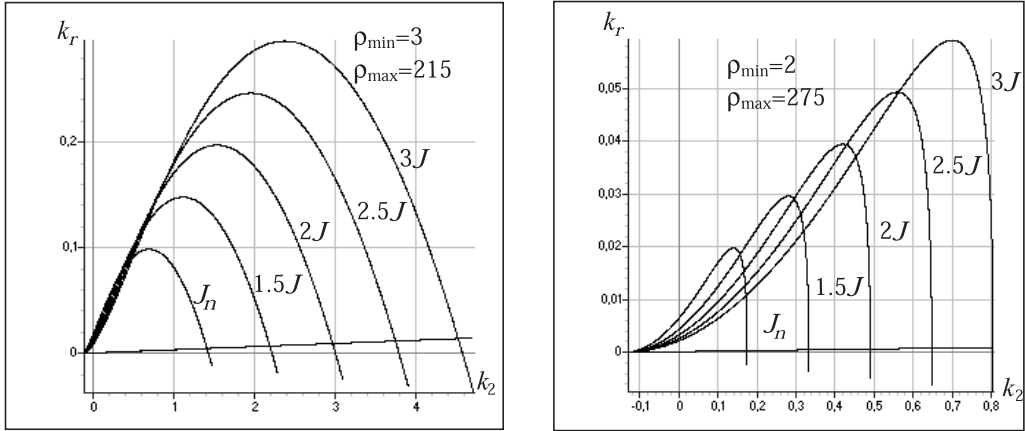


Figure 3. Stability area in space k_2, k_r , for $k_1 = 0$

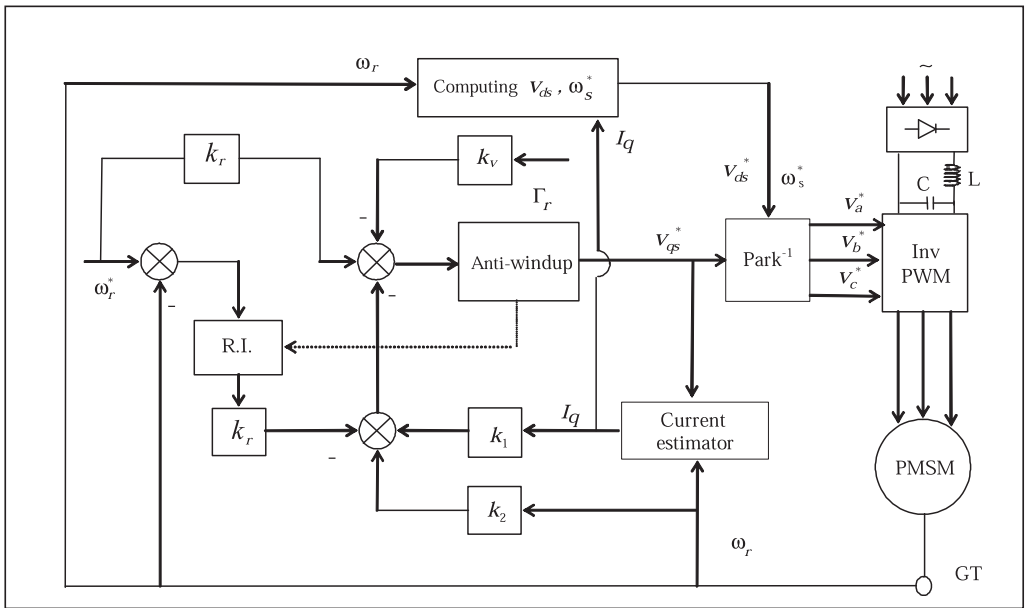
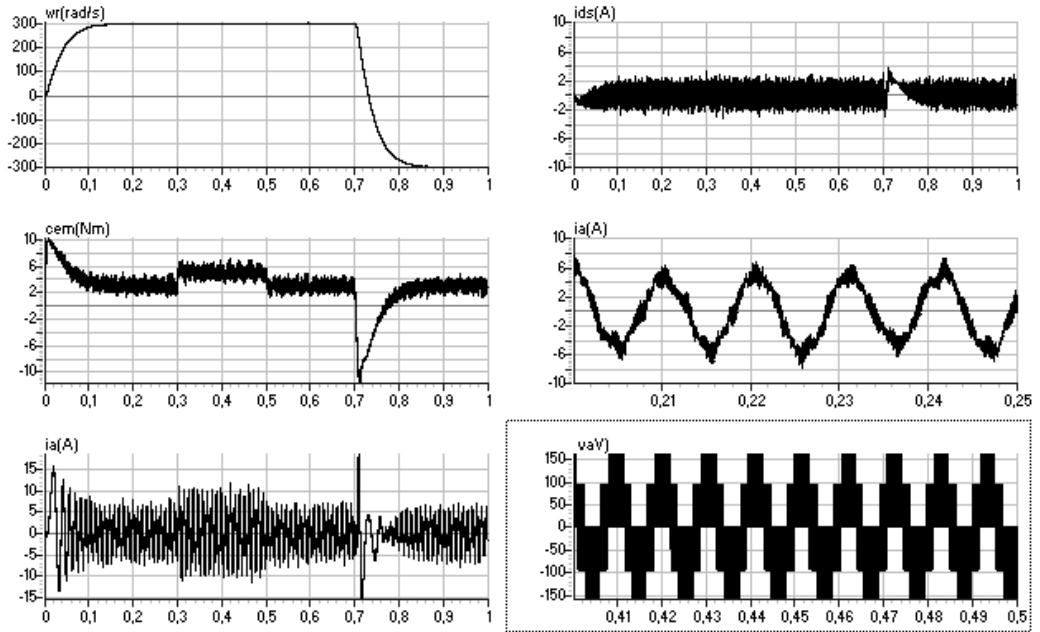
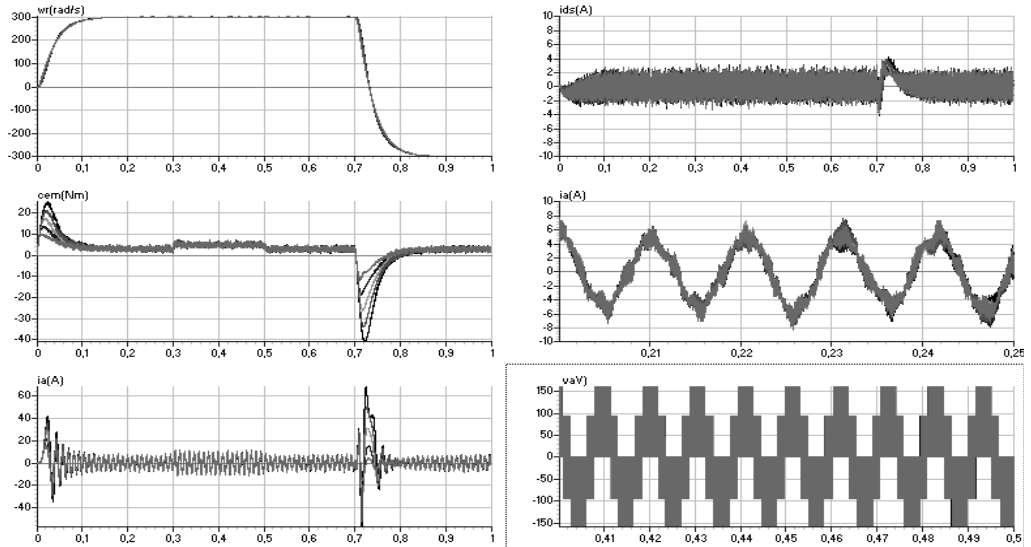


Figure 4. Block diagram of PMSM speed control by state feedback

Figure 5. Robustness test versus the moment of inertia J_n Figure 6. Robustness test versus the moment of inertia $J_i i = 1, 5$

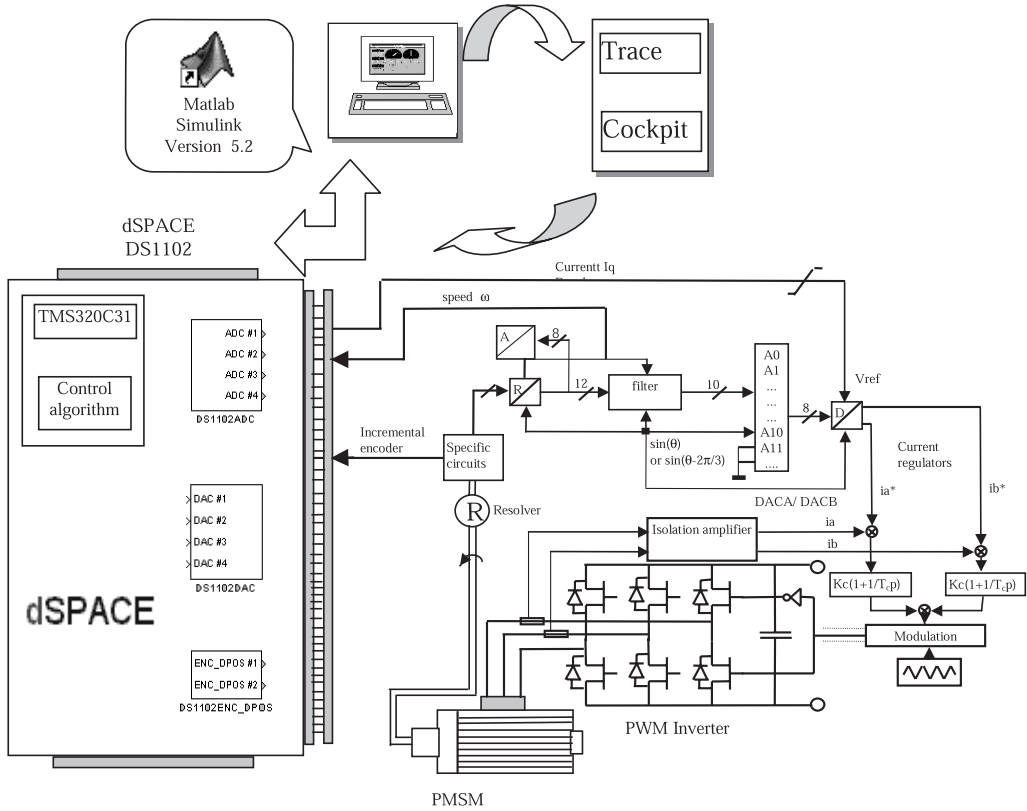


Figure 7. Global scheme of the experimental setup

5. Simulations

The block diagram as shown in Fig. 4 has been simulated. Results shown in Fig. 5 concern a starting with a step speed from 0 to 300 rpm, then an inversion of the direction of rotation between ± 300 rpm. Fig. 6 illustrates the performances of the control versus the parametric variations, we carried out the test of robustness opposite to the variation of the moment of inertia: we introduced two overvaluations of the moment of inertia of the revolving mass, one of J_n and the other of $3J_n$.

6. Experimental evaluation

The experimental setup realized based on the DS1102 dSPACE kit (Fig. 7) gives the global scheme of the experimental setup. This kit allows real time implementation of PMSM speed drive, it includes several functions such as analog/digital converters and digital signal filtering. In order to run the application we must write our control

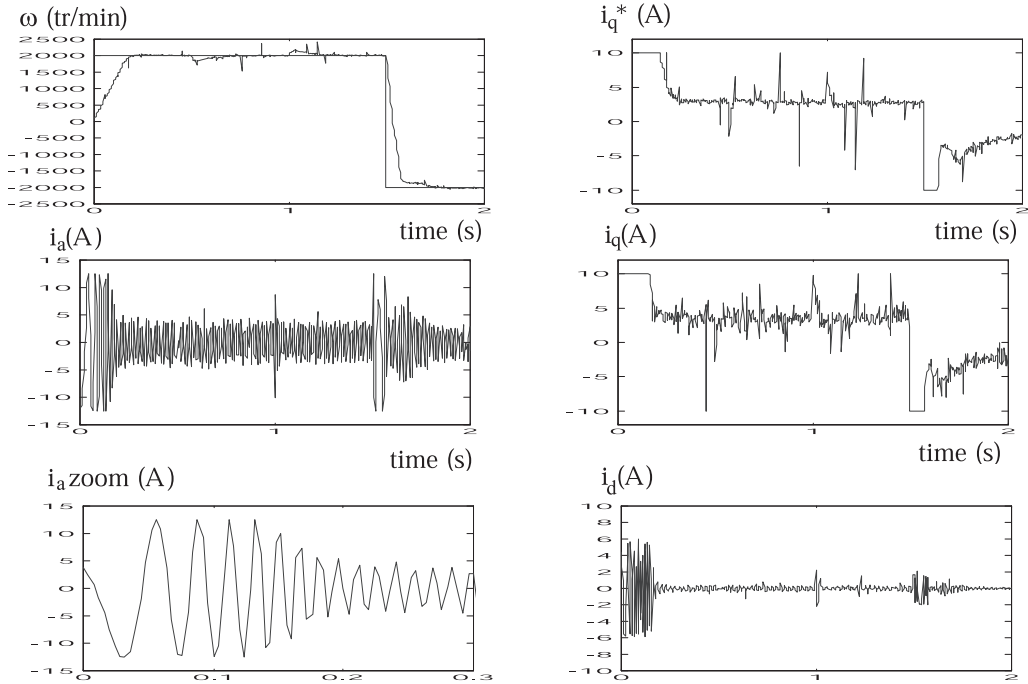


Figure 8. Experimental results of PMSM speed drive using robust controller against J

algorithm in C language. Then, we use the RTW and RTI packages to compile and load the algorithm on processor. To visualize and adjust the control parameters in real time we use the software control-desk which allows conducting the process by the computer.

The experimental results of Fig. 8 are obtained under the following test conditions: starting in charge to 2000rpm, application of a load torque equal to 1.5 Nm between instants, $t = 0.5\text{sec}$ and 1sec and speed inversion to -2000rpm.

The results show that currents in $(d - q)$ frame and the real currents are practically identical. The real direct current is zero in established regime, ensuring decoupling in the inversion phase. The regulation reacts good to the variation of the current perturbation and we got satisfactory speed tracking.

7. Conclusions

In this paper, we have proposed an experimental evaluation of a robust pole placement based field oriented method in the problem of speed tracking for PMSM. The obtained results show an interesting robustness quality. The principle of the vector control associated to robust pole placement state feedback control present very satisfactory results opposite to the mechanical parametric variation.

References

- [1] M. KRISTIC, I. KANELLAKOPOULOUS and P.V. KOKOTOVIC: Nonlinear and adaptive control. New York, Wiley, 1995.
- [2] P.J. NICKLASSON, R. ORTEGA and G. ESPINOZA-PEREZ: Passivity based control of a class of Blondel-Park transformable electric machines. *IEEE Trans. on Automatic Control*, **42**(1), (1997), 648-658.
- [3] P. PILLAY and R. KRISHNAN: Modeling simulation and analysis of permanent magnet motor drive. Part I: The permanent magnet synchronous motor drive. *IEEE Trans. on Industry Applications*, **28**(19), (1989), 265-273.
- [4] M.T. HOU and C.Y. LIN: PID controller design for robust performance. *IEEE Trans. on Automatic Control*, **48**(8), (2003), 1404-1409.
- [5] A. DATTA, M.T. HOU and S.P. BHATTACHARYYA: Structure and synthesis of PID controllers. London, U.K., Springer-Verlag, 2000.
- [6] K. ZHOU, J.C. DOYLE and K. GLOVER: Robust and optimal control. Upper Saddle River, NJ, Prentice-Hall, 1996.
- [7] V. SANTIBANEZ and R. KELLY: A class of nonlinear PID global regulators for robot manipulator. *Proc. IEEE Conf. on Robotics & Automation*, Leuven, Belgium, (1998), 3601-3606.
- [8] B. AMSTRONG, D. NEEVEL and T. KUSIK: New results in NPID control tracking, integral control, friction compensation and experimental results. *IEEE Trans. on Control Systems Technology*, **9**(2), (2001), 399-406.
- [9] A.R. BENASKEUR and A. DESBIENS: Backstepping based adaptive PID control. *IEE Proc. Control Theory Application*, **149**(1), (2002), 54-59.
- [10] M. BODSON and J. CHIASSON: Differential geometric methods for control of electric motors. *Int. J. Robust Nonlinear Control*, **8** (1998), 923-954.
- [11] J. ZHOU and Y. WANG: Adaptive backstepping speed controller design for permanent magnet synchronous motor. *IEE Proc. Electric Power Application*, **149**(2), (2002), 165-170.
- [12] S.D. GENNARO: A note on the nonlinear H_∞ control for synchronous motors. *Proc. IEEE Conf. Decision & Control*, Sydney, Australia, (2000), 907-911.
- [13] S. LAGHROUCHE, F. PLESTAN, A. GLUMINEAU and R. BOISLIVEAU: Robust second order sliding mode control for a permanent magnet synchronous motor. *Proc. IEEE ACC*, (2003), 4071-4076.

-
- [14] M.A. ABIDO, M. NASIR UDDIN and M.A. RAHMAN: A new fuzzy logic controller based IPM synchronous motor drive. *Proc. IEEE Electric Machines and Drives Conf.*, (2003), 1795-1801.
- [15] T.L. HSEIN, M.C. TSAI and Y.Y. SUN: Robust speed control of permanent magnet synchronous motors :design and experiments. *Proc. IEEE 22nd IECON Conf.*, (1996), 1177-1182.
- [16] J.X. XU, Q.W. JIA and T.H. LEE: Analysis of adaptive robust backstepping control schemes for PM synchronous motors. *Proc. IEEE Conf. on Decision and Control*, (1996), 3516-3521.
- [17] F.J. LIN, S. L. CHIU and K.K. SHYU: Adaptive control of PM synchronous motor drive using VSS approach. *Proc. IEEE 22nd IECON Conf.*, (1996), 1740-1745.
- [18] Z. KOVACIC, S. BODAN and M. PUNCEC: Adaptive fuzzy logic control based on integral criterion. *Proc. IEEE Int. Symp. on Intelligent Control*, (2000), 55-60.
- [19] M. VILATHGAMUWA, M.A. RAHMAB and K.J. TSENG: Nonlinear control of interior permanent magnet synchronous motor. *Proc. IEEE Industry Applications Conf.*, (2000), 1115-1120.
- [20] K.H. KIM and M.J. YOUN: A simple and robust digital current control scheme of a PMSM using time delay control approach. *Proc. IEEE Industry Applications Conf.*, (2000), 1698-11696.
- [21] I. ZULKIFILI and E. LEVI: A comparative analysis of fuzzy logic and PI speed control in high performance AC drives using experimental approach. *IEEE Trans. on Industry Applications*, **38**(5), (2002), 1210-1218.
- [22] M. TURSINI, F. PARASILITI and D. ZHANG: Real time gain tuning of PI controllers for high performance PMSM drives. *IEEE Trans. on Industry Applications*, **38**(4), (2002), 1018-1026.
- [23] M.E. ELBULUK, L. TONG and I. HUSSIAN: Neural network based model reference adaptive systems for high performance motor drives and motions control. *IEEE Trans. on Industry Applications*, **38**(3), (2002), 879-886.
- [24] K.K. SHIU and C.K. LAI: Incremental motion control of synchronous reluctance motor via multisegment sliding mode control method. *IEEE Trans. on Control systems Technology*, **10**(2), (2002), 169-176.
- [25] F.J. LIN and S. L. CHIU: Adaptive fuzzy sliding mode control for PM synchronous servo motor drives. *IEE Proc. Control theory and Application*, **145**(1), (1998), 63-72.

- [26] J. J. E. SLOTINE and W. LI: Applied Nonlinear Control. Englewood Cliffs, NJ, Prentice-Hall, 1991.
- [27] K.H. KIM and M.J. YOUN: A nonlinear speed control of PM synchronous motor using a simple disturbance estimation technique. *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, **49**(3), (2002), 524-535.
- [28] N. NASIR UDDIN , M.A. ABIDO and M. AZIZUR RAHMAN: Developpement and implementation of a hybrid intelligent controller for IPM synchronous motor drive. *IEEE Trans. on Industry Application*, **40**(1), (2004), 68-76.
- [29] K.I. SALEH, O.A. MOHAMMED and M.A. BADR: Field oriented vector control of synchronous motors with additional field winding. *IEEE Trans. on Energy Conversion*, **19**(1), (2004), 95-101.
- [30] F.J. LIN and C. H. LIN: A permanent magnet synchronous motor servo drive using self constructing fuzzy NN controller. *IEEE Trans. on Energy Conversion*, **19**(1), (2004), 66-72.
- [31] P.C. KRAUSE: Analysis of electric machinery. McGraw-Hill, New York, 1986.

Analyse géométrique de la commande robuste en position de la machine synchrone à aimants permanents

Khelifa BENMANSOUR**, Mohamed. S. BOUCHERIT*, Mohamed DJEMAI** et Hacem REZINE*

* *Laboratoire de Commande des Processus, Département du Génie Electrique, Ecole Nationale Polytechnique, 10, ave Hassen Badi, BP. 182, El-Harrach Alger, Algérie.*
k_benmansour@yahoo.fr

** *Equipe Commande des Systèmes, ENSEA.*
6 Avenue du Ponceau, 95014 Cergy-Pontoise Cedex, France,
Courriel : djemaï@ensea.fr

Résumé — Dans cet article, nous développons une nouvelle approche de la commande robuste de position des machines synchrones à aimants permanents. Le but de la commande est de permettre de réduire l'influence de la variation paramétrique électrique et mécanique sur les performances dynamiques du système. Cette approche est basée sur l'implantation des algorithmes de commande en position à placement de pôles robuste. En utilisant une carte dSPACE, la réalisation pratique sur une machine réelle a été effectuée.

Mots clés — Machine synchrone à aimant permanent, Commande robuste, Limite complexe, limite réelle, variations paramétriques, dSPACE, commande en position.

I. INTRODUCTION

Les progrès technologiques enregistrés dans le domaine de l'informatique industriel et des aimants permanents ont permis de concevoir des servomoteurs à aimants de plus en plus performants. Ces derniers sont actuellement les mieux placés pour répondre aux exigences des applications telles que la robotique, les machines outils, la technologie de l'espace (actionneurs d'aviation, de satellites) et d'une manière générale dans les systèmes embarqués. L'étude de la commande des machines synchrones à aimants permanents (MSAP) par la méthode du flux orienté se distingue comme un outil puissant et efficace, dotant la machine de performances dynamiques aussi satisfaisantes que celles obtenues avec une machine à courant continu ([1][9]).

Cependant, le modèle mathématique global de l'ensemble Convertisseur-Machine reste non linéaire et couplé. Les entraînements électriques utilisent des correcteurs conventionnels de type proportionnel intégrale (PI) pour le réglage du courant ou de la vitesse ou de la position à cause de leur simplicité et leur stabilité. En pratique, les paramètres du moteur peuvent varier et le contrôleur PI conventionnel ne permet plus d'avoir les qualités de réglage exigées ([7][5]).

En outre, pour la plupart des systèmes, le modèle mathématique n'est pas connu exactement. La procédure habituelle consiste à concevoir le contrôleur en se basant sur un modèle simplifié et avec des paramètres physiques nominaux. Cette simplification entraîne aussi des incertitudes

supplémentaires sur les paramètres du modèle. Pour faire face à ces problèmes et afin d'assurer des performances des cahiers de charge de plus en plus exigeants, on fait appel à des régulateurs robustes ([2][8]).

L'approche robuste consiste à imposer un domaine des pôles admissible dans le plan des pôles (S), par conséquent nous obtenons un certain domaine correspondant pour les coefficients en boucle fermée dans l'espace de polynôme (P), ainsi qu'un domaine pour les coefficients dans la contre-réaction d'état dans l'espace de coefficients (K). L'intersection des différentes régions de stabilité dans l'espace K associées aux variations possibles d'un paramètre physique présente la solution de robustesse vis-à-vis de ce paramètre. Le régulateur calculé par cette méthode présente un comportement très satisfaisant pour n'importe quel point du domaine des coefficients robustes.

Dans ce papier, nous avons développé et implémenté expérimentalement l'approche proposée en utilisant la carte dSPACE. Elle est basée sur l'obtention de la région de l'espace paramétrique du régulateur correspondant à tous les régulateurs capables d'assurer les performances du système en boucle fermée pour une valeur déterminée des paramètres du processus, de façon à couvrir les variations significatives en pratique. Finalement, le régulateur est choisi parmi ceux qui sont à l'intersection de toutes les régions obtenus ([3][8]).

II. MODELE DE LA MACHINE

Le système à régler est une machine synchrone à aimants permanents, disposés sur la surface du rotor. Il s'agit d'aimants à terre rare de très grande résistivité dont les courants induits dans le rotor sont négligeables. Le modèle de la machine, exprimé dans le référentiel de Park lié au rotor, s'écrit ([9][4]) :

$$V_d = R i_d + \frac{d\Phi_d}{dt} - \omega_r \Phi_q$$

$$V_q = R i_q + \frac{d\Phi_q}{dt} + \omega_r \Phi_d$$

$$\Phi_d = L_d i_d + \phi_f$$

$$\Phi_q = L_q i_q$$

Les équations mécaniques sont

$$C_{em} = p(\phi_d i_q + (L_d - L_q) i_q i_d)$$

$$j \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - C_r - k_f \Omega$$

L'intérêt d'une commande vectoriel est de réduire la complexité de l'algorithme de commande (réduction du taux de calcul à réaliser sur une période d'échantillonnage) et par conséquent la réduction du coût de sa réalisation pratique [9], mais tout en gardant des performances élevées. La structure de commande peut être simplifiée d'une part au niveau du découplage et d'autre part au niveau des régulateurs.

Le courant i_d est donc maintenu nul, pour autant que le découplage soit parfaitement réalisé, la tension de commande V_d^* est calculée par l'équation :

$$V_d^* = -\omega L_q i_{qe}^*$$

Par contre, la tension V_q^* est fournie par un régulateur de position robuste. Elle permet de commander le couple développé par la machine synchrone de la même manière que le couple développé par la machine a courant continu.

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_q \\ \omega \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{R}{L_q} & -\frac{\phi_r}{L_q} \\ \frac{\phi_r p^2}{J} & -\frac{f}{J} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_q \\ \omega \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \end{pmatrix} v_q + \begin{pmatrix} 0 \\ -\frac{p}{J} \end{pmatrix} C_r \\ y_s = \omega \end{cases}$$

III. THEORIE DE L'APPROCHE

Lors de l'imposition des pôles, on n'impose pas un certain nombre de pôles bien distincts mais un domaine bien défini dans le plan S. Par conséquent on obtient un certain domaine dans l'espace K des coefficients. Les limites de ce domaine variaient lorsque les paramètres du système à régler sont variables ([2], [3]). Comme il est représenté sur la figure(1).

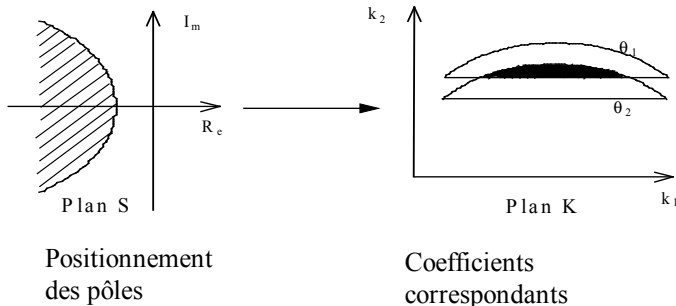


Fig1: Image du domaine des pôles dans l'espace des coefficients de la contre-réaction d'état.

Domaine des pôles imposés

Le domaine des pôles à imposer par la suite est représenté par la figure suivante:

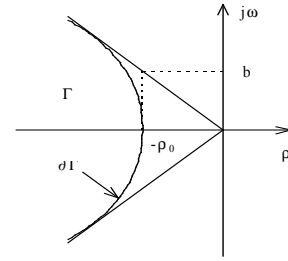


Fig2: Domaine des pôles imposés dans le plan S.

L'équation de cette hyperbole est donnée par:

$$\partial\Gamma: \rho^2 - \omega^2 = \rho_0^2 \quad ; \quad \rho \leq -\rho_0$$

Les pôles complexes conjugués qui varient sur le contour sont à parties réelle et imaginaire égales en concordance avec un amortissement relatif optimal. Les pôles complexes conjugués variant le long de la délimitation du domaine des pôles contribuent à la délimitation du domaine dans le plan K.

On obtient également une délimitation du domaine dans le plan K, en tenant un pôle constant à $-\rho_0$ et en faisant varier les autres pôles. Par conséquent, on doit traiter séparément la limite des pôles complexes et la limite des pôles réelles.

1) La limite complexe

Le système continu à régler avec régulateur intégrateur est donné par:

$$\dot{x} = Ax + Bu + B_w w$$

$$y_c = C^t x$$

La loi de commande est la suivante: $u = -k^t x + K_w w - K_v v$

Avec:

$k^t = (K_s^t \quad -K_r)$: la matrice de retour d'état.

$x = (x_s \quad x_r)^t$: vecteur d'état augmenté.

w : grandeur de consigne.

V : grandeur de perturbation.

Il est possible de déterminer k^t en utilisant l'équation suivante ([3]):

$$k^t = (\alpha^t \quad 1)E$$

ou le vecteur $\alpha^t = (\alpha_0 \quad \alpha_1 \quad \dots \quad \alpha_{n-1})$ réunit les coefficients de l'équation caractéristique en boucle fermée suivante:

$$P(s) = \det(sI - A + Bk^t) = \sum_{i=0}^n \alpha_i s^i = 0 \quad \alpha_n = 1$$

La matrice E est donnée par la relation:

$$E = \begin{pmatrix} e^t \\ e^t A \\ \vdots \\ e^t A^{n-1} \end{pmatrix} \quad \text{et} \quad \begin{cases} e^t = (0 \quad \dots \quad 1) Q_c^{-1} \\ Q_c = \begin{pmatrix} B & AB & \dots & A^{n-1} B \end{pmatrix} \end{cases} \quad \text{avec} \quad ;$$

Pour calculer la limite complexe, deux pôles doivent être imposés variés le long du contour complexe. Les (n-2) pôles restant ne peuvent pas être disposer librement ([2]). Afin de réaliser ce placement de pôles, il faut décomposer le polynôme caractéristique de la façon suivante :

$$P(s) = Q(s)R(s) \quad \text{avec}$$

$$Q(s) = s^2 + \beta_1 s + \beta_0$$

$$R(s) = \sum_{i=0}^{n-2} \delta_i s^i \quad \delta_{n-2} = 1$$

Les coefficients du polynôme Q(S) sont donnés par:

$$\beta_1 = 2\rho \quad \text{et} \quad \beta_0 = \rho^2 + \omega^2 = 2\rho^2 - \rho_0^2$$

La relation entre les coefficients des polynômes P(s), Q(s) et R(s) est donnée par l'écriture matricielle suivante:

$$(\alpha^t \ 1) = (\delta^t \ 1) \begin{pmatrix} \beta_0 & \beta_1 & 1 & 0 & 0 & \dots & \dots & 0 \\ 0 & \beta_0 & \beta_1 & 1 & 0 & \dots & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & \dots & \beta_1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \dots & \dots & \beta_0 & \beta_1 & 1 \end{pmatrix}$$

D'une manière plus compacte, on obtient :

$$(\alpha^t \ 1) = (\delta^t \ 1) \begin{pmatrix} S \\ t^t \end{pmatrix} \quad \text{avec}$$

$$S(n-2 \times n+1) = \begin{pmatrix} \beta_0 & \beta_1 & 1 & 0 & 0 & \dots & \dots & 0 \\ 0 & \beta_0 & \beta_1 & 1 & 0 & \dots & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0 & 0 & \dots & \dots & \beta_0 & \beta_1 & 1 & 0 \end{pmatrix}$$

$$\text{et} \quad t^t(1 \times n+1) = (0 \ 0 \ \dots \ 0 \ \beta_0 \ \beta_1 \ 1)$$

Il est judicieux de décomposer le vecteur ligne k^t et la matrice E de tel façon que:

$$\begin{pmatrix} K_a^t & K_b^t \end{pmatrix} = (\delta^t \ 1) \begin{pmatrix} S \\ t^t \end{pmatrix} (E_a \ E_b)$$

Le développement de cette équation fournit:

$$k_a^t = (\delta^t S + t^t) E_a$$

$$k_b^t = (\delta^t S + t^t) E_b$$

Les deux coefficients libres sont réunis dans le vecteur k_a^t , par contre les coefficients imposés sont regroupés dans le vecteur ligne k_b^t . Il est facile de calculer k_a^t indépendamment de δ^t par la relation:

$$k_a^t = ((k_b^t - t^t E_b)(S E_b)^{-1} S + t^t) E_a$$

Cette équation permet de tracer le contour de stabilité dans le plan K qui est l'image du domaine des pôles complexes conjugués imposés.

2) La limite réelle

La limite réelle est définie par l'image dans l'espace K d'un pôle réel maintenu constant dans le plan S. Ce pôle n'est que l'intersection du contour $\partial\Gamma$ avec l'axe des réels ([3],[4]). Il doit satisfaire l'équation caractéristique en boucle fermée donnée par:

$$P(-\rho_0) = \sum_{i=0}^n \alpha_i (-\rho_0)^i = 0$$

$$\sigma_0 = \begin{pmatrix} 1 \\ -\rho_0 \\ \dots \\ \dots \\ (-\rho_0)^n \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A_0 \\ (-\rho_0)^n \end{pmatrix} \quad \text{avec} \quad :A_0 = \begin{pmatrix} 1 \\ -\rho_0 \\ \dots \\ \dots \\ (-\rho_0)^{n-1} \end{pmatrix}$$

Soit

$$(\alpha^t \ 1) \begin{pmatrix} A_0 \\ (-\rho_0)^n \end{pmatrix} = \alpha^t A_0 + (-\rho_0)^n = 0$$

De plus, la matrice E peut être décomposée comme suit:

$$E = \begin{pmatrix} T \\ e^t A^n \end{pmatrix} \quad \text{avec} \quad : T(n \times n) = \begin{pmatrix} e^t \\ e^t A \\ \dots \\ \dots \\ e^t A^{n-1} \end{pmatrix} = W^{-1}$$

Ceci permet d'écrire le vecteur gains comme suit:

$$k^t = (\alpha^t \ 1) \begin{pmatrix} T \\ e^t A^n \end{pmatrix} = \alpha^t T + e^t A^n$$

Le vecteur coefficients est calculé par:

$$\alpha^t = (k^t - e^t A^n) T^{-1} = (k^t - e^t A^n) W$$

En introduisant cette équation dans (21), on trouve:

$$k^t W A_0 - e^t A^n W A_0 + (-\rho_0)^n = 0$$

Si on pose que:

$$W A_0 = \begin{pmatrix} q_a \\ q_b \end{pmatrix}$$

Le vecteur gains, qui définit l'image d'un pôle réel maintenu constant égale à $-\rho$ dans le plan des pôles, est donné par:

$$k_a^t = -(k_b^t q_b - e^t A^n W A_0 + (-\rho_0)^n) q_a^{-1}$$

IV. SYNTHÈSE DE L'APPROCHE PROPOSÉE

La figure(3) présente le schéma bloc de la commande de position d'une machine synchrone à aimant permanent alimentée par un onduleur de tension. La tension de commande selon l'axe (q) est générée par un régulateur robuste avec observateur d'état et de perturbation à placement de pôles robuste. Le système est donné sous la forme d'état suivante ([9][6]):

$$\left\{ \begin{aligned} \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_q \\ \omega \\ \theta \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} -\frac{R}{L_q} & -\frac{\phi_r}{L_q} & 0 \\ \frac{\phi_r p^2}{J} & -\frac{f}{J} & 0 \\ 0 & 1 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_q \\ \omega \\ \theta \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 1 \\ L_q \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} v_q + \begin{pmatrix} 0 \\ -\frac{p}{J} \\ 0 \end{pmatrix} C_r \\ y_s &= [0 \ 0 \ 1] \begin{pmatrix} i_q \\ \omega \\ \theta \end{pmatrix} = \theta \end{aligned} \right.$$

Le système augmenté par un régulateur intégrateur est le suivant:

$$\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_q \\ \omega \\ \theta \\ x_r \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{R}{L_q} & -\frac{\phi_f}{L_q} & 0 & 0 \\ \frac{\phi_f p^2}{J} & -\frac{f}{J} & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{T_i} & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_q \\ \omega \\ \theta \\ x_r \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} v_q + \begin{pmatrix} 0 \\ -\frac{p}{J} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} C_r + \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ \frac{1}{T_i} \end{pmatrix} \theta^*$$

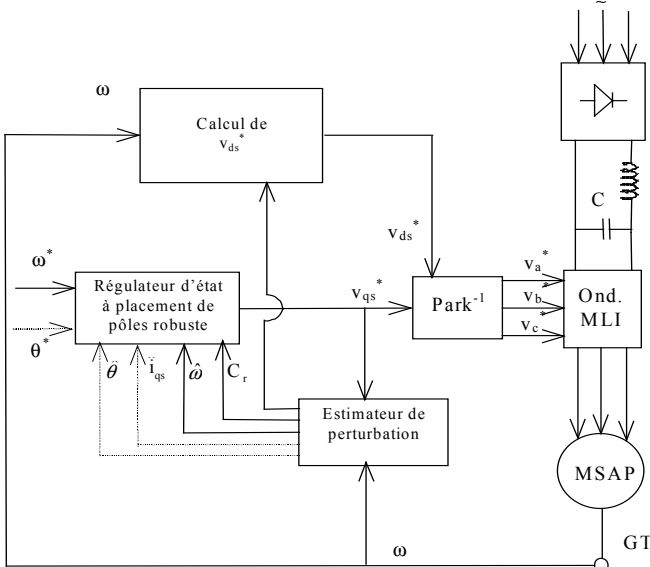
Avec une loi de commande de la forme:

$$v_q = K_w \theta^* + K_r x_r - K_v C_r - K_1 i_{qs} - K_2 \omega - K_3 \theta$$

• La limite complexe

La matrice de commandabilité est donnée par:

$$Q_c = \frac{1}{L_q} \begin{pmatrix} 1 - \frac{R}{L_q} \left(\frac{R}{L_q}\right)^2 - \frac{(\phi_f p)^2}{L_q J} & Q_{14} \\ 0 & \frac{\phi_f p^2}{J} - \frac{\phi_f p^2}{J} \left(\frac{R}{L_q} + \frac{f}{J}\right) & Q_{24} \\ 0 & 0 & \frac{\phi_f p^2}{J} & -\frac{\phi_f p^2}{J} \left(\frac{R}{L_q} + \frac{f}{J}\right) \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{\phi_f p^2}{J T_i} \end{pmatrix}$$



Fig(3): Schéma bloc de la commande en position avec estimateur de perturbation.

avec:

$$Q_{14} = -\frac{R}{L_q} \left(\left(\frac{R}{L_q}\right)^2 - \frac{(\phi_f p)^2}{L_q J}\right) - \frac{(\phi_f p)^2}{L_q J} \left(\frac{R}{L_q} + \frac{f}{J}\right)$$

$$Q_{24} = \frac{R}{L_q J} \frac{\phi_f p^2}{J} \left(\frac{R}{L_q} + \frac{f}{J}\right) + \frac{\phi_f p^2}{J} \left(\left(\frac{f}{J}\right)^2 - \frac{(\phi_f p)^2}{L_q J}\right)$$

Le vecteur e^t est le suivant:

$$e^t = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & -\frac{T_i L_q J}{\phi_f p^2} \end{pmatrix}$$

Le calcul de E conduit à:

$$E = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & -T_i \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ \frac{\phi_f p^2}{J} & -\frac{f}{J} & 0 & 0 \\ -\frac{\phi_f p^2}{J} \left(\frac{R}{L_q} + \frac{f}{J}\right) \left(\frac{f}{J}\right)^2 & -\frac{(\phi_f p)^2}{L_q J} & 0 & 0 \end{pmatrix} \frac{L_q J}{\phi_f p^2}$$

Pour un système d'ordre $n = 4$, il est préférable de décomposer le vecteur k^t et la matrice E comme suit:

$$k_a^t = (k_3 - k_r) \quad \text{et} \quad k_b^t = k_1 k_2$$

$$E_a = \frac{L_q J}{\phi_f p^2} \begin{pmatrix} 0 & -T_i \\ 1 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix}$$

$$E_b = \frac{L_q J}{\phi_f p^2} \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 1 \\ \frac{\phi_f p^2}{J} & -\frac{f}{J} \\ -\frac{\phi_f p^2}{J} \left(\frac{R}{L_q} + \frac{f}{J}\right) \left(\frac{f}{J}\right)^2 - \frac{(\phi_f p)^2}{L_q J} \end{pmatrix}$$

Les coefficients libres sont en relation avec les coefficients imposés ($K_1 = 0, K_2$) par:

$$\begin{cases} K_3 = \frac{L_q J^i}{\phi_f p^2} \left(\beta_1 \frac{fR + (\phi_f p)^2}{L_q J^i} - (\beta_1^2 - \beta_0) \left(\frac{R}{L_q} + \frac{f}{J}\right) + \beta_1^3 - 2\beta_0 \beta_1 \right) + \beta_1 K_2 \\ K_r = \frac{T_i \beta_0 L_q J^i}{\phi_f p^2} \left(\frac{fR + (\phi_f p)^2}{L_q J^i} + \beta_1^2 - \beta_0 - \beta_1 \left(\frac{R}{L_q} + \frac{f}{J}\right) \right) + T_i \beta_0 K_2 \quad i = \overline{1,5} \end{cases}$$

• La limite réelle

Afin de calculer l'image d'un pôle réel constant égale à $-\rho_0$, il est nécessaire de calculer l'inverse de la matrice de transformation T. En effet:

$$W = T^{-1} = \frac{\phi_f p}{L_q J} \begin{pmatrix} 0 & 0 & \frac{f}{\phi_f p} & \frac{J}{\phi_f p} \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ -\frac{1}{T_i} & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}$$

En arrive que :

$$K_r = \rho_0 T_i K_3 - \frac{L_q J T_i}{\phi_f p^2} \left(\rho_0^2 \left(\frac{fR}{L_q J} + \frac{(\phi_f p)^2}{L_q J}\right) - \rho_0^3 \left(\frac{R}{L_q} + \frac{f}{J}\right) + \rho_0^4 \right) - \rho_0^2 T_i K_2$$

4. Robustesse vis-à-vis des variations paramétriques

4.1 Variation de la Résistance Statorique

Le calcul du régulateur robuste est donné pour une variation de $\pm 50\%$ sur la valeur nominale de la résistance statorique (R). Cet intervalle est discrétisé en cinq valeurs significatives de R, distant de 25% de la résistance nominale. Les cinq régions K_{Γ_i} correspondantes dans le plan K sont données par:

La limite complexe:

$$K_3 = \frac{\sigma L_r L_s J}{L_m \phi_r^* p^2} \left(\beta_1 \left(\frac{1}{\sigma L_r J} \left(\frac{f L_r}{L_s} \left(R_s + \frac{L_s}{L_r} R_r^i \right) + (\phi_r^* p)^2 \right) \right) - (\beta_1^2 - \beta_0) \left(\frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + \frac{L_s}{L_r} R_r^i \right) + \frac{f}{J} \right) + \beta_1^3 - 2\beta_0 \beta_1 \right) + \beta_1 K_2$$

$$K_r = \frac{T_i \sigma \beta_0 L_r L_s J}{L_m \phi_r^* p^2} \left(\frac{1}{\sigma L_r J} \left(\frac{f L_r}{L_s} \left(R_s + \frac{L_s}{L_r} R_r^i \right) + (\phi_r^* p)^2 \right) + \beta_1^2 - \beta_0 - \beta_1 \left(\frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + \frac{L_s}{L_r} R_r^i \right) + \frac{f}{J} \right) \right) + T_i \beta_0 K_2 \quad i = \overline{1,5}$$

La limite réelle:

$$K_r = \rho_0 T_i K_3 - \frac{\sigma L_s L_r J T_i}{L_m \phi_r^* p^2} \left(\frac{1}{\sigma L_r J} \left(\frac{f L_r}{L_s} (R_s + \frac{L_s}{L_r} R_r^i) + (\phi_r^* p)^2 \right) - \rho_0 \left(\frac{1}{\sigma L_s} (R_s + \frac{L_s}{L_r} R_r^i) + \frac{f}{J} \right) + \rho_0^2 \right) \rho_0^2 - \rho_0^2 T_i K_2$$

Les R^i sont donnés par l'équation suivante :

$$R^i = 0.5 R$$

$$R^{i+1} = R^i + 0.25 R \quad i=1,4$$

L'intersection de ces régions présente la solution simultanée des équations caractéristiques en boucle fermée des différents modèles associés à chaque valeur de la résistance statorique. La figure(4) représente le domaine des gains robustes nécessaire pour la commande en position

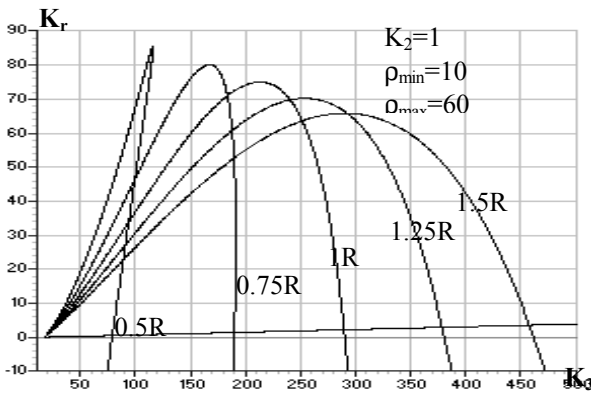


Fig4 Domaine des coefficients du réglage robuste dans le plan K.

Le choix de la paire de coefficients (K_3 , K_r) est dans une certaine mesure arbitraire. En effet, la zone d'intersection des régions K_{r_i} assure que les pôles restent dans un domaine prescrit; toutefois selon le choix de la paire de coefficients dans cette zone, le comportement sera meilleur pour tel ou tel point de fonctionnement.

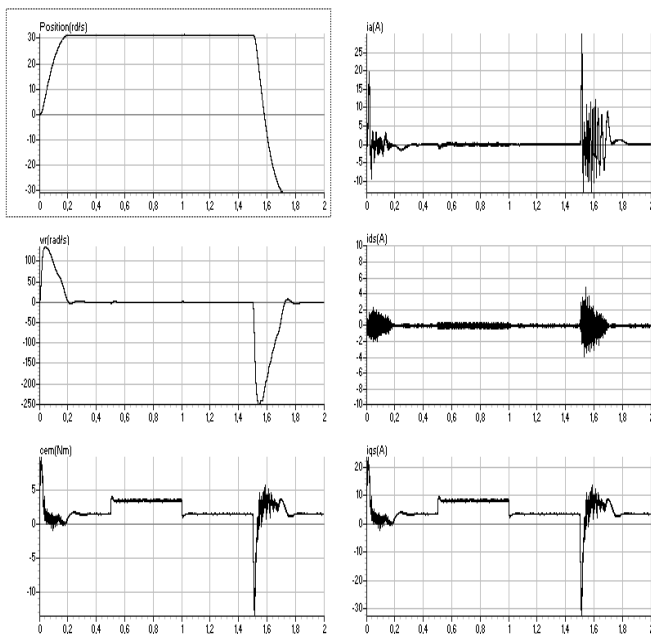


Fig5 Positionnement robuste de la MSAP vis-à-vis de R

Résultats de simulation

Après avoir fait la synthèse du régulateur de position, nous simulons le comportement de la machine. Il apparaît, suite aux résultats présentés par la figure (5), que même lors des variations paramétriques, la consigne est atteinte rapidement sans dépassement et que l'effet de la perturbation est rejeté grâce à l'action compensatrice. À noter que, le découplage reste assuré.

Evaluation expérimental

La mise en œuvre de la positionnement robuste de la machine synchrone à aimant permanent est réalisée à partir d'une carte dSPACE DS1102. Elle nous permet d'implanter les algorithmes adaptés au contrôle des variateurs de position. Cette carte intègre plusieurs périphériques utilisés en contrôle numérique ou en traitement digital du signal tels que les convertisseurs analogique-digital et digital-analogique, interfaces de codeur incrémental, entrées/sortie numériques ([10][11]), etc. Pour exécuter l'application avec la carte, il faut convertir les algorithmes de commande écrits en Matlab. Ensuite, il faut compiler les lignes de programme, établir les liens d'adressage avec la carte et télécharger les données. Ce sont les logiciels (RTW et RTI) qui réalisent ces tâches (figure 6). Pour enregistrer les signaux et réajuster les paramètres en lignes, nous utilisons le logiciel control desk permet de commander et contrôler le processus directement depuis du micro-ordinateur. Ensuite permet de visualiser les données relatives aux variables du système à commander ou de transférer des données (mesures).

La position rotorique est communiquée à la carte DS1102 grâce à un codeur incrémental. Le codeur délivre trois sorties A, B de 1000 impulsions lors de la rotation d'un tour mécanique du rotor. Les signaux A et B sont déphasés de $\pi/2$, un troisième signal C délivre une impulsion à chaque tour mécanique. Le nombre d'impulsions est transmis à la carte DSP via une interface codeur DS1102ENC_POS.

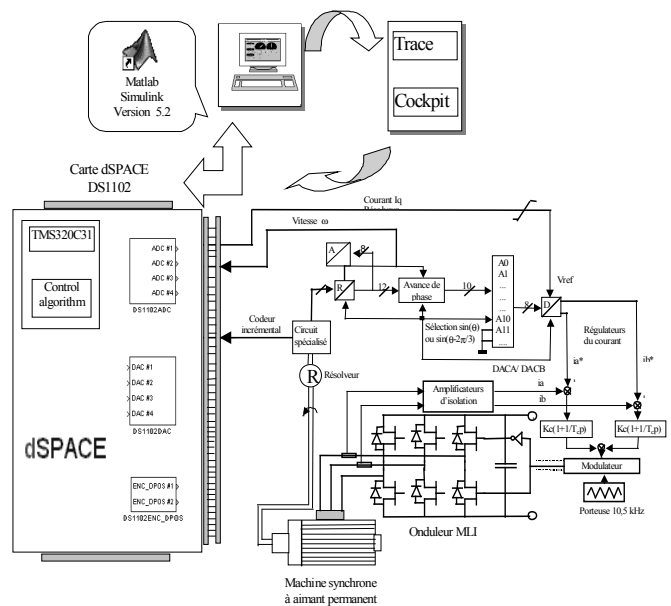


Figure (6) : Structure globale de la réalisation

Après l'identification les caractéristiques techniques du moteur expérimental sont résumées sur le tableau suivant.

Puissance nominale = 1,38 Kw	Tension nominale $U = 130$ V
Vitesse nominale = 4000 tr/mn	Courant nominal = 7,1 A
$P=2$	$L_d = 1.7$ mH
$R = 0.76 \Omega$	$L_q = 1.8$ mH
$\phi_a = 140$ mWb	$J = 0.0011$ Kg.m ² ; $f = 5 \cdot 10^{-5}$ mN/(rd/s)

La position initiale du rotor est déterminée par le codeur grâce au signal index C, ce qui nécessite une procédure de détection de cette impulsion. Un bloc « Générateur de rampe » délivre un signal de consigne en forme de rampe qui sert à positionner l'axe rotorique sur l'index. Cette position relative est utilisée alors comme référence. Le signal de consigne est limité dans son excursion par les deux blocs « Upper limit et « Lower limit ». Une fois le signal index déterminé, le compteur du codeur est remis à zéro par le bloc « DS1102 ENC_INDEX ». La sortie de ce dernier en passant à un niveau 1 permet de commuter le signal de référence sur le signal d'entrée du système.

L'interface du codeur contient un compteur de 24 bits qui permet de mesurer des positions dans l'intervalle -2^{23} à $+2^{23}$. Cette rangée est automatiquement transformée à l'échelle $-1 \dots +1$ dans l'environnement de Matlab. Le nombre d'impulsions délivrés par le codeur incrémental est multiplié par quatre au niveau de l'interface du codeur pour augmenter la résolution. Les résultats expérimentaux sont effectués dans les conditions d'essais suivantes ; les temps de réponse et d'inversion pour une consigne de 5 tours mécaniques sont respectivement de l'ordre de 0.15 s et 0.35 s.

La figure (7) montre que les courants en quadrature de commande et réel sont pratiquement identiques.

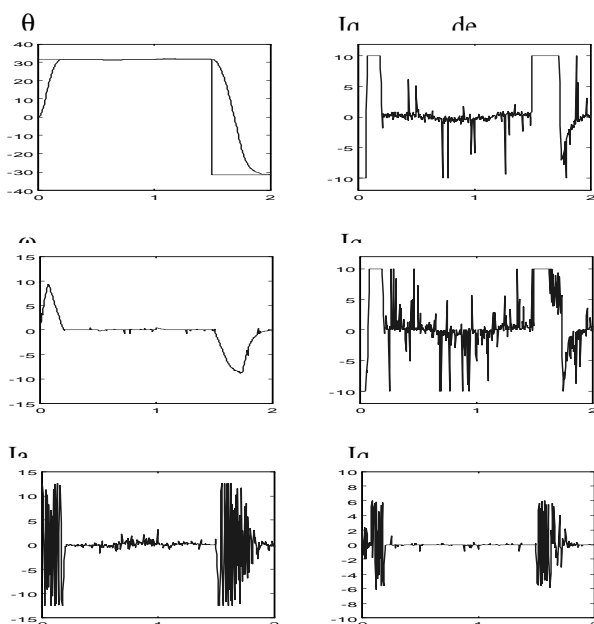


Fig 7 Résultat pratique de la Positionnement

Le courant direct réel s'annule en régime établi. Ainsi, le découplage est assuré avec succès durant l'inversion ou la variation brusque du couple résistant. La régulation réagit bien à la variation de la perturbation sur le courant de commande et la position poursuit bien la consigne.

V. CONCLUSION

Ce travail a permis la mise en œuvre de la commande en position robuste sur un banc expérimental que nous avons piloté à l'aide d'une carte dSPACE. L'approche proposée présente des performances fort intéressantes lors d'une variation paramétrique. Le système rejette parfaitement les perturbations du couple résistant et le découplage entre les grandeurs couple et flux est toujours assuré.

REFERENCES

- [1] B. Robyns, F. Labrique and Buyse, 'Position tracking control with an induction actuator using pole placement and decoupling state feedback', IMACS symposium MCTS, Casablanca, Maroc, 7-10 May 1991.
- [2] J. Ackermann, 'Parameter space design of robust control systems', IEEE Trans. Automat. Contr., Vol. AC-25, No.6, Dec.1980, pp. 1058-1072
- [3] J. Ackermann, 'Sampled-data control systems analysis and synthesis, robust system design', Springer Eds., Berlin, 1985.
- [4] K. Benmansour, M.S. Boucherit, "On Robust state feedback control of a permanent magnet synchronous machine drive: an experimental evaluation", Archives of Control Sciences 2005
- [5] J. Dente, R. Faria and B. Robyns, 'A low cost digital field oriented control system for an induction actuator', IMACS, TC1'90, Nancy, France, 1990.
- [6] K. Benmansour, M.S. Boucherit, H. Rezine, 'Robust control of a PMSM', second IEEE international conference on SSD' 2003, Tunisia.
- [7] T. Rekioua, R. Le Doeuff, 'A new approach for the field oriented control of a brushless synchronous permanent magnet motor supplied by PWM', VSI, EPE, Firenze, Italy, Sep 1991.
- [8] B.K. Ghosh, 'Simultaneous partial pole placement: new approach to multimode system design', IEEE Trans. Automat. Contr., Vol. AC-31, 1986, pp. 440-443.
- [9] B.K. Bose, "A high performance inverter-fed drive system of an interior permanent magnet synchronous machine," IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. 3, no.6, Nov/Dec. 1988, pp. 987-997.
- [10] C. Cecati, 'Microprocessors for power electronics & electrical drives applications', IEEE IES Newsletter, Vol.46, n° 3, Sept. 1999.
- [11] A.M. Trzynadlowski, 'DSP controllers – an emerging tool for electric motor drives', IEEE IES Newsletter, Vol.45, n° 3, Sept. 1998.

State Space Torque Observer Based Control of Permanent Magnet Synchronous Machines.

K. BENMANSOUR¹, M. S. BOUCHERIT¹, M. DJEMAI², H. REZINE³

¹ Laboratoire de Commande des Processus, Département de génie électrique, Ecole nationale polytechnique, 10, Avenue Pasteur, Hassen Badi, El-Harrach, Alger, Algerie.

Fax: (213) 21 52 29 73, E-mail: k_benmansour@yahoo.fr

² ECS-ENSEA, 6 Av. du ponceau, 95014 Cergy Pontoise Cedex

³ Laboratoire de Contrôle et Commande, U.E.R d'automatique, EMP
BP 17, Bordj-El Bahri, 35320 Boumerdes, Alger, Algerie

Abstract

This paper presents a state space based torque observer control for permanent magnet synchronous machine (PMSM) speed drive. A simple control algorithm is obtained by performing field orientation through state feedback. The latter, needs the measurement of the entire state vector, which is in practice impossible due to the presence of the unknown load torque. To overcome this problem, a linear observer is proposed to estimate this torque allowing the implementation of the state feedback control. To show the effectiveness of our control approach, simulation and DSP based experimental results are presented.

Key words

Permanent magnet synchronous machine, Vector Control, State feedback, Torque observer, dSPACE KIT.

1. Introduction

The technological progress recorded in the field of power electronics and the permanent magnets made it possible to design increasingly powerful magnet servo-motors. The latter currently are placed best to fulfill the requirements of the applications such as robotics, the machine tools, technology of space (actuators of aviation, of satellites) and generally in the embarked systems. The study of the permanent magnet synchronous machines control (PMSM) by oriented field method is distinguished like a powerful and effective tool, equipping a PMSM with dynamic performances as satisfactory as those obtained with a DC machine. However, the global mathematical model of the Converter-Machine unit remains nonlinear and coupled. The electric drives use conventional Proportional-Integral correctors for the adjustment of the current or speed or

position because of their simplicity and their stability. But in practice, the parameters of the motor can vary and conventional PI controller does not allow any more to have required adjustment qualities. The modern automatic techniques made considerable great strides these last years and currently make it possible to have increasingly powerful methods to ensure the performances and the increasingly demanding specifications.

In a practical situation, certain state components are not measurable due to the presence of unknown perturbations such as the load torque. This constraint reduces the application of state feedback, since it requires the availability of the entire state vector. To overcome this problem, we use, generally, an observer that estimates the parts of the state which is unknown.

This paper is devoted to the development of a suitable observer that estimate the load torque and a state feedback control for PMSM speed drive. Firstly, a field oriented control is used to linearise the PMSM dynamics. Then, a state feedback based load torque observer is proposed for speed regulation. Finally, the simulation and experimental results, obtained on dSPACE KIT DS1102, are presented. These results show that our control strategy has an excellent performances as well as robustness against disturbances and parametric uncertainties for the speed response.

2. Problem formulation

The system to be regulated is a permanent magnet synchronous machine, laid out on surface of the rotor. They are rare earth magnets of very great resistivity whose induced currents in the rotor are negligible.

The static converter operates as a voltage inverter, with pulse width modulation (PWM) controlled by the trianguo-sinusoidal strategy. The model of the machine, expressed in the frame of Park related to the rotor, is written:

$$\begin{aligned} V_d &= R i_d + \frac{d\Phi_d}{dt} - \omega_r \Phi_q \\ V_q &= R i_q + \frac{d\Phi_q}{dt} + \omega_r \Phi_d \end{aligned} \quad (1)$$

The relations of flows are:

$$\begin{aligned} \Phi_d &= L_d i_d + \phi_f \\ \Phi_q &= L_q i_q \end{aligned} \quad (2)$$

The mechanical equations are:

$$\begin{aligned} C_{em} &= p(\phi_d i_q - (l_d - l_q) i_d i_q) \\ J \frac{d\Omega}{dt} &= C_{em} - C_r - K_f \Omega \end{aligned} \quad (3)$$

The plant model of the PMSM can be described in the well known (d,q) frame through the Park transformation. The state vector is composed of the (d-q) current components (i_d, i_q), and the rotor rotating pulsation ω_r , whereas a vector control is composed of the rotor voltage components (v_d, v_q) and the external disturbance is represented by the load torque C_r . By introducing our notation, the state vector and the control vector are respectively represented by:

$$\begin{aligned} X &= (x_1 \ x_2 \ x_3)^T = (i_d \ i_q \ \omega_r)^T ; \\ u &= (u_1 \ u_2)^T = (v_d \ v_q)^T ; \end{aligned}$$

The PMSM dynamic (1) is a square non-linear system. Besides, it is known that the PMSM produce optimal electromagnetic torque when the stator current component i_d takes a determined value. This must be zero when the magnets are mounted on the rotor surface. So, the control objective is to constrain the component i_d to take the value 0 and to track a desired reference for the pulsation rotor rotation ω_r , assuming that the load torque is unknown. To this end we will proceed as follows:

i) Step 1: A field oriented control is used to linearise the PMSM dynamics and to impose $i_d=0$.

ii) Step 2: A state feedback is designed for speed regulation. This control is based on a torque observer that estimates the unknown perturbation in the plant model.

3. Field Oriented Vector control

In DC machines, the orientation of the field flux and armature m.m.f is fixed by the commutator and the brushes, while in AC machines the field and the spatial angle of the armature m.m.f require external control. In the absence of this control, the spatial angles between the various fields in AC machines vary with the load and yield unwanted oscillating dynamic response.

The principle of the vector control of the permanent magnet synchronous machine is to lead to a model equivalent to that of a DC machine which improves their dynamic behavior. Indeed, the expression of the torque shows that to control it it is necessary to control the i_d and i_q components. In the case of a smooth pole machine ($l_d=l_q$), the torque is maximum for a value of ($i_d=0$), while in the case of the salience poles machines the torque is maximum for an optimal value of i_d [5].

The plant model after field orientation can be represented by :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_q \\ \omega \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{R}{L_q} & -\frac{\phi_f}{L_q} \\ \frac{\phi_f p^2}{J} & -\frac{f}{J} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_q \\ \omega \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 1 \\ 0 \end{pmatrix} v_q + \begin{pmatrix} 0 \\ -\frac{p}{J} \end{pmatrix} C_r \\ y_s = \omega \end{cases}$$

This model is then discretized with a sampling period T, we obtain:

$$\begin{cases} x_s[k+1] = F_s x_s[k] + H_s u[k] + H_s C_r[k] \\ y_s[k] = C^t x_s[k] \end{cases} \quad (4)$$

4. State feedback Control

The adopted state feedback Control is based on an optimal structure obtained by the minimisation of an integral quadratic criterion defined by [9]:

$$\begin{aligned} I &= e^t[k] Q_e e[k] + x_r^t[k] Q_r x_r[k] + \\ &\sum_{i=0}^{n-1} (e^i[k] Q_e e[k] + x_r^i[k] Q_r e[k] + u^i[k] R u[k]) \\ \text{with } e[k] &= w[k] - y_s[k] \end{aligned}$$

The matrices Q_e , Q_r and R are weighting functions respectively for the error $e[k]$, the regulator state vector $x_r[k]$, and the controls $u[k]$. These matrices are square matrices, symmetrical and positive definite. The minimisation of the integral criterion, by calling upon the principle of optimisation of

Bellman, makes it possible to obtain the following control law:

$$u[k] = -k_s^t x_s[k] + k_r x_r[k] + k_w w[k] - k_v v[k] \quad (5)$$

The presence of a state feedback is particularly interesting for the designer who is faced, somehow, with a structure equivalent to traditional 'closed loop' of regulators. The advantage of these compensations in reaction is allowing to permanently take account of the physical system state. It is usual that an integral action is added to the state feedback in order to compensate for static perturbations.

The mathematical model of the system to be regulated with its integrating regulator is given by:

$$\begin{cases} x[k+1] = Fx[k] + Hu[k] + H_w w[k] + H_v v[k] \\ y_s[k] = C^t x[k] \end{cases} \quad (6)$$

with:

$$F = \begin{pmatrix} F_s & 0 \\ -C_s^t & 1 \end{pmatrix}; \quad H = \begin{pmatrix} H_s \\ 0 \end{pmatrix}$$

$$H_w = \begin{pmatrix} 0 \\ 1 \end{pmatrix}; \quad H_v = \begin{pmatrix} H_{sv} \\ 0 \end{pmatrix}; \quad C^t = (C_s^t \ 0)$$

Taking into account what precedes the control law becomes:

$$u[k] = -k^t x[k] + k_w w[k] - k_v v[k] \quad (7)$$

with $k^t = [k_s^t \ -k_r]$

Knowing the control law, the global system state equation in closed loop is written:

$$\begin{cases} x[k+1] = F_G x[k] + H_{GW} w[k] + H_{GV} v[k] \\ y_s[k] = C^t x[k] \end{cases} \quad (8)$$

with:

$$F_G = F - H \cdot k^t$$

$$H_{GW} = H_w + H \cdot k_w$$

$$H_{GV} = H_v - H \cdot k_v$$

The coefficients of the state negative feedback are given by:

$$k^t = k_r^t T \quad \text{with } k_{ri} = \alpha_{i-1} - a_{i-1}; \quad \overline{i=1, n} \quad (9)$$

T is the transformation matrix that allows transforming the state space model in the canonical

form. The determination of k^t requires poles assignment to solve for the desired coefficients α_i . It should be noted that the choice of the poles depends on the dynamic behaviour of the global system characteristic equation in closed loop. Whereas the determination of the coefficient k_w of the direct intervention of the reference value, uses the method of compensation of a real pole of the closed loop system [9], therefore:

$$k_w = \frac{k_r}{1-z_i} \quad (10)$$

z_i : Being the pole to be compensated

On the other hand, for coefficient K_v of the direct intervention of the disturbance vector, we used the method imposing the null regulator integrating state with steady state [9], which led to:

$$k_v = \frac{C_s^t (1 - F_s + H_s k_s^t)^{-1} H_{sv}}{C_s^t (1 - F_s + H_s k_s^t)^{-1} H_s} \quad (11)$$

5. Torque observer

The objective of the torque observer is to derive the best estimate of all the state vector from the measured input output signals.

The state estimation vector $\hat{x}_s(t)$ is determined from the equation

$$\frac{d\hat{x}_s(t)}{dt} = A\hat{x}_s(t) + B_s u(t) + G y_s(t) + B_{sv} v(t)$$

To get good estimation in presence of static perturbation, we add to the observer an integral action, given by :

$$\frac{d\hat{v}(t)}{dt} = \hat{v}(t) + G_v y_s(t) - G_v C_s^t \hat{x}_s(t)$$

where G_v denotes the integral gain.

Let us define the augmented state vector as follows

$$\hat{x}_G(t) = \begin{pmatrix} \varepsilon(t) \\ \hat{v}(t) \end{pmatrix} \text{ of dimension } (n_s + q), \text{ where } q:$$

is the size of y_s .

with:

$$\frac{d\varepsilon(t)}{dt} = A\varepsilon(t) - B_{sv} \hat{v}(t) + B_{sv} v(t)$$

$$\text{et } \frac{d\hat{v}(t)}{dt} = G_v C_s^t \varepsilon(t) + \hat{v}(t)$$

the closed loop system is then given by :

$$\frac{d\hat{x}_G(t)}{dt} = \hat{A}_G \hat{x}_G(t) + \hat{B}_G v(t) \quad \text{with:}$$

$$\hat{A}_G(n_s + q \times n_s + q) = \begin{pmatrix} A & -B_{sv} \\ G_v C_s^t & 1 \end{pmatrix}; \quad \hat{B}_G(n_s + q \times q) = \begin{pmatrix} B_{sv} \\ 0 \end{pmatrix}$$

Matrices G and G_v , are determined as follows

$$\hat{A}_G = A_o - G_o C_o^t$$

$$A_o = \begin{pmatrix} A_s & -B_{sv} \\ 0 & 1 \end{pmatrix}; G_o = \begin{pmatrix} G \\ -G_v \end{pmatrix}; C_o^t = \begin{pmatrix} C_s^t & 0 \end{pmatrix}$$

hence G_o appears as state feedback gain that can be computed by poles placement.

We can also use the Ackermann method given in [11]. This method gives:

$$G_o = \sum_{i=0}^{n_r} \alpha_i A_s^i e \quad \text{with } \alpha_{n_r} = 1$$

with:

$$e = Q_o^{-1} \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ \cdot \\ \cdot \\ 0 \\ 1 \end{pmatrix} \quad \text{ou} \quad Q_o = \begin{pmatrix} C_s^t \\ C_s^t A_s \\ \cdot \\ \cdot \\ C_s^t A_s^{n_s-1} \end{pmatrix}$$

Q_o is the observability matrix, and the parameters α_i represents the coefficients of the open loop characteristic polynomial.

$$Q_{oo} = \begin{pmatrix} C_o^t \\ C_o^t A_o \\ \cdot \\ \cdot \\ C_o^t A_o^{n_s+n-1} \end{pmatrix}$$

However, the above observer is sensitive to dynamic perturbations. To overcome this problem, we use the following observer [Buhler 86]:

$$\hat{v}'(t) = \hat{v}(t) + G_m (y_s(t) - C_s^t \hat{x}_s(t))$$

The correction gain G_m is chosen such a $\hat{v}'[k]$ prend take the value $\hat{v}[0]$.

Hence we obtain the state feedback Law

$$u(t) = -K_s^t x_s(t) + K_r x_r(t) + (K_s^t - K_v G_m C_s^t) e(t) - K_v \hat{v}(t) + K_w w(t)$$

6. PMSM Speed drive

The bloc diagram of the speed tracking for the PMSM with the observer is depicted in figure 1.

The matrices involved in the observer structure are :

$$A_o = \begin{pmatrix} -\frac{R}{L_q} & -\frac{\phi_f}{L_q} & 0 \\ \frac{\phi_f p^2}{J} & -\frac{f}{J} & \frac{p}{J} \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}; G_o = \begin{pmatrix} G \\ -G_v \end{pmatrix}; C_o^t = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 \end{pmatrix}$$

The observation matrix is:

$$Q_o = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 \\ \frac{\phi_f p^2}{J} & -\frac{f}{J} & \frac{p}{J} \\ -\frac{\phi_f p^2}{J} \left(\frac{R}{L_q} + \frac{f}{J} \right) & -\frac{(\phi_f p)^2}{L_q J} + \left(\frac{f}{J} \right)^2 & -\frac{pf}{J^2} \end{pmatrix}$$

One has $\det(Q_o) = -\frac{R \phi_f p^3}{L_q J^2} \neq 0$, which

implies that the observer can be used.

The error vector is :

$$e = -\frac{L_q}{R} \begin{pmatrix} J \\ \phi_f p^2 \\ 0 \\ -\frac{J}{p} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} e_1 \\ \cdot \\ 0 \\ e_3 \end{pmatrix}$$

Using Ackermann formula, one has

$$G_o = \alpha_0 e + \alpha_1 A_o e + \alpha_2 A_o^2 e + A_o^3 e$$

The coefficients α_i are given by

$$\alpha_2 = 3\rho; \quad \alpha_1 = 3\rho^2; \quad \alpha_0 = \rho^3$$

leading to the real poles $S_{1,2,3} = -\rho$

one has:

$$g_1 = \left(-\frac{L_q}{R} \alpha_0 + \alpha_1 - \alpha_2 \frac{R}{L_q} + \left(\frac{R}{L_q} \right)^2 - \frac{(\phi_f p)^2}{L_q J} \right) \frac{J}{\phi_f p^2}$$

$$g_2 = \alpha_2 - \left(\frac{R}{L_q} + \frac{f}{J} \right)$$

$$g_v = -\alpha_0 e_3$$

6. Simulations

Figure 2 presents the evaluation real state vector, the observed variables and the observation error.

We also reported the control signal. We can see that in the permanent regime we have zero steady states errors..

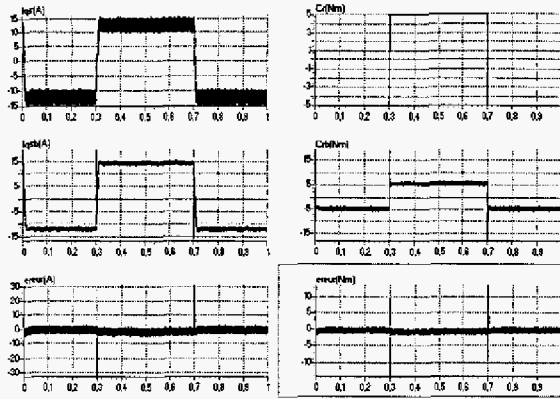


Fig2 : Open loop repense of the perturbation observer

The simulations show on figure(3) concern a starting with a step speed from 0 to 300 rpm., then an inversion of the direction of rotation between ± 300 rpm.

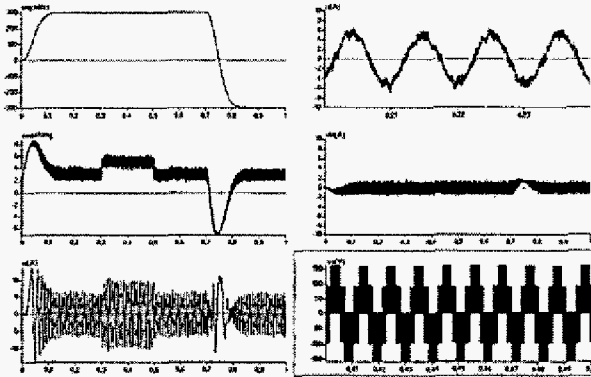


Fig3 Closed loop response using the observer

We see that the regulation dynamics is better than the case where the load torque is not estimated.

7. Experimental Tests.

The experimental setup is realised based on the DS1102 dSPACE kit figure 4 gives the global scheme of the experimental setup). This kit allows real time implementation of PMSM speed drive, it includes several functions such as analog/digital converters and digital signal filtering. In order to run the application we must write our control algorithm in C language. Then, we use the RTW and RTI packages to compile and load the algorithm on processor. To visualize and adjust the control parameters in real time we use the software controldesk which allows conducting the process by the computer.

The experimental results of figure5 are obtained under the following test conditions: starting in charge to 2000tr/mn, application of a load torque equal to 1.5 Nm between instants, $t = 0.5$ sec and 1s and speed inversion to -2000tr/mn.

The results show that currents in (d-q) frame and the real currents are practically identical. The real direct current is zero in established regime, ensuring decoupling in the inversion phase. The regulation reacts good to the variation of the current perturbation and we got satisfactory speed tracking.

8. Conclusion

In this paper, a state space based torque observer control for permanent magnet synchronous machine (PMSM) speed drive is proposed. The control law is obtained by performing field orientation and state feedback. The latter, needs the measurement of the entire state vector, which is in practice impossible due to the presence of the unknown load torque. To overcome this problem, a linear observer was used to estimate this torque allowing the implementation of the state feedback control.

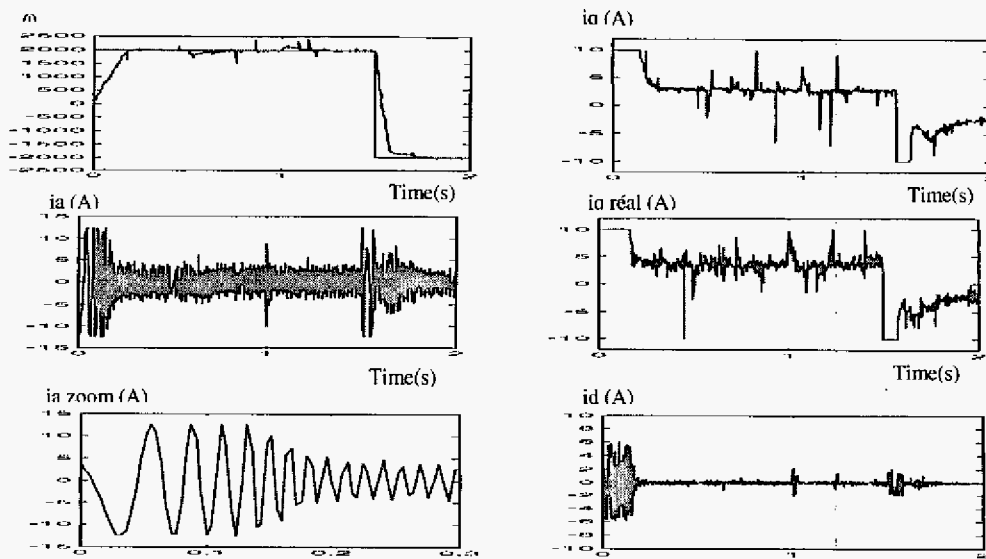


Fig 5 Experimental results of PMSM speed drive using Torque Observer

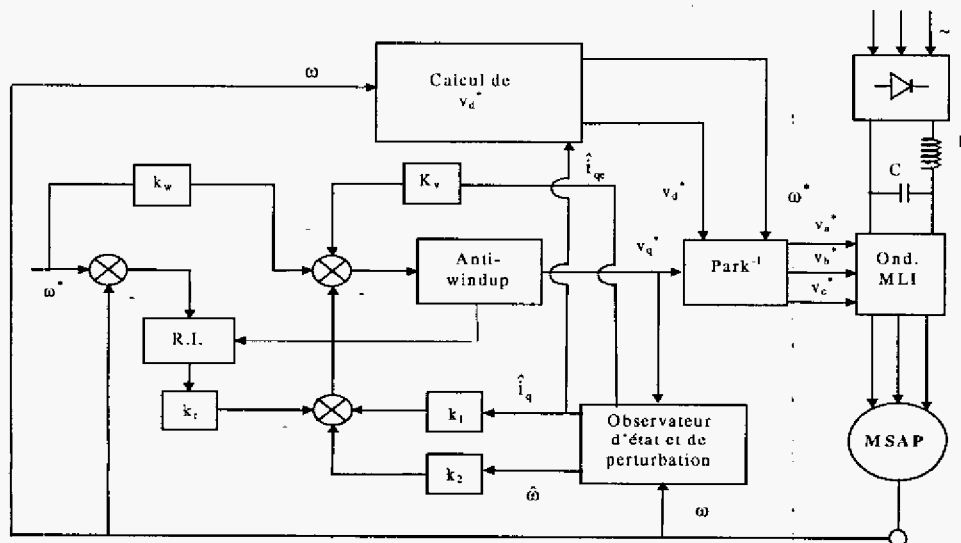


Fig 1 Global scheme of the simulation

9. Bibliography

- [1] F. BLASCHKE, 'The principle of field orientation as application to the new transvecteur closed-loop control system for rotating field machines', Siemens. Review, Vol.34, May 1972, pp. 217-220.
- [2] Y. DOTE, 'Application of modern control techniques to motors control', Proceeding of IEEE, Vol. 76, No. 4, Avril 1988, pp. 438-454.
- [3] S. BERKATI, 'Commande robuste par retour d'état d'une machine asynchrone', Thèse de Magister, ENP, 1997.
- [4] M.S BOUHRIT, 'Sur l'application de automatique moderne dans la commande des machines électriques', Thèse de Doctorat d'Etat, ENP, 1995.

- [5] J. DENTE, R. FARIA and B.ROBYNS, 'A low cost digital field oriented control system for induction actuator', IMACS, TCI'90, Nancy, France, 1990.
- [6] B. ROBYNS, F. LABRIQUE and .BUYSE, 'Position tracking control with an induction actuator using pole placement and decoupling state feedback', IMACS symposium MCTS, Casablanca, Maroc, 7-10 May 1991.
- [7] B. ROBYNS, 'Commande numérique des moteurs asynchrone et asynchrone', Séminaire sur les entraînements à vitesse variable', Rabat, Maroc, 1992.
- [8] B. ROBYNS, F. LABRIQUE and H. BUYSE, 'Performance analysis of a simplified indirect field oriented control algorithm for small power

induction actuators', IMACS-TCI'93, Montréal, July 1993.

[9] H.BUHLER, 'Conception des systèmes automatiques', Presses Polytechniques Romandes, 1988.

[10] J.ACKERMANN, 'Parameter space design of robust control systems', IEEE Trans. Automat. Contr., Vol. AC-25, No.6, Dec.1980, pp.1058-1072

[11] J. ACKERMANN, 'Sampled-data control systems analysis and synthesis, robust system design', Springer Eds., Berlin,1985.

[12] B.K.GHOSH, 'Simultaneous partial pole placement: new approach to multimode system design', IEEE Trans. Automat.Contr., Vol. AC-31, 1986, pp. 440-443.

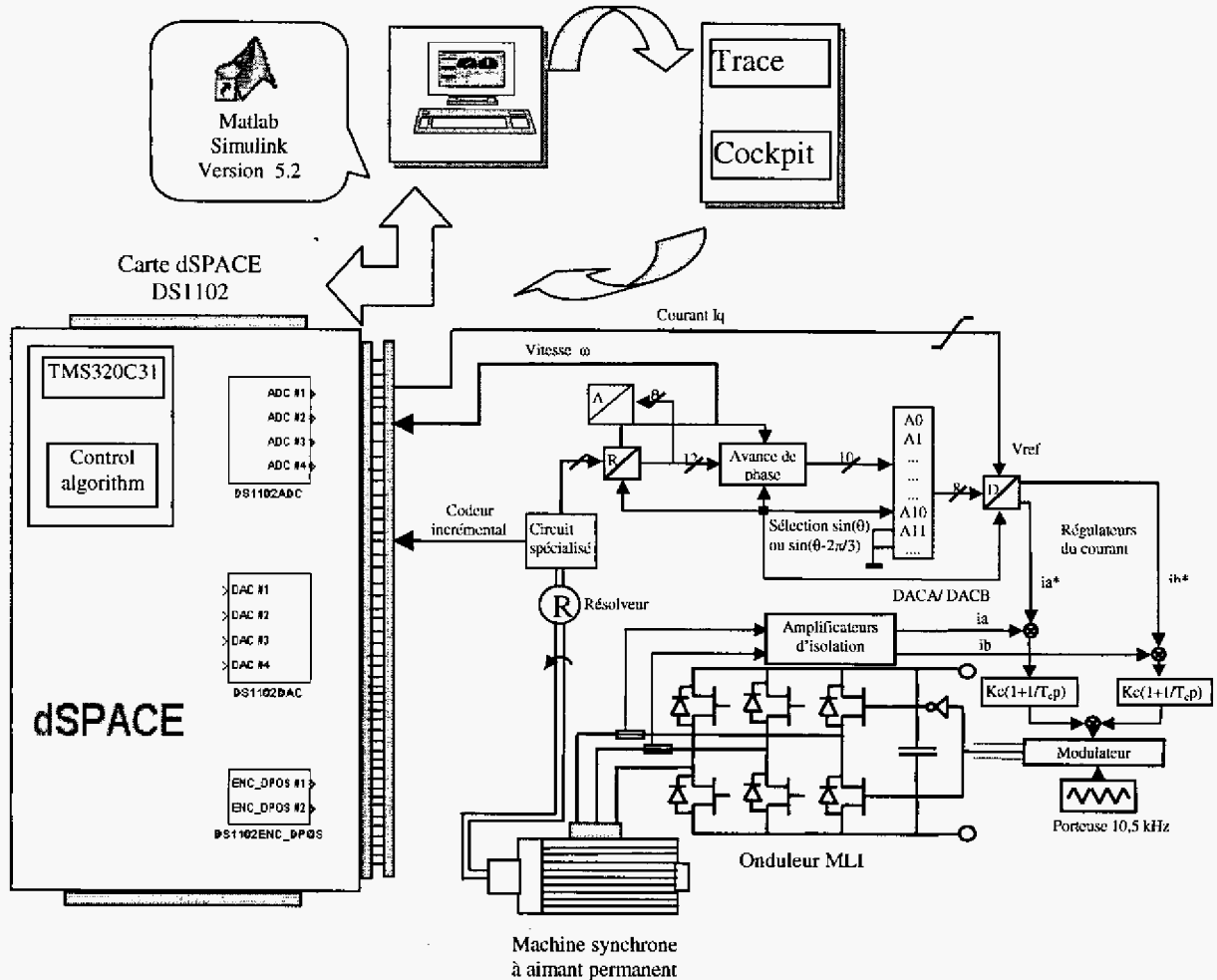


Fig 4 Global scheme of the experimental setup

Conclusion

Le travail présenté dans ce chapitre est consacré d'une part à développer la commande robuste approche multi-modèles d'une machine synchrone à aimants permanents, et d'autre part à l'application expérimentale de cette approche pour la conception des contrôleurs de vitesse et de position.

Devant l'insuffisance des performances dynamiques du régulateur classique, nous avons fait appel au régulateur dans l'espace d'état qui se prête bien pour la commande de la machine synchrone dotée d'une commande vectorielle.

Nous affirmons que le réglage dans l'espace d'état permet en générale d'obtenir des résultats satisfaisants simultanément par rapport aux grandeurs de consigne et de perturbation. En effet l'ajustement du comportement dynamique du système est basé sur le choix des pôles imposés en boucle fermée. Ainsi, un choix adéquat des pôles suivant la nature physique et la dynamique désirée du système est indispensable. Le réglage équipé par un limiteur de courant a permis une amélioration notable des performances par rapport au réglage classique. Les résultats montrent une meilleure maîtrise du régime transitoire de la machine synchrone à aimants permanents et un découplage parfait.

Dans le but d'augmenter encore la robustesse du régulateur dans l'espace d'état, nous avons synthétisé la commande en utilisant un placement de pôles robuste. Le problème revient à trouver le domaine des coefficients du régulateur dans l'espace d'état, tel que les racines de l'équation caractéristique en boucle fermée soit dans le plan des pôles choisi quelles soit les variations paramétriques. Nous avons effectué la représentation bidimensionnelle des régions de stabilité dans le plan des gains du contrôleur d'état dont l'ordre dépasse deux. L'inconvénient majeur de l'intersection graphique dans le plan des coefficients est qu'elle détermine uniquement deux paramètres libres du régulateur d'état, alors que les autres paramètres doivent être fixés préalablement

Il apparaît de nos résultats que le réglage d'état robuste de la MSAP présente les caractéristiques suivantes:

- La sortie régulée (vitesse ou position) présente une excellente robustesse garantissant une bonne insensibilité aux perturbations et aux incertitudes paramétriques;
- Le régulateur est robuste vis-à-vis la variation du moment d'inertie;

Ce travail a permis aussi la mise en œuvre de la commande robuste en vitesse et en position sur un banc expérimental que nous avons piloté à l'aide d'une carte dSPACE. L'approche proposée présente des performances fort intéressantes pour la réponse de la vitesse et de la position lors d'une variation paramétrique. Le système rejette parfaitement les perturbations du couple résistant et le découplage entre les grandeurs couple et flux est toujours assuré.

CHAPITRE III

Commande Directe du Couple de la Machine Synchrone à Aimants Permanents

Introduction

Les machines synchrones à aimants permanents (MSAP) alimentées par des onduleurs de tension contrôlés en courant sont utilisées dans beaucoup d'applications qui exigent une réponse rapide du couple et un fonctionnement avec des hautes performances [Bos_98]. Les grandeurs traitées sont en fait des grandeurs moyennes sur la période de contrôle de l'onduleur. Ces grandeurs sont réalisées par la mise en œuvre d'une méthode de modulation de largeur d'impulsions (MLI), pour fournir les tensions d'alimentation souhaitées.

La commutation de l'onduleur est déterminée par la position du rotor, ce qui nécessite l'utilisation d'un capteur de position pour le fonctionnement de la machine synchrone à aimants permanents (MSAP). Le couple dans la MSAP est habituellement commandé en contrôlant les courants statoriques, basé sur le fait que le couple électromagnétique est proportionnel au courant statorique. Pour obtenir un fonctionnement à hautes performances, la commande du courant est normalement réalisée dans un repère de référence d,q lié au rotor qui tourne à la vitesse de synchronisme, aussi la transformation des coordonnées est nécessaire pour ce type de commande. La réponse de couple avec un contrôle de courant est également limitée par la constante de temps des enroulements de l'induit du moteur.

La précision de cette commande, peut atteindre des valeurs telles que 0,5% pour la vitesse et 2% pour le couple. Cette commande, nécessite une bonne connaissance de flux statorique, ce qui impose généralement un capteur de grandeur mécanique pour déterminer la vitesse et la position de l'arbre de la machine.

Cependant, la structure de commande nécessite la connaissance plus ou moins précise des paramètres de la machine. Les contraintes et les limitations de la commande vectorielle à flux orienté, ont conduit à deux thèmes de recherche pour résoudre les problèmes précédentes. Dans un premier thème on s'efforce de diminuer le coût et d'augmenter la fiabilité des capteurs de position. Dans le second thème on s'intéresse :

- soit aux méthodes d'estimation de la position du rotor à partir des informations électriques accessibles et nécessaires pour la commande.
- soit à des modifications de la méthode de commande de manière que la commande n'ait pas besoin de la position du rotor.

Le contrôle direct de couple (DTC) proposé par Depenbrock est Takahashi est une solution pour les problèmes du contrôle vectoriel présenté précédemment [Fu_98], [Tak_86]. En effet, dans cette dernière les grandeurs de commande que sont le flux statorique et le couple électromagnétique, sont calculées à partir des seules grandeurs liées au stator et ceci sans l'intervention de capteurs mécaniques.

Le principe de base du DTC est qu'on doit choisir directement des vecteurs de tension statorique selon les différences entre les références du couple et du flux statorique et leurs valeurs réelles. Les contrôleurs du courant suivi d'un comparateur à MLI ne sont pas utilisés dans des systèmes de commande DTC et les paramètres de la machine ne sont pas utilisés également exception faite pour la résistance statorique du moteur. Ainsi la DTC possède l'avantage d'être moins dépendante des paramètres de la machine, de fournir une réponse de couple plus rapide en comparaison au contrôle du couple via des contrôleurs de courant à modulation de largeur d'impulsions, et une configuration plus simple

Dans ce chapitre, nous présentons le principe de base de la commande directe du couple de la MSAP, ensuite nous présentons une nouvelle approche de la commande directe du couple qui permet d'améliorer la stratégie de commutation des contrôleurs du flux et du couple en régimes transitoires (démarrage, changement de consignes du couple et inversion de vitesse). Elle est basée sur l'utilisation d'un contrôleur flou qui remplace les régulateurs à hystérésis du flux et du couple et la table de commutation. Trois approches de contrôleurs flous sont étudiés et comparés, nous diminuons à chaque fois le nombre de règles floues nécessaires par un choix approprié du domaine de variation de l'angle du vecteur flux statorique. Une comparaison des performances de la DTC classique et celle basée sur la logique floue est établie par simulation numérique. A la fin, nous proposons un estimateur flou de la résistance statorique pour améliorer l'estimation du flux et indirectement l'estimation du couple.

New approach of a fuzzy logic controller with direct Torque control strategy (DTC) for a permanent magnet synchronous machine drive

K. BENMANSOUR^{1,2}, M. S. BOUCHERIT¹, H. REZINE¹, A. DARBAN, M. DJEMAI², M. TADJINE¹

¹ Laboratoire de Commande des Processus, Département du Génie Electrique, Ecole Nationale Polytechnique, 10, ave Hassen Badi, BP. 182, El-Harrach Alger, Algérie. Courriel: k_benmansour@yahoo.fr

² Equipe Commande des Systèmes, ENSEA.
6 Avenue du Ponçeau, 95014 Cergy-Pontoise Cedex, France
Courriel: djemai@ensea.fr

Abstract

This paper introduces the design of a fuzzy logic controller in conjunction with direct torque control strategy for a Permanent Magnet synchronous machine. a stator flux angle mapping technique is proposed to reduce significantly the size of the rule base to a great extent so that the fuzzy reasoning speed increases. Also, a fuzzy resistance estimator is developed to estimate the change in the stator resistance. The change in the steady state value of stator current for a constant torque and flux reference is used to change the value of stator resistance used by the controller to match the machine resistance.

1. Introduction

Permanent magnet (PMSM) synchronous motors are widely used in high-performance drives such as industrial robots and machine tools thanks to their known advantages as: high power density, high-torque/inertia ratio, and free maintenance. In recent years, the magnetic and thermal capabilities of the PMSM have been considerably increased by employing the high-coercive PMSM materials. Direct Torque Control (DTC) method has been first proposed for induction machines in the middle of 1980's (Takahashi and Noguchi [1][2], Depenbrock), and then extended to PMSM motors[3], [4]. This technique is getting more and more accepted nowadays since, the basic idea of DTC for motors is to control the torque and flux linkage by selecting the voltage space vectors properly, which is based on the relationship between the slip frequency and torque.

In the late 1990's, DTC techniques for the PMSM machines have appeared [5][3]. Figure 1 shows a DTC system for an Interior Permanent Magnet motor. It is seen that no extra sensors are needed to implement DTC when compared with vector control except the use of voltage sensor. The rotor position, which is essential for torque

control in vector control scheme, is not required in DTC, provided the initial rotor position is known. This makes the sensorless PMSM drive easier to be implemented[6].

Basically direct torque control employs two hysteresis controllers to regulate the stator flux and the torque respectively, which results in approximate decoupling between the flux and the torque control. The key issue of designing the DTC lies in the strategy of how to choose a proper stator voltage vector to keep the stator flux and the torque in their prescribed band[7].

In most DTC schemes, an hysteresis controller is used. This latter is usually a two-value bang-bang type controller, which naturally leads to taking the same action for the big torque error and small one. As consequence, the above schemes gives poor performances in response to step changes and large torque ripple. In order to improve the performance of the DTC it is natural to divide the torque error into several intervals, on which different control action is taken since the DTC control strategy is not based on a motor mathematical model, it is not easy to give an apparent boundary to the division of the torque error.

Besides, fuzzy control is a way of controlling a system without knowing its mathematic model which uses the experience of people knowledge to form its control rule base. There has appeared many applications of fuzzy control in power electronics and drive control in the past few years [8]. A fuzzy logic controller was reported in [9] being used with DTC [10]. However there arises the problem that the rule numbers used is very large (180 rules) will slow down the speed of the fuzzy reasoning.

This paper introduces the design of a fuzzy logic controller in conjunction with direct torque control strategy for a Permanent Magnet synchronous machine. a stator flux angle mapping technique is proposed to reduce significantly the size of the rule base to a great extent so that the fuzzy reasoning speed increases. Also, a fuzzy resistance estimator is developed to estimate the change in the stator resistance. The change in the steady state value of stator current for a constant torque and flux reference is used to change the value of stator resistance used by the controller to match the machine resistance.

The paper is organized as follows. In section II, the PMSM motor model is discussed. In section III, the DTC scheme is given. The fuzzy controller is proposed in section 4, where three approaches for the optimization of fuzzy rules are discussed. Section 5 is devoted to the stator resistance estimator which is based on fuzzy logic.

possible to obtain the maximum change in actual torque.[12]. Therefore, for PMSM's, the amplitude of the stator flux linkage should also be changed with the change of actual torque for maintaining a positive $dT/d\gamma$.

With constant stator flux linkage, the condition for positive $dT/d\gamma$ around $\gamma=0$ is give by

$$|\varphi_s| < \frac{L_q}{L_q - L_d} \varphi_r \quad (4)$$

By differnetiating (2) with respect to γ and equalizing it to zero, the contition for maximum allowable engle γ_m can be found, as

$$\gamma_m = \cos^{-1} \left\{ \frac{a / |\varphi_s| - \sqrt{(a / |\varphi_s|)^2 + 8}}{4} \right\} \quad (5)$$

Where

$$a = \frac{\varphi_r L_q}{L_q - L_d}$$

In maintaining positive $dT/d\gamma$ the torque angle γ should be also controlled to not exceed γ_m which is correspondonding to the maximum torque[11]. Hence, the application of DTC in PMSM drives, the amplitude of the stator flux linkage should be controlled to satisfy(4), and γ must also be limited to γ_m .

III. Implementation of DTC for a PMSM drive

III. 1. Control Algorithm

Between switching intervals, each voltage vector is constant and the stator flux linkage of a PMSM can be expressed in the stationary reference frame as

$$\varphi_s = V_s t - R \int I_s dt + \varphi_s \Big|_{t=0} \quad (6)$$

Neglecting the stator resistance, (6) implies that the tip of the stator flux vector, φ_s will move in the direction of the applied voltage vector. $\varphi_s \Big|_{t=0}$, is the initial stator flux linkage at the instant of switching. To select the voltage vectors for controlling the amplitude of φ_s , the voltage vector plane is divided into six regions. In each region,two adacent voltage vectors, which give the miimum switching frequency are selected to increase or decrease the amplitude φ_s respectively[5].

The torque increases with the angle, not with the slip frequency as in induction motors. For controlling the amplitude of the stator flux linkage and for changing the torque, or angle, quickly, zero voltage vectors are not used in PMSM. For induction motors, the application of zero voltage vectors immediately makes the slip frequency and torque negative. For PMSM's, the change of torque must occur through change in angle. The

application of zero voltage vectors will make this change subject to the rotor mechanical time constant which can be rather long. In other words, ϕ_s should always be in motion with respect to the rotor flux linkage. The rotating direction of ϕ_s is determined by the output of the torque controller.

III.2. Hysteresis controller

Let the stator flux space vector be located in the k sector ($k=1,2,\dots,6$) of the d,q plane as drawn in fig. 3. In order to increase the amplitude of the stator flux, the inverter voltage space vectors V_k, V_{k+1}, V_{k-1} should be applied to the motor. Conversely, to decrease its amplitude, $V_{k+2}, V_{k-2}, V_{k+3}$ must be applied.

The inverter voltage utilized for the control of the stator flux amplitude acts also on the motor torque. From the previous section, it turns out that inverter voltage space vectors which cause an increase in the slip speed of the stator flux produce a torque increase. The converse is true for the space vectors which reduce the slip speed of the stator flux [13][14].

TabI summarizes the combined action of each inverter voltage space vector on both the stator flux amplitude and the motor torque. In the table, a single arrow means a small variation, whereas two arrows mean a larger variation. As it appears from the table, an increment of torque (\uparrow) is obtained by applying the space vectors V_{k+1} and V_{k+2} , irrespective of the motor speed direction. Conversely, a decrement of torque ($\downarrow\downarrow$) is obtained by applying V_{k-1} or V_{k-2} . The space vectors V_k, V_{k+3} and the zero voltage space vectors alter the torque in accordance with the motor speed direction as specified in Tab.I.

	V_{i-2}	V_{i-1}	V_i	V_{i+1}	V_{i+2}	V_{i+3}	V_0, V_7
ϕ_s	\downarrow	\uparrow	$\uparrow\uparrow$	\uparrow	\downarrow	$\downarrow\downarrow$	$\downarrow\uparrow$
$\Gamma_{elm} \Omega > 0$	$\downarrow\downarrow$	$\downarrow\downarrow$	\downarrow	\uparrow	\uparrow	\downarrow	\downarrow
$\Gamma_{elm} \Omega < 0$	\downarrow	\downarrow	\uparrow	$\uparrow\uparrow$	$\uparrow\uparrow$	\uparrow	\uparrow

	$\Gamma_e \uparrow \phi_s \uparrow$	$\Gamma_e \uparrow \phi_s \downarrow$	$\Gamma_e \downarrow \phi_s \uparrow$	$\Gamma_e \downarrow \phi_s \downarrow$
1 st Switchnng	V_{i+1}	V_{i+2}	V_0, V_7	V_0, V_7
2 nd Switchnng	V_{i+1}	V_{i+2}	V_i	V_0, V_7
3 rd Switchnng	V_{i+1}	V_{i+2}	V_i	V_{i-3}
4 th Switchnng	V_{i+1}	V_{i+2}	V_{i-1}	V_{i-2}

Table.I : Combined action of each inverter voltage space vector V_i

Table.II : Four switching solutions are given

With hysteresis controllers having a two level output, there are four conditions regarding the stator flux and the motor torque voltage demands. For each condition it can be found at least one inverter voltage space vector which acts in the way of reducing the error signals. This demonstrates that a voltage inverter is able to regulate in a direct manner the stator flux amplitude and the motor torque of an a PMSM or to force them so as to track any reference.

Several switching solutions can be employed to control the torque according to whether the stator flux has to be reduced or increased. Each solution influences the drive behavior in terms of torque and current ripple, switching frequency, and two – or four-quadrant operation capability. In TabII four switching solutions are given. Upon each solution, a switching table can be built and implemented in the block selector of fig2. the switching table

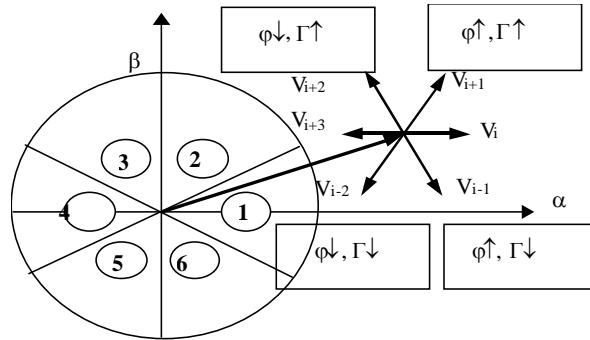


Fig. 2: Inverter voltages and corresponding stator flux variations

inputs are the two-level demands of stator flux and torque, and the stator flux sector, whilst the switching table output is the inverter voltage space vector for the motor[14].

To use the switching table, not really position of the flux, but the zone where the flux is situated is used. In tables, Cflx and ccpl are the outputs of the hysteresis controllers for flux linkage and torque, respectively.

The flux linkage N (N=1: 6), where N indicates the situation of the flux position, can be obtained by the following equations:

$$(2N - 3)\pi / 6 < \theta < (2N - 1)\pi / 6 \tag{7}$$

Torque	Flux	N=1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6
ccpl = 1	Cflx = 1	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₁
	Cflx = 0	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₁	V ₂
ccpl = 0	Cflx = 1	V ₇	V ₀	V ₇	V ₀	V ₇	V ₀
	Cflx = 0	V ₀	V ₇	V ₀	V ₇	V ₀	V ₇

Table1 : The 1st switching strategy for inverter

Torque	Flux	N=1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6
ccpl = 1	Cflx = 1	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₁
	Cflx = 0	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₁	V ₂
ccpl = 0	Cflx = 1	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆
	Cflx = 0	V ₀	V ₇	V ₀	V ₇	V ₀	V ₇

Table2 : The 2nd switching strategy for inverter

Torque	Flux	N=1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6
ccpl = 1	Cflx = 1	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₁
	Cflx = 0	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₁	V ₂
ccpl = 0	Cflx = 1	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆
	Cflx = 0	V ₄	V ₅	V ₆	V ₁	V ₂	V ₃

Table3 : The 3rd switching strategy for inverter

Torque	Flux	N=1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6
ccpl = 1	Cflx = 1	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₁
	Cflx = 0	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₁	V ₂
ccpl = 0	Cflx = 1	V ₆	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅
	Cflx = 0	V ₅	V ₆	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄

Table4 : The 4th switching strategy for inverter

Figure(3) gives flux trajectories for different switching strategies, the most circular trajectories are given in table1 and table2.

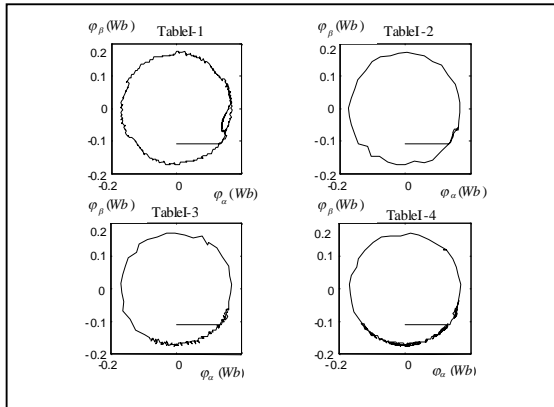


Fig.3 : Flux trajectories for different switching strategies

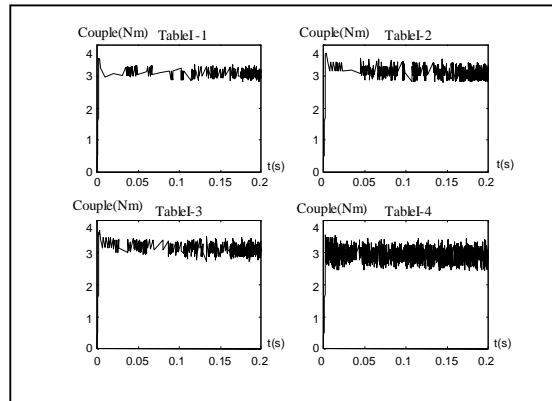


Fig.4 : Torque responses to the different switching algorithms

One can see the hard trajectory oscillations in table3. The torque responses to the different switching algorithms are given in figure (4).

Table1 gives the best performance with respect to tables2, 3 and 4. The latter exhibits hard torque oscillations.

The same conclusions for the currents responses can be obtained from figure(5).

The case of inverting the torque is given in figure(6). One can see that the inversion of the torque fails with strategies of tables1, 2 and 3. However, with the strategy of table4, the inversion is done and a good response is obtained.

In the sequel we will use only table4 for the simulations since it gives the best compromise between flux and torque.

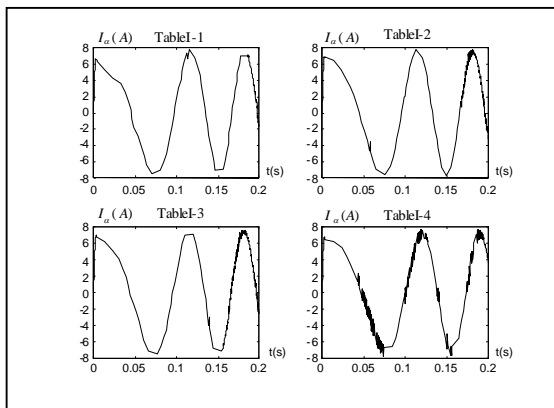


Fig 5 : Currents responses to the different switching algorithms

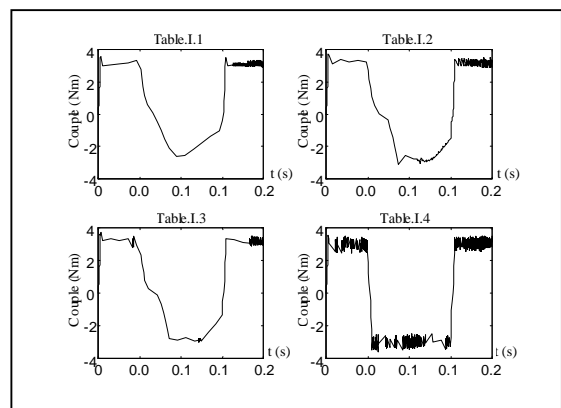


Fig 6 : Inverting the torque to the different switching algorithms

IV- Fuzzy logic controller

From the discussion in the previous section the controller adopting DTC strategy is a type of hysteresis, which means the control action will be the same in the whole error range.

To obtain better control effect a fuzzy logic controller has been introduced to replace the hysteresis controller. The diagram of a direct torque control incorporated with a fuzzy logic controller is shown in figure(7). generally speaking, a fuzzy logic controller consists of three main parts: fuzzification, fuzzy reasoning and defuzzification, we will discuss three approaches ; the first approach developed [16] for induction motor and adopted by us for PMSM. The second one was developed by [21] and third approach is proposed in this paper.

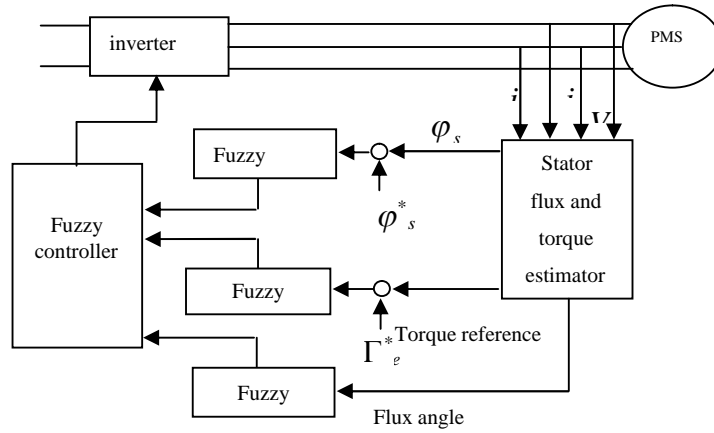


Fig.7 : Fuzzy controller for direct torque control of PMSM

IV.1 First Approach

Fuzzy state and control variables

The fuzzification is the process of a mapping from measured or estimated input to the corresponding fuzzy set in the input universe of discourse. In this system there are three inputs, which are E_φ (error of stator flux), E_{T_e} (error of torque) and θ (stator flux angle)respectively. They are defined as :

$$E_\varphi = \varphi_s^* - |\varphi_s|$$

$$E_{T_e} = T_e^* - T_e$$

$$\theta = \text{tg}^{-1}\left(\frac{\varphi_\beta}{\varphi_\alpha}\right)$$

Where φ_s^* and T_e^* are references of stator flux and torque respectively, φ_s is the magnitude of stator flux, which can be estimated.

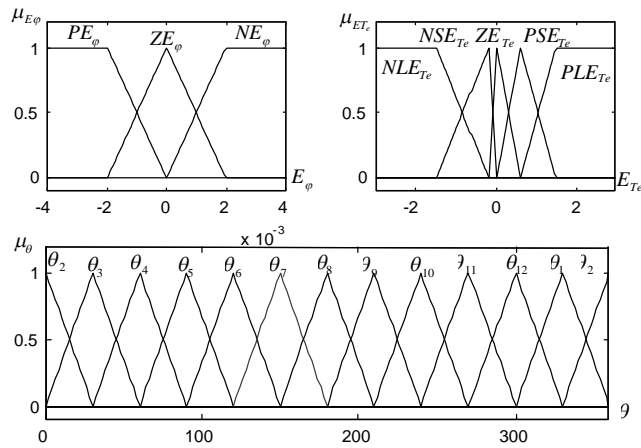


Fig8 : Membership distribution of fuzzy variables for first approach

The fuzzification is performed using membership function with singleton fuzzifier. There are three groups of membership function depicted in figure8 corresponding to three input variables. The universe of discourse of fuzzy angle variable is divided into 12 fuzzy sets θ_1 to θ_{12} . The control variable is the inverter switching state(n). In a six step inverter, seven distinct switching states are possible[18]. The switching states are crisp thus do not need a fuzzy membership distribution.

Fuzzy rules for self control

Each control rule, can be described using the state variables E_ϕ , E_{Te} and θ and the control variable n. The rule R_i can be written as :

R_i : if E_ϕ is A_i , E_{Te} is B_i and θ is C_i then n is N_i

where A_i, B_i, C_i and N_i represent the fuzzy segments.

The control rules are formulated, using the vector diagram for direct self control as shown in figure9.

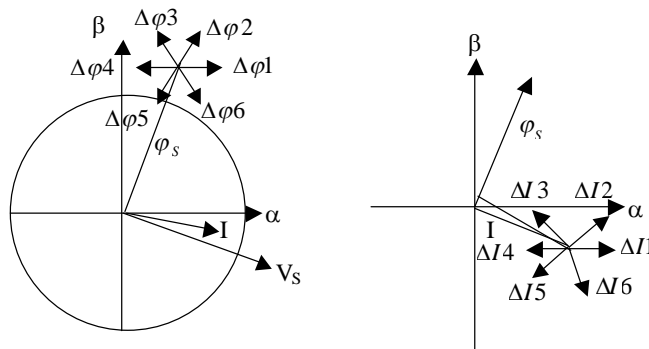


Fig9: Vector diagram used for knowledge base

Looking at the position of the flux in figure9 states 5,6 and 1 will increase the flux while states 2, 3 and 4 will decrease it. Similarly states 6, 1 and 2 will increase the torque while states 3,4 and 5 will decrease it. For a large increase in flux and a small increase in torque, state 6 is selected. For a small increase in flux and a large increase in torque, state 1 is selected. For a small decrease in flux and a small increase in torque, state 2 is selected. For a large decrease in flux and a small decrease in torque, state 3 is selected. For a small decrease in flux and a large decrease in torque, state 4 is selected. For a small increase in flux and a large decrease in torque, state 5 is selected. For a small decrease in torque and constant flux, state 0 is selected. This selection changes as the position of flux vector changes. The total number of rules is 180 as shown in Tabl 5. Each cell in this diagram shows the best switching state for the given angle.

The total number of obtained rules is 132 instead of 180 obtained in [16] sinc we do not use the null voltage vectors for DTC in the PM motors. The latters are represented 12 tables given below table 5. Each table gives the best switch state for a given flux angle.

Fuzzy Interface

The interface method used is basic and simple and is developed from the minimum operation rule as a fuzzy implementation function [19]. The membership functions of A, B, C and N are given by μ_A , μ_B , μ_C and μ_N respectively. The firing strength of ith rule α_i can be expressed as:

$$\alpha_i = \min(\mu_{A_i}(E_\varphi), \mu_{B_i}(E_{te}), \mu_{C_i}(\theta))$$

By fuzzy reasoning using Mamdani's minimum operation rule as a fuzzy implication function[Lee90], the ith rule leads to the control decision

$$\mu_{N_i}(n) = \min(\alpha_i, \mu_{N_i}(n))$$

Thus the membership function μ_N of the output n is pointwise given by:

$$\mu_N(n) = \max_{i=1}^{132}(\mu_{N_i}(n))$$

Since the output is crisp, the maximum criterion method is used for defuzzification. By this method, the value of fuzzy output which has the maximum possibility distribution, is used as control output.

$\theta 1$			
$\begin{matrix} E_{\phi} \\ E_{Te} \end{matrix}$	P	Z	N
PL	1	2	2
PS	1	2	3
ZE	-	-	-
NS	6	-	4
NL	6	5	5

$\theta 2$			
$\begin{matrix} E_{\phi} \\ E_{Te} \end{matrix}$	P	Z	N
PL	2	2	3
PS	2	3	3
ZE	-	-	-
NS	6	-	5
NL	6	6	5

$\theta 3$			
$\begin{matrix} E_{\phi} \\ E_{Te} \end{matrix}$	P	Z	N
PL	2	3	3
PS	2	3	4
ZE	-	-	-
NS	1	-	5
NL	1	6	6

$\theta 4$			
$\begin{matrix} E_{\phi} \\ E_{Te} \end{matrix}$	P	Z	N
PL	3	3	4
PS	3	4	4
ZE	-	-	-
NS	1	-	6
NL	1	1	6

$\theta 5$			
$\begin{matrix} E_{\phi} \\ E_{Te} \end{matrix}$	P	Z	N
PL	3	4	4
PS	3	4	5
ZE	-	-	-
NS	2	-	6
NL	2	1	1

$\theta 6$			
$\begin{matrix} E_{\phi} \\ E_{Te} \end{matrix}$	P	Z	N
PL	4	4	5
PS	4	5	5
ZE	-	-	-
NS	2	-	1
NL	2	2	1

$\theta 7$			
$\begin{matrix} E_{\phi} \\ E_{Te} \end{matrix}$	P	Z	N
PL	4	5	5
PS	4	5	6
ZE	-	-	-
NS		-	1
NL	3	2	2

$\theta 8$			
$\begin{matrix} E_{\phi} \\ E_{Te} \end{matrix}$	P	Z	N
PL	5	5	6
PS	5	6	6
ZE	-	-	-
NS	3	-	2
NL	3	3	2

$\theta 9$			
$\begin{matrix} E_{\phi} \\ E_{Te} \end{matrix}$	P	Z	N
PL	5	6	6
PS	5	6	1
ZE	-	-	-
NS	4	-	2
NL	4	3	3

$\theta 10$			
$\begin{matrix} E_{\phi} \\ E_{Te} \end{matrix}$	P	Z	N
PL	6	6	1
PS	6	1	1
ZE	-	-	-
NS	4	-	3
NL	4	4	3

$\theta 11$			
$\begin{matrix} E_{\phi} \\ E_{Te} \end{matrix}$	P	Z	N
PL	6	1	1
PS	6	1	2
ZE	-	-	-
NS	5	-	3
NL	5	4	4

$\theta 12$			
$\begin{matrix} E_{\phi} \\ E_{Te} \end{matrix}$	P	Z	N
PL	1	1	2
PS	1	2	2
ZE	-	-	-
NS	5	-	4
NL	5	5	4

Table5 : Set of fuzzy rules for first approach

IV.2 Second Approach

In [Mir94, sayeed94] the flux angle has 12 fuzzy subsets which results in 180 rules in the rule base. This is too many to be incorporated into fuzzy logic Toolbox and is difficult to implement in practice as well. For the purpose of reducing the total rule numbers the input to the fuzzy controller in our case only covers the partial universe $[-\frac{\pi}{6}, \frac{\pi}{6}]$ not like that of $[0, 2\pi]$ which covers the whole universe of discourse [10].

Based on the symmetry of impressed PWM voltage vectors and flux angle in d-q coordinate, we define a mapping to convert the θ' in the range of $[0, 2\pi]$ into a sector with range of $[-\frac{\pi}{6}, \frac{\pi}{6}]$:

$$\theta = \theta' - \frac{\pi}{3} \text{Fix}[\frac{\theta' + \pi/6}{\pi/3}]$$

Where θ is the angle that goes into fuzzy logic controller.

The operator Fix denotes rounding the variable to the nearest inferior integer. It should be noted here after the fuzzy reasoning the result action should be converted to the correct voltage vector according to the real angle of the flux.

The control variable obtained by the fuzzy controller is then transformed to the correct value by taking into account of the number of the stator flux sector [21].

The Universe of discourse for the new fuzzy variable is divided into 3 fuzzy sets ($\theta_1, \theta_2, \theta_3$) as shown in figure 10.

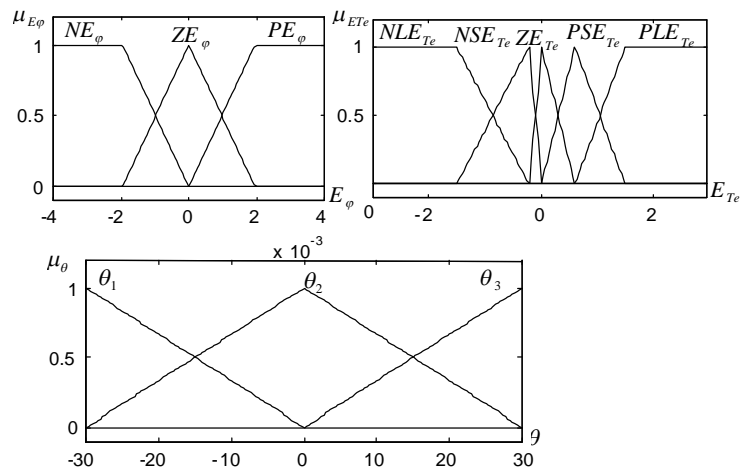


Fig10 : Membership distribution of fuzzy variables for second approach

Using 3 fuzzy sets for the flux angle, we got incomplete table of 33 rules reported in Tab6.

θ_1				θ_2				θ_3			
E_{Te} \ E	P	Z	N	E_{Te} \ E	P	Z	N	E_{Te} \ F	P	Z	N
PL	2	2	3	PL	3	3	4	PL	2	3	3
PS	1	2	3	PS	2	3	4	PS	1	3	4
ZE	-	-	-	ZE	-	-	-	ZE	-	-	-
NS	6	-	4	NS	1	-	5	NS	6	-	5
NL	6	5	4	NL	6	6	5	NL	6	6	5

Table6 : Set of fuzzy rules for second approach

The fuzzy reasoning used is mandani's method mamdani[9].

$$\alpha_i = \min(\mu_{A_i}(E_\varphi), \mu_{B_i}(E_{te}), \mu_{C_i}(\theta))$$

$$\mu_{N_i}(n) = \min(\alpha_i, \mu_{N_i}(n))$$

$$\mu_N(n) = \max_{i=1}^{33} (\mu_{N_i}(n))$$

The relation giving the number of the sector in which the stator flux vector lies is obtained as

$$S = \text{Fix}\left(\left(\frac{\theta + \pi / 6}{\pi / 3}\right) + 1\right)$$

We add to the fuzzy regulator output (S-1) in order to get the correct voltage vector of inverter configuration.

IV.3 Proposed approach

It is possible to reduce the size of the precedents rules table by using the symmetry of rules table given in the first approach table 5 and a heuristic repartition of the state flux angle. We see from table 5, that we can use only 2 fuzzy sets for the flux angle θ (θ_1 and θ_2). This allows to eliminate redundancy existing in the fuzzy rules. We have also, developed an interesting technique to reduce the number of rules to 22. The third fuzzy controller input (flux angle) cover actually the universe $[0, \frac{\pi}{6}]$ and not $[0, 2.\pi]$ as in the first approach.

Based on the symmetry of the voltage vector and the stator flux angle we define the following transformation

that convert the angle θ' from $[0, 2.\pi]$ to angle θ in $[0, \frac{\pi}{6}]$:

$$\theta = \text{rem}(\theta')$$

where : θ is the input angle of the fuzzy controller

The operator rem used above stands for "remain of division".

By using 2 fuzzy sets for flux angle, we obtain a 22 rules table given in table7 and Figure11, represent the distribution of the underlying fuzzy sets.

		θ_1		
		P	Z	N
E_{Te}	E_{ϕ}			
PL		1	2	2
PS		1	2	3
ZE		-	-	-
NS		0	-	4
NL		0	5	5

		θ_2		
		P	Z	N
E_{Te}	E_{ϕ}			
PL		1	1	2
PS		1	2	2
ZE		-	-	-
NS		5	-	4
NL		5	5	4

Table7 : Set of fuzzy rules for proposed approach

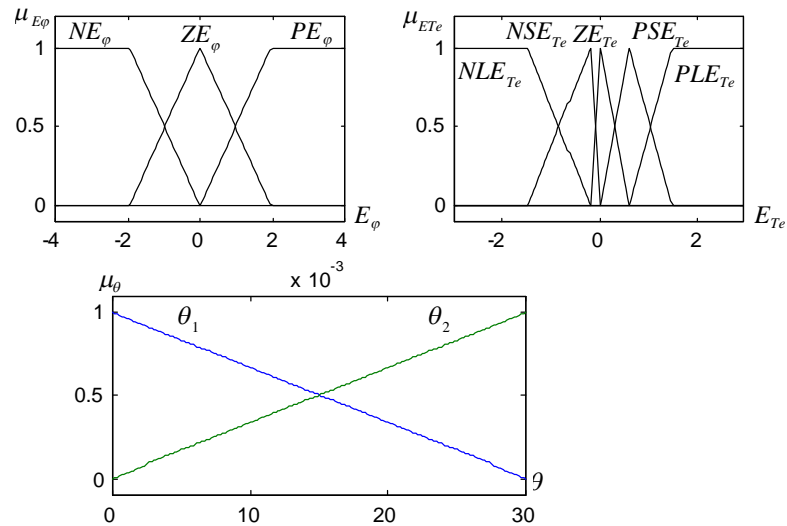


Fig11: Membership distribution of fuzzy variables for proposed approach

V. Simulation of the system

To study the performance of the fuzzy logic controller with direct torque control strategy, the simulation of system was conducted using Matlab and fuzzy logic toolbox. The parameters of the motor are given in table8

Nombre of pole pairs	P	2
Armature resistance	R_s	0.57 Ω
Magnet flux linkage	ϕ_f	0.108 Wb
d-axis Inductance	L_d	8.72 mH
q-axis Inductance	L_q	22.8 mH
Phase voltage	V	50 V
Phase current	I	8.66 A
Base speed	Ω	1200 tr.m

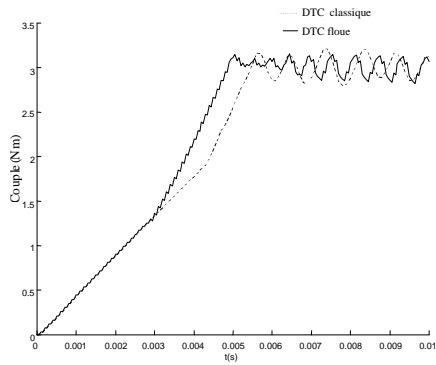


Fig12: Torque response of fuzzy controller and conventional DTC during startup

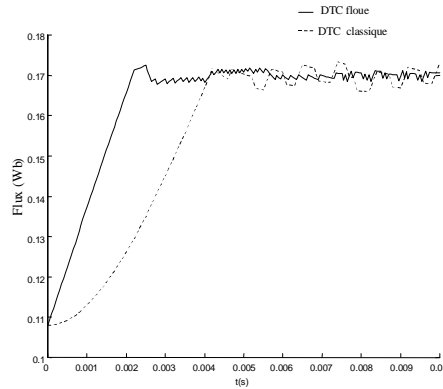


Fig13: Stator flux response of fuzzy controller and conventional DTC during startup

Figure (12 and 13) shows the torque and the stator flux responses of the system during startup for the conventional DTC and the fuzzy controller. The response of the fuzzy controller is faster than the conventional DTC. In the fuzzy controller the initial stator flux error is very large. Thus the controller chooses the states giving a higher increase in the flux. The change in torque during this time is small.

Once the flux error becomes small, the controller chooses the states giving a faster increase in torque.

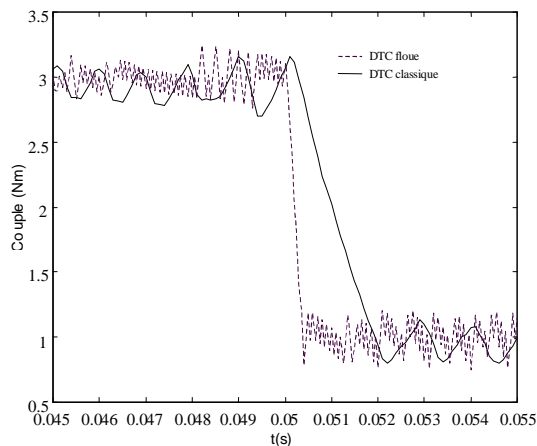


Fig14: Torque response of fuzzy controller and conventional DTC for step change in command torque

Figure 14 shows the response of the system for a step change in torque from 3 Nm to 1 Nm keeping the flux command constant. The response of the fuzzy controller is faster than the conventional controller.

The steady state torque and flux vector in fig 15 shows nearly a circular path indicating a good flux regulation.

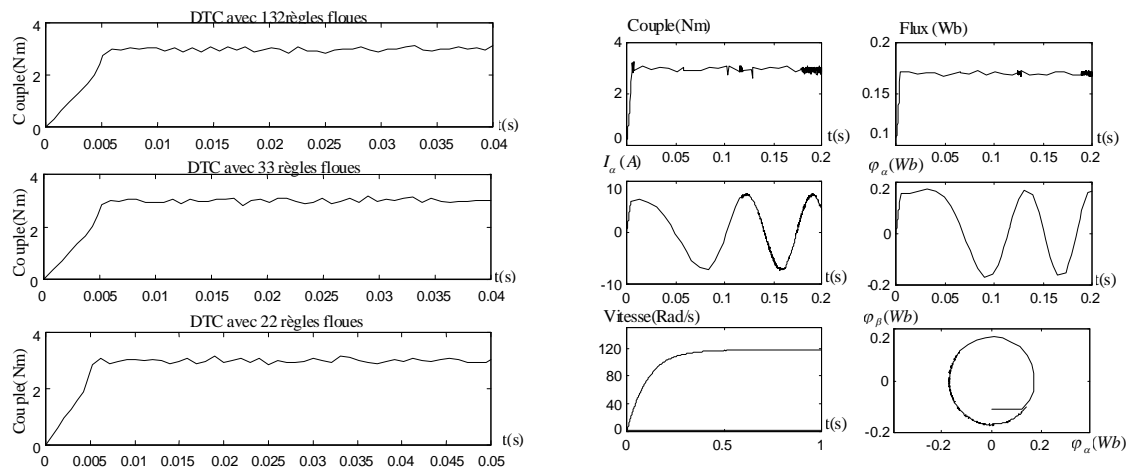


Fig15: Torque response of fuzzy controller for three approach

VI. Fuzzy Resistance Estimator

In direct self control schemes estimation of stator flux is based upon the knowledge of stator resistance. This is especially true at low speeds where the resistive drop ($I_s T_s$) is the major portion of the measured terminal voltage. The stator resistance error would cause improper flux estimation making the controller perform poorly. The magnitude of the stator current vector can be used to correct the stator resistance used by the controller during any change in stator resistance of the machine. The magnitude of the stator current vector in direct self control is a function of torque and flux. It is not affected by any change in the input DC voltage or a change in load. Also, the model used in the direct self controller is independent of all machine parameters other than stator resistance. Change of any parameter other than stator resistance does not change the magnitude of stator current vector. For any change in the current vector, during a change in the input voltage or the motor parameters other than stator resistance, the controller chooses the switching states so that the stator current changes back to its original value to have constant flux and torque [16]. During a change in stator resistance the actual and the estimated stator flux are different. Therefore, the switching states selected by the controller for constant flux and torque do not change the current to its constant value. Thus, for a constant value of torque and stator flux, any change in the magnitude of the stator current vector is due to the change in stator resistance. With knowledge of the magnitude of current vector, for the given values of stator flux and torque, a fuzzy resistance estimator can be developed for the correction of changes in stator resistance. The fuzzy resistance estimator suggested is shown in fig16. The estimator requires the magnitude of the stator current vector to obtain the change in stator resistance. This magnitude is obtained by measuring the stator currents and calculating the current vector. This is filtered and sent to the fuzzy resistance estimator.

To estimator the error in stator resistance the stator current vector error and the change in the current vector error are employed. The current vector error and the change in current vector error are defined as:

$$e(k) = I_s(k)^* - I_s(k)$$

$$\Delta e(k) = e(k) - e(k-1)$$

Where $I_s^*(k)$ is the current vector corresponding to the flux and torque commands and $I_s(k)$ is the measured stator current vector given by:

$$I_s(k) = \sqrt{i_\alpha^2 + i_\beta^2}$$

The universe of discourse of the two fuzzy input variables and the output variable, which is the change in stator resistance, Δr_s are divided into five fuzzy sets each as shown in figs17.

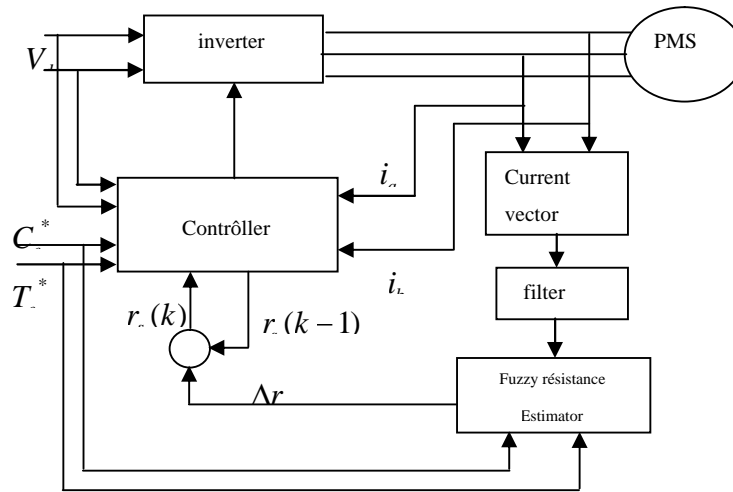


Fig 16 : Controller with fuzzy resistance estimator

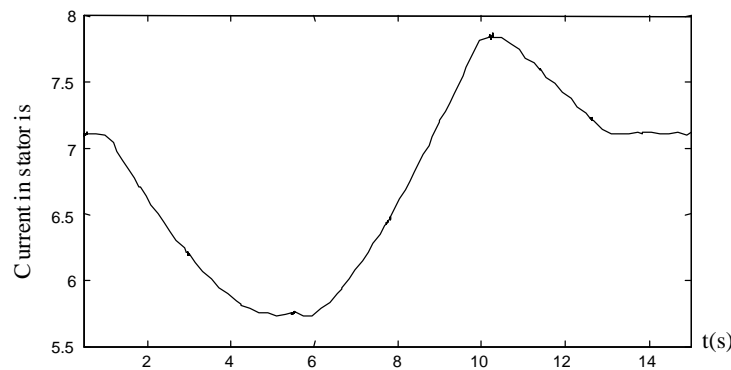


Fig18: Error in stator current for linear change in stator resistance

The fuzzy rule applied can be written as:

$$R_i : \text{si } e \text{ est } A_i , \Delta e \text{ est } B_i \text{ donc } \Delta R_s \text{ est } C_i$$

The error in stator current vector for a linear change in stator resistance is shown in fig18. shows the relation between the error in stator current vector and the error in stator resistance. Using this response we can formulate fuzzy rules to change the stator resistance used by the controller. There are twenty five rules as shown in tab8. Mamdani's minimum operation rule is used as interface method and finally , the value of resistance error can be obtained by center of gravity method used for defuzzification. The value of stator resistance used by the controller is then given by [20].

$$r_s(k) = r_s(k-1) + \Delta r_s(k)$$

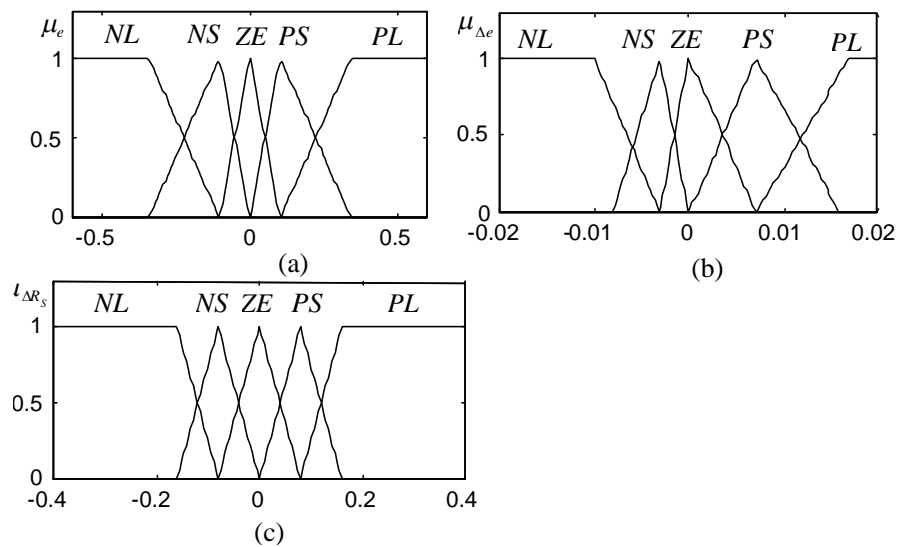


Fig.I7 Membership distribution of fuzzy input variables

$e / \Delta e$	PL	PS	ZE	NS	NL
PL	PL	PL	PL	PS	ZE
PS	PL	PL	PS	ZE	NS
ZE	PL	PS	ZE	NS	NL
NS	PS	ZE	NS	NL	NL
NL	ZE	NS	NL	NL	NL

Table 8: Fuzzy rules for fuzzy resistance estimator

Simulation results

The stator resistance variation was simulated as well. The speed of the PMSM is set at 4 rad/s and torque reference 0.3 Nm. The stator resistance used by controller follows very closely to the actual stator resistance of the motor, the simulation results are shown in figure13.

Figure14 show the filtered electric torque with and without the fuzzy resistance estimator. There is very small error in actual electric torque of the machine during a change in resistance using the fuzzy resistance estimator.

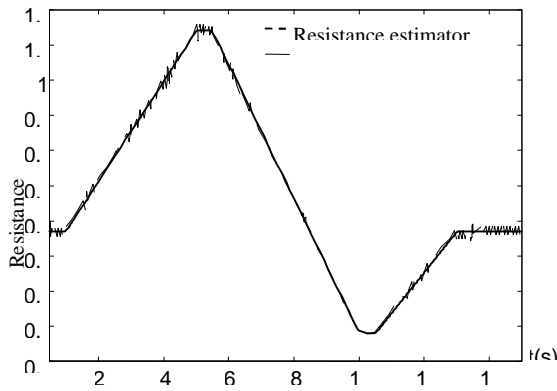


Fig.13: Fuzzy resistance Estimator

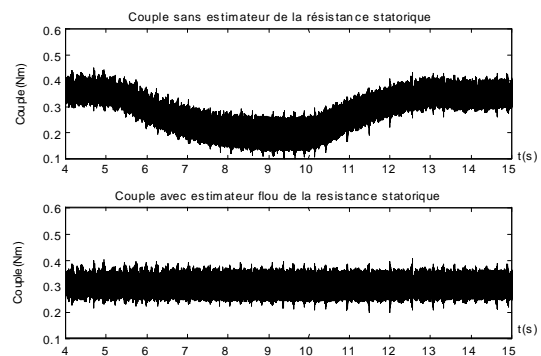


Fig.14 : Torque response with and without fuzzy resistance estimator

Conclusion

A fuzzy logic controller using the DTC strategy for PMSM has been described in this paper. To make the fuzzy reasoning fast and simulation available with fuzzy logic toolbox, the number of rules was greatly reduced in terms of flux angle mapping approach. The change in the steady state value of stator current for a constant torque and flux reference is used to change the value of stator resistance used by the controller to match the machine resistance. The simulation results show the effectiveness of the new control strategies

Reference

- [1]: L. Tang, Zhong and F. Rahman, « Modeling and experimentale approche of a novel direct torque controle scheme for interior permanent magnet synchronous machine drive », IEEE IC 2002.
- [2] : I. Takahashi, T. Noguchi, « A new quick-response and high-efficiency cotrol strategy of an induction motor » , IEEE Trans . on IA, Vol. 22, No. 5, Sept\ Octo 1986, pp. 820-827.
- [3] : L. Zhong, M. F. Rahman, « Analysis of direct torque control in permanent magnet synchronous motor drives » , IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 12, No. 3, May 1997, pp.528-535.

- [4] : M. F. Rahman, L. Zhong, « A direct torque controller for permanent magnet synchronous motor drives » , IEEE Trans. on Energy Conversion, Vol. 14, No. 3, September 1999, pp. 637-642.
- [5] : M. F. Rahman, L. Zhong, « A direct torque-controlled interior permanent magnet synchronous motor drive incorporating field weakening » , IEEE trans. on IA, Vol. 34, No. 6, Novem \ Decem 1998, pp. 1246-1253.
- [6] : M. R. Zolghadri, « A DSP based direct torque controller for permanent magnet synchronous motor drives » , IEEE B-1-4 , pp. 2055-2061.
- [7] : Y. Lai, J. Chen « A new approach to direct torque control of induction motor drives for constant inverter switching frequency and torque ripple reduction » , IEEE Trans. on Energy conversion, Vol. 16, No. 3, September 2001, pp. 220-227.
- [8] : Sayeed A. Mir, Donald S. Zinger, « Fuzzy implementation of direct self control for induction machines » , IEEE trans. on IA, Vol.30, No.3, May \ June 1994 , pp.729-735.
- [9]: Benmansour. k, H.rezine, M.S. Boucherit, “Nouvelle approche de la command floue base sur DTC de la machine synchrone a aimant permanent”, CIFA 2004.Tunisie.
- [10] : L. Zhong, M. F. Rahman, « A fuzzy observer for induction motor stator resistance for application in direct torque control » , IEEE IC 1997.
- [11] : M. Fu, L. Xu, « A sensorless direct torque control technique for permanent magnet synchronous motors » , IEEE IC 1998 , pp. 21-27.
- [12] : M. F. Rahman, L. Zhong, « An investigation of direct and indirect torque controllers for permanent PM synchronous motor drives » , IEEE IC 1997, pp. 516-523.
- [13] : D. Casadei, G. Grandi, G. Serra, « Effects of flux and torque hysteresis band amplitude in direct torque control of induction machines » , IEEE IC 1994 , pp. 299-304.
- [14] : G. Buja, D. Casadei, G. Serra, « Direct stator flux and torque control of induction motor : theoretical analysis and experimental results » , IEEE 1998 , IC 0-7803-4503-7/98/ , pp. T50-T64.
- [15] : D.O. Neacsu, « Comparative analysis of torque-controlled IM drives with applications in electric and hybrid vehicles » , IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 16, No. 2, March 01, pp. 240-247.
- [16] : Sayeed A. Mir, Donald S. Zinger, « Fuzzy controller for inverter fed induction machines » , IEEE Trans. on IA, Vol.30, No.1, Janu\ Febr 1994 , pp.78-83.
- [17] : B. K. Bose, L. Fellow, « Quasi –fuzzy estimation of stator resistance of induction motor » , IEEE Transaction on power Electronics, Vol. 13, No. 3, May 1998, pp. 401-408.
- [18] : H. Rezine, A. Derbane, «Implémentation du contrôle direct du couple de la machine synchrone à aimants permanents par la logique floue», Article soumis au C.G.E'02- EMP, Décembre 2002.
- [19] : T. Noguchi, K. Yamada, S. Konodo, I. Takahashi, « Initial rotor position estimation method sensorless PM synchronous motor with no sensitivity to armature resistance » , IEEE Trans. IA Vol. 45, No. 1, Februry 1998 ,pp.118-124.
- [20] : : Sayeed Mir, Malik E., Donald S. Zinger, « PI and fuzzy estimation for tuning the stator resistance in direct torque control of induction machines » , IEEE trans. on Power Electronics, Vol. 13, No 2, March 1998, pp. 279-287.
- [21] : Y. Xia, W. Oghanna « Fuzzy direct torque control of induction motor with stator flux estimation compensation » IEEE IC 1997 , pp. 505-510.

Nouvelle approche d'un contrôleur flou pour la commande directe du couple de la machine synchrone à aimants permanents

K. BEBMANSOUR¹, S. BOUCHERIT¹, H. REZINE², A. DERBEL²

¹ Laboratoire de Commande des Processus, Département de génie électrique, Ecole nationale polytechnique
10, Avenue Pasteur, Hassen Badi, El-Harrach, Alger, Algerie.

Fax: (213) 21 52 29 73, E-mail: k_benmansour@yahoo.fr

² Laboratoire de Contrôle et Commande, U.E.R d'automatique, EMP
BP 17, Bordj-El Bahri, 35320 Boumerdes, Alger, Algerie

Resumé : Cet article est consacré à l'implantation de la commande directe du couple (DTC) de la machine synchrone à aimants permanents (MSAP). Ce type de contrôle présente des réponses moins bonnes durant le démarrage et les régimes transitoires qui peuvent être améliorées. Pour cela, nous avons développé une nouvelle approche d'un contrôleur flou pour implanter la DTC avec un nombre de règles floues minimale. Le fonctionnement du système devient difficile aux basses vitesses due à la variation de la résistance statorique en fonction de la température. Pour améliorer les performances de l'estimation du flux et du système, nous proposons également un estimateur flou de la résistance statorique seul paramètre de la machine qui intervient dans la DTC. Les résultats des simulations numériques obtenus permettent d'évaluer les performances.

Mots clés— Control flou, Machine synchrone, Commande directe de couple.

I. Introduction

Les machines synchrones à aimants permanents alimentées par des onduleurs de tension contrôlés en courant sont utilisées dans beaucoup d'applications qui exigent une réponse rapide du couple et un fonctionnement avec des hautes performances

Le contrôle direct de couple (DTC) proposé par Depenbrock et Takahashi est une solution pour les problèmes du contrôle vectoriel, [Casa 01]. Le principe de base du DTC est de choisir directement les vecteurs de tension statorique selon les différences entre les références du couple et du flux statorique et leurs valeurs réelles calculées à partir des seules grandeurs liées au stator (figure1).

La DTC possède l'avantages d'être indépendante des paramètres de la machine exception faite pour la résistance statorique du moteur, de fournir une réponse de couple plus rapide en comparaison au contrôle du couple via des contrôleurs de courant à modulation de largeur d'impulsions, de posséder une configuration plus simple ne nécessitant pas l'intervention de capteurs mécaniques ou de transformations de coordonnées [Rahm 99], [Lai 01].

La logique floue constitue aujourd'hui un approche alternative intéressante [Ben 02]. Plusieurs avantages leur sont reconnus : raisonnement proche du raisonnement naturel de l'opérateur, maîtrise des systèmes à contrôler avec un comportement non linéaire, obtention fréquente de meilleures prestations dynamiques et leurs qualités intrinsèques de robustesse [Saye 98].

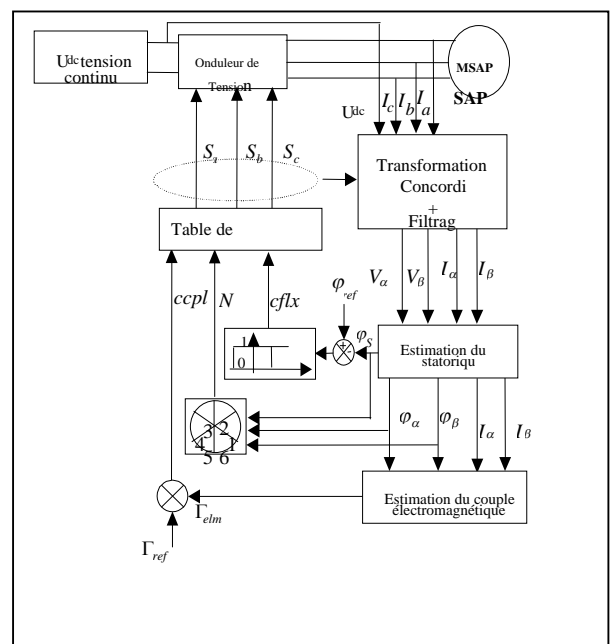


Fig.1 : Schéma de la commande directe du couple classique de la MSAP

Cet article est consacré à l'implantation de la commande directe du couple de la MSAP. Ensuite nous avons développé une implantation de la DTC à l'aide d'un contrôleur flou en réduisant le nombre des règles floues à 22. Ainsi que l'estimation floue de la résistance statorique de la machine durant le fonctionnement afin de corriger la valeur utilisée dans l'estimateur du flux statorique. Les résultats de simulation numérique obtenus permettent d'évaluer les performances.

II. Equations de la machine

Les équations de la MSAP, peuvent être écrites dans un repère lié au rotor comme suit :

$$\begin{aligned}\varphi_d &= L_d i_d + \varphi_r \\ \varphi_q &= L_q i_q \\ v_{d=} &= R_s i_d + P\varphi_d - \omega_r \varphi_q \\ v_q &= R_s i_q + P\varphi_q + \omega_r \varphi_d \\ \Gamma &= P(\varphi_d i_q - \varphi_q i_d)\end{aligned}$$

où φ_r, L_d, L_q : sont respectivement le flux des aimants permanents et les inductances statorique directe et en quadrature.

L'équation du couple s'écrit finalement par :

$$\Gamma = \frac{P|\varphi_s|}{2L_d L_q} [2\varphi_r L_q \sin \gamma - |\varphi_s| (L_q - L_d) \sin 2\gamma]$$

La dérivée du couple est donnée par

$$\frac{d\Gamma}{dt} = \frac{P|\varphi_s|}{2L_d L_q} [2\varphi_r L_q \dot{\gamma} \cos \gamma - 2|\varphi_s| (L_q - L_d) \dot{\gamma} \cos 2\gamma]$$

La partie droite de cette équation est toujours positive si l'angle γ est maintenu dans la plage $[-\pi/2, \pi/2]$. Cette équation indique que l'augmentation du couple est proportionnelle à l'augmentation de l'angle γ si l'amplitude du flux statorique est constante. Autrement dit, le flux statorique doit être contrôlé de manière à maintenir son amplitude constante alors que sa vitesse de rotation doit être commandée d'une façon très rapide pour obtenir un changement maximal du couple instantané [Rahm 99].

Avec un flux statorique constant, La condition pour $\frac{d\Gamma}{dt}$

positif autour de $\gamma = 0$ est donnée par :

$$|\varphi_s| < \frac{L_q}{L_q - L_d} \varphi_r$$

La condition pour le maximum de l'angle admissible γ est obtenu par:

$$\gamma_m = \cos^{-1} \left\{ \frac{a/|\varphi_s| - (a/|\varphi_s|)^2 + 8}{4} \right\}$$

$$\text{où } a = \frac{\varphi_r L_q}{L_q - L_d}$$

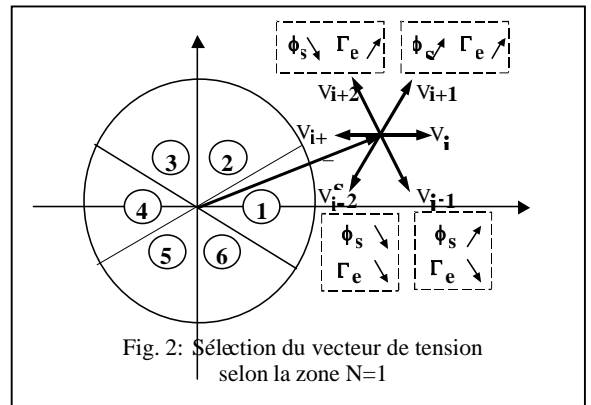
Pour maintenir la dérivée du couple positive, l'angle de couple devrait être également commandé pour ne pas dépasser γ_m qui correspond au couple maximum [Tang 02].

III. Commande directe du couple

Le contrôle direct de couple (DTC) basé sur l'orientation du flux statorique, utilise les valeurs instantanées du vecteur de tension. Un onduleur triphasé peut fournir huit vecteurs tensions de base instantanés, parmi les quels deux sont nuls [Rahm 99].

Ces vecteurs sont choisis à partir d'une table de commutation en fonction des erreurs du flux et du couple et de la position du vecteur flux statorique. Dans cette technique, on n'a plus besoin de la position du rotor pour choisir le vecteur tension, cette particularité définit la DTC comme une méthode bien adaptée pour le contrôle sans capteur mécanique des machines à courant alternatif.

Pour fixer l'amplitude du flux statorique, l'extrémité du vecteur flux doit avoir une trajectoire circulaire. Pour cela, le vecteur tension appliqué doit toujours être 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 fixe souhaitée. Ceci est réalisé par des comparateurs à hystérésis pour le flux et le couple.



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 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 φ_s dans le référentiel fixe (stator) en le décomposant en six zones symétriques par rapport aux directions des vecteurs de tensions non nuls. La position du vecteur flux dans ces zones est déterminée à partir de ces composantes. Lorsque le vecteur flux se trouve dans une zone numérotée i , les deux vecteurs V_i et V_{i+3} 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 (ambiguïté sur le couple). 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 vecteurs nuls. Le rôle du vecteur tension sélectionné est décrit sur la figure 2. Plusieurs tables de commutation peuvent être utilisées pour contrôler le couple. Chaque table influe sur le comportement de la machine en terme de couple, d'ondulation des courants, de fréquence de commutation et possibilités de fonctionnement dans deux ou quatre quadrants. Dans le tableau suivant quatre tables de commutation sont proposées.

Le couple électromagnétique est contrôlé en contrôlant l'amplitude et la vitesse de rotation du vecteur flux statorique, aussi lorsqu'on applique des vecteurs tensions nuls pour diminuer l'amplitude de ce dernier il

reste à sa position dans le cas d'une machine asynchrone puisque le flux statorique est uniquement déterminé par la tension statorique. Par contre dans le cas de la MSAP, le flux statorique φ_s continue à changer même lorsque le vecteur tension nul est appliqué parce que les aimants permanents tournent avec le rotor.

Par conséquent l'application des vecteurs tensions nuls est à proscrire pour contrôler le flux statorique de la MSAP. En d'autres

termes, le flux statorique doit être toujours en mouvement par rapport au flux rotorique. Donc on a choisit la 4^{ème} stratégie et la table de commutation est le suivant

Couple	Flux	1	2	3	4	5	6
cpl = 1	Cf = 1	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₁
	Cf = 0	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₁	V ₂
cpl = 0	Cf = 1	V ₆	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅
	Cf = 0	V ₅	V ₆	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄

	$\Gamma_e \uparrow$ $\varphi_s \uparrow$	$\Gamma_e \uparrow$ $\varphi_s \downarrow$	$\Gamma_e \downarrow$ $\varphi_s \uparrow$	$\Gamma_e \downarrow$ $\varphi_s \downarrow$
Stratégie 1	V _{i+1}	V _{i+2}	V ₀ , V ₇	V ₀ , V ₇
Stratégie 2	V _{i+1}	V _{i+2}	V _i	V ₀ , V ₇
Stratégie 3	V _{i+1}	V _{i+2}	V _i	V _{i+3}
Stratégie 4	V _{i+1}	V _{i+2}	V _{i-1}	V _{i-2}

V. Contrôleur flou

Dans le contrôle direct du couple conventionnel, les erreurs du couple et du flux sont directement utilisées pour choisir l'état de commutation des interrupteurs de l'onduleur de tension sans aucune distinction entre une erreur *très grande* ou *relativement petite*. Les termes "*très grande*" ou "*très petite*" sont des termes vagues et imprécis qui renferment une notion de flou. Il semble donc naturel d'utiliser un contrôleur flou [Saye 94].

Nous avons proposés une approche originale de contrôleurs flous qui permet de réduire le nombre des règles à 22 règles flous nécessaires. La première idée de contrôleur flou, avec 12 ensembles flous pour la position de vecteur flux statorique, 5 ensembles flous pour la variation du couple et 3 ensembles flous pour la variation du flux statorique conduit à une table incomplète de 132 règles flous, d'où une difficulté d'implantation en temps réel car la DTC de la MSAP exige une période d'échantillonnage très petite de l'ordre de 10 à 40 μ s. Pour réduire le temps de calcul, Nous avons développé une approche originale qui permet de réduire le nombre des règles à 22 règles flous.

La figure3 présente le schéma synoptique du contrôleur flou proposé pour remplacer la DTC classique.

Le contrôleur flou étudié possède trois variables d'états flous en entrée et une variable de commande en sortie pour réaliser une commande à couple et flux constants. Chaque variable est représentée par des ensembles flous. Le nombre des ensembles flous pour chaque variable est choisi pour

obtenir une commande performante avec un nombre minimal de règles flous.

- La première variable floue est la différence entre l'amplitude du flux de référence et le flux estimé :

$$E_\varphi = \varphi_s^* - |\varphi_s|$$

- La deuxième variable floue est la différence entre le couple de référence et le couple estimé (erreur du couple E_{Te}) donné par :

$$E_{Te} = T_e^* - T_e$$

- La troisième variable floue est l'angle entre le flux statorique et les axes de référence (angle du flux statorique)

qui est déterminé par la relation : $\theta = \text{tg}^{-1} \left(\frac{\varphi_\beta}{\varphi_\alpha} \right)$

L'angle du flux dans cette approche couvre maintenant seulement la partie de l'univers de discours $[0, \frac{\pi}{6}]$ et non plus $[0, 2\pi]$ comme dans le cas de la première base de règles flous(180règle).

En se basant sur la symétrie des vecteurs tensions et l'angle de flux statorique, on définit une transformation qui convertit l'angle θ' de domaine $[0, 2\pi]$ en l'angle θ du domaine $[0, \frac{\pi}{6}]$: $\theta = \text{rem}(\theta')$

Où : θ est l'angle d'entrée du régulateur flou.

L'opérateur rem dans l'expression ci-dessus signifie reste de la division.

En utilisant deux sous-ensembles flous pour l'angle de flux, on obtient une table incomplète de 22 règles flous représentées sur la figure 4.

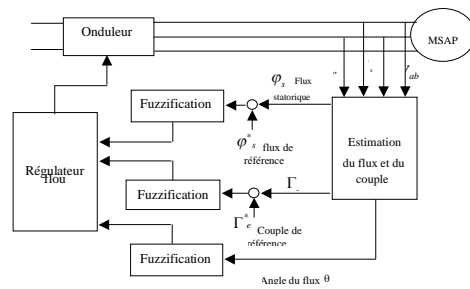


Fig.3 : Contrôleur flou pour la commande directe du

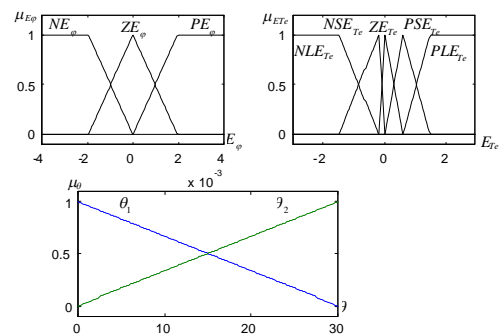


Fig.4 : Distribution des fonctions d'appartenance des variables floues d'entrées

La figure5, représente la distribution des ensembles flous pour la base de 22 règles floues.

		θ_1		
		P	Z	N
E_{Te}	$E\varphi$			
	PL	1	2	2
	PS	1	2	3
	ZE	-	-	-
	NS	0	-	4
	NL	0	5	5

		θ_2		
		P	Z	N
E_{Te}	$E\varphi$			
	PL	1	1	2
	PS	1	2	2
	ZE	-	-	-
	NS	5	-	4
	NL	5	5	4

IV. Estimateur flou de la résistance statorique

Un estimateur est conçu pour déterminer les variations de la résistance statorique réelle de la machine durant le fonctionnement. Cet estimateur observe le vecteur courant statorique et si un changement est détecté alors un changement correspondant de la résistance statorique est produit. Cet estimateur est conçu à partir des principes de la logique floue. Il a pour entrées l'erreur du courant et la variation de l'erreur et pour sortie la variation de la résistance statorique [Saye 98].

La figure6 représente la structure de l'estimateur flou de la résistance. L'erreur du courant statorique et la variation de l'erreur du courant du courant sont utilisées comme entrées de cet estimateur.

Les fonctions d'appartenance des différentes variables et la table des règles floues sont représentées sur la figure 7.

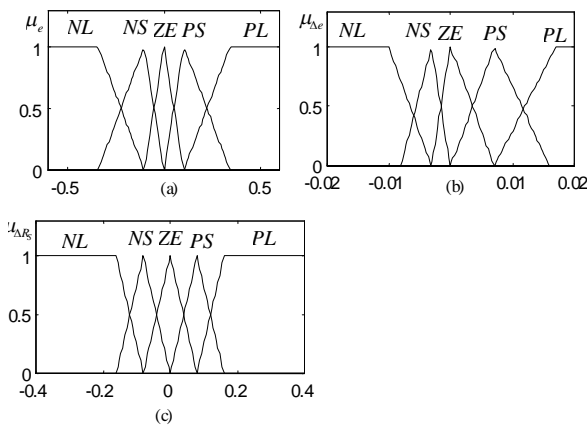


Fig.7 : Fonctions d'appartenance des différentes variables

Les règles floues sont déterminées en utilisant la réponse du courant statorique de la machine synchrone pour un changement de la résistance statorique. On obtient une table de 25 règles floues avec une distribution symétrique figure8.

En utilisant la relation :

$e/\Delta e$	PL	PS	ZE	NS	NL
PL	PL	PL	PL	PS	ZE
PS	PL	PL	PS	ZE	NS
ZE	PL	PS	ZE	NS	NL
NS	PS	ZE	NS	NL	NL
NL	ZE	NS	NL	NL	NL

Fig.8 : Règles floues pour l'estimateur de la résistance statorique

$$I(k) = \sqrt{i_\alpha^2 + i_\beta^2}$$

L'erreur du courant et la variation de l'erreur sont définies comme suit :

$$e(k) = I_S(k)^* - I_S(k)$$

$$\Delta e(k) = e(k) - e(k-1)$$

L'amplitude du courant statorique est obtenue

Où I_S^* est le vecteur courant correspondant au flux et couple de commande et I_S est le vecteur courant statorique mesuré.

Chacun de ces deux variables d'entrées, $e(k)$, $\Delta e(k)$ et la variable de sortie ΔR_S

sont divisées en cinq ensembles flous, désignés par NG, NP, ZE, PP et PG. Les univers de discours et les fonctions d'appartenance de ces trois variables sont représentées sur la figure6.

Le contrôle réalisé est décrit par un ensemble de règles avec les variables d'entrées e , Δe et la variable de sortie ΔR_S . La $i^{\text{ème}}$ règle (R_i) s'écrit comme suit:

R_i : si e est A_i , Δe est B_i donc ΔR_S est C_i

Où: A_i , B_i , et C_i sont respectivement les ensembles flous de e , Δe et ΔR_S , dont les fonctions d'appartenance.

V. Résultats de simulation

Les figures 9,10 représentent la réponse du couple et du flux statorique au démarrage dans le cas de la DTC conventionnelle et celle basée sur la logique floue. La réponse du contrôleur flou est plus rapide que celle de la DTC conventionnelle.

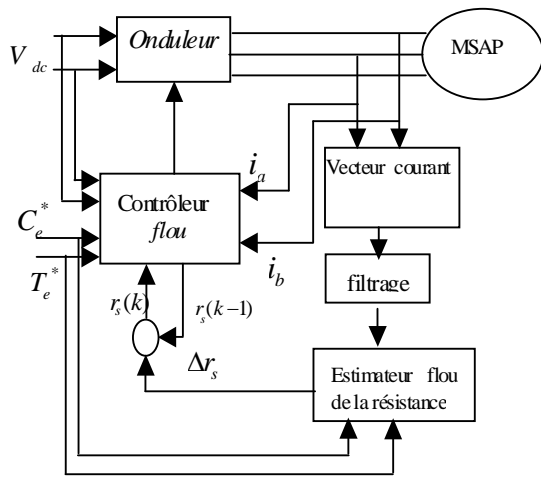


Fig.8 : Commande directe du couple avec estimateur flou de la résistance statorique

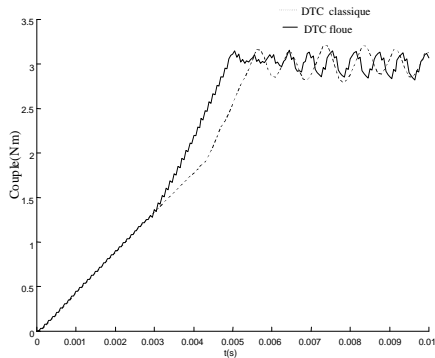


Fig.9: Réponse du couple et du flux pour la DTC classique et le contrôleur flou

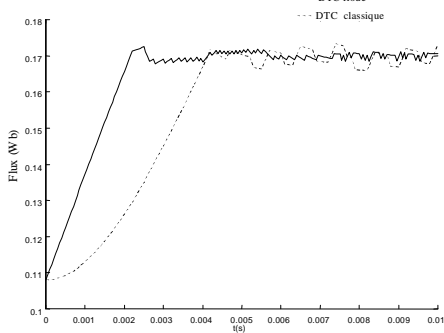


Fig.10: Réponse du couple et du flux pour la DTC classique et le contrôleur flou

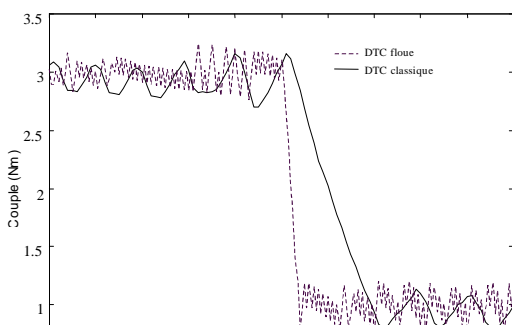


Fig.11 : Inversion du couple pour la DTC classique et le contrôleur flou

La figure 11 montre la réponse du système pour une variation de la consigne du couple de 3Nm à 1Nm, pour une valeur du flux de référence constante. La réponse du contrôleur flou est également plus rapide que celle de la DTC conventionnelle.

La figure12 représente la réponse des grandeurs du système en régime permanent. Le courant présente une allure sinusoïdale, et nous constatons une diminution des ondulations du couple et du flux en comparaisons avec la DTC conventionnelle.

La trajectoire du flux est circulaire, et le couple moyen est égal à sa valeur de consigne alors que dans la DTC conventionnelle, il reste légèrement supérieur à la valeur de référence.

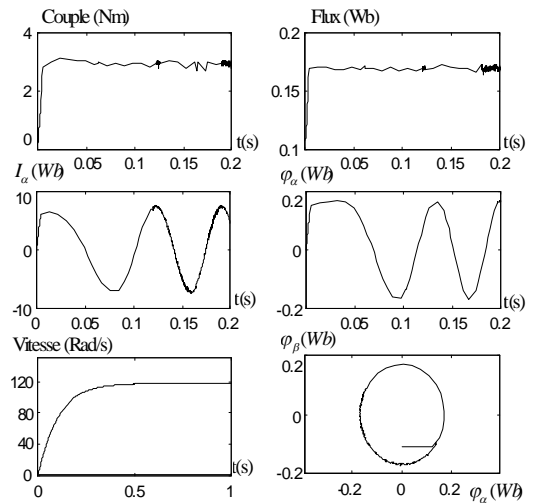


Fig.12 : Réponses des différentes grandeurs pour le contrôleur flou

La figure13, montre la variation de la résistance statorique dans le cas simultanément d'une sous estimation et d'une sur estimation de la résistance statorique, avec une vitesse de 4 rad/s et un couple de référence très faible de 0.3 Nm. La résistance statorique suit parfaitement sa référence et la variation du couple est complètement compensée.

La figure14 montre l'évolution du couple électromagnétique sans filtrage avec et sans l'estimateur flou de la résistance statorique. Le couple peut chuter dans des proportions relativement importantes pour les faibles vitesses.

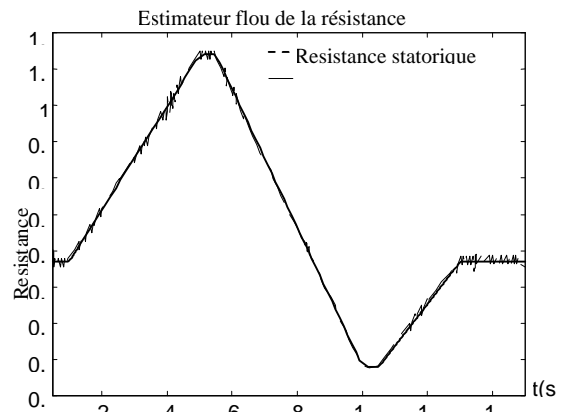


Fig.13 : Estimateur flou de la résistance statorique

VI. Conclusion

Les résultats de simulation montrent la faisabilité de ces approches qui présentent l'avantage par rapport à la DTC conventionnelle de réduire les temps de retard dans la structure de commande et d'améliorer les performances dynamiques de la machine. Elles sont très séduisantes et offrent une alternative très intéressante par rapport aux méthodes classiques.

ANNEXE

Les paramètres de la machine synchrone à aimants permanents utilisée dans la simulation

Nombre de paires de pôles	P	2
Résistance statorique	R_s	0.57 Ω
Flux des aimants	φ_f	0.108 Wb
Inductance axe d	L_d	8.72 mH
Inductance axe q	L_q	22.8 mH
Tension de phase	V	50 V
Courant de phase	I	8.66 A
Vitesse nominale	Ω	1200 tr.m

Références

[Rahm 99] : M. F. Rahman, L. Zhong, « A direct torque controller for permanent magnet synchronous motor drives », IEEE Trans. on Energy Conversion, Vol. 14, No. 3, September 1999, pp. 637-642.

[Saye 94] : Sayeed A. Mir, Donald S. Zinger, « Fuzzy implementation of direct self control for induction machines », IEEE trans. on IA, Vol.30, No.3, May \ June 1994 , pp.729-735.

[Saye 98] : : Sayeed Mir, Malik E.,Donald S. Zinger, « PI and fuzzy estimation for tuning the stator resistance in direct torque control of induction machines », IEEE trans. on Power Electronics, Vol. 13, No 2, March 1998, pp. 279-287.

[Tang 02]: L. Tang, Zhong and F. Rahman, « Modeling and experimentale approche of a novel direct torque controle scheme for interior permanent magnet synchronous machine drive », IEEE IC 2002.

[Lai 01] : Y. Lai, J. Chen « A new approach to direct torque control of induction motor drives for constant inverter switching frequency and torque ripple reduction », IEEE Trans. on Energy conversion, Vol. 16, No. 3, September 2001, pp. 220-227.

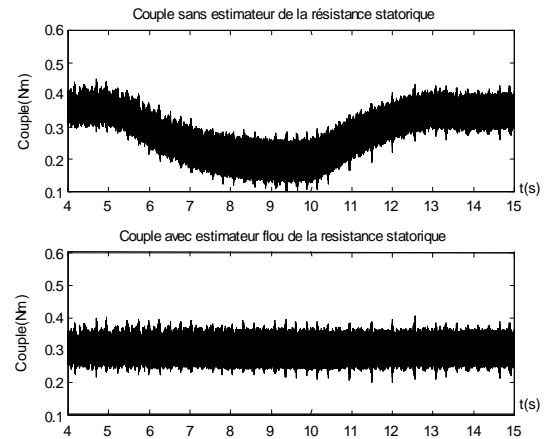


Fig.14 : Réponses du couple sans et avec compensation de la résistance statorique

Conclusion

L'étude des principes de la structure de commande a été élaborée à partir des conditions de fonctionnement idéales, où l'on considère la vitesse suffisamment élevée pour négliger le rôle de la résistance statorique. Les grandeurs statoriques estimées par le calcul peuvent être alors contrôlées avec précision et fiabilité si l'on respecte les contraintes de fonctionnement. Cependant, la résistance statorique, seul paramètre de la machine utilisé dans le système de contrôle, peut entraîner de fortes perturbations sur la commande aux basses vitesses. Une surestimation de la résistance statorique peut être à l'origine d'une instabilité du système. Aussi il convient de développer une méthode corrigeant les variations introduites par le terme résistif pour avoir une précision de la commande sur toute la gamme de vitesse et particulièrement aux basses vitesses.

L'application du DTC nécessite une fréquence d'échantillonnage assez élevée pour réduire les ondulations sur le flux statorique et le couple. Cependant, une valeur élevée a pour conséquence une augmentation des pertes par commutation et la nécessité d'utiliser une unité de traitement rapide comme une DSP. De plus, on montre que la fréquence de commutation n'est pas directement liée à la fréquence d'échantillonnage et qu'elle peut être contrôlée par les bandes d'hystérésis des comparateurs du couple et du flux.

Une nouvelle structure de la commande DTC basée sur la logique floue est proposée avec une optimisation du nombre de règles floues. Nous proposons trois structures de contrôleurs flous. Le premier contrôleur flou, avec 12 ensembles flous pour la position de vecteur flux statorique, 5 ensembles flous pour la variation du couple et 3 ensembles flous pour la variation du flux statorique conduit à une table incomplète de 132 règles floues, d'où une difficulté d'implantation en temps réel car la DTC de la MSAP exige une période d'échantillonnage très petite de l'ordre de 10 à 40 μ s. Pour réduire le temps de calcul, nous développons deux autres contrôleurs basés sur une répartition appropriée du domaine de variation de la position du flux statorique. Ils permettent de ramener respectivement le nombre de règles floues à 33 et à 22.

Les trois contrôleurs flous donnent des résultats meilleurs par rapport à la DTC conventionnelle. Ils permettent d'améliorer le temps de réponse au démarrage et en régime transitoire et réduisent les ondulations du couple et du flux.

Dans le fonctionnement aux basses vitesses, le contrôle direct du couple présente des difficultés dues à la variation de la résistance statorique utilisée dans l'estimation du flux statorique. L'estimateur flou proposé permet d'observer les variations du courant statorique et d'en modifier la résistance statorique utilisée dans la structure de contrôle pour qu'elle s'adapte automatiquement aux variations de la résistance réelle de la machine.

CHAPITRE V

Contribution a la Modélisation des Systèmes Dynamiques Hybrides

Introduction

Actuellement un système dynamique hybride (SDH) ne peut pas avoir une définition unique. En effet la notion de SDH est tellement large qu'il serait trop restrictif de se limiter à une seule définition (du moins pour le moment). Ceci est en partie du au fait que le domaine de ce type de système est encore "jeune" et que parler d'une théorie générale des SDH semble encore prématuré. Plus généralement un SDH est défini comme des sous-systèmes continus et discrets interagissant entre eux. Ils associent de ce fait des commandes continues et discrètes ainsi que des dynamiques continues et discrètes. Les dynamiques continues de ce genre de systèmes sont généralement modélisées par des équations différentielles. Leur nature hybride est exprimée par une certaine dépendance à des phénomènes discrets correspondant à des états, des dynamiques ou des commandes discrètes [Man_05].

Dans ce chapitre, nous introduirons les notions fondamentales de la théorie des systèmes dynamiques hybrides ensuite, nous présentons la définition d'un système hybride. La définition est illustrée par de nombreux exemples de modélisation venant de domaines varies comme la mécanique et génie électronique.

IV-1. Position du problème et originalité

Dans toute formulation d'un problème de commande ou d'observation, le modèle mathématique développé dans le but d'établir la loi de commande ou de synthétiser un observateur, ne reflète pas exactement le processus réel. Ces différences peuvent par exemple être dues à des dynamiques non modélisées, à des variations des paramètres du système ou à l'approximation trop directe de comportements complexes du processus. On doit néanmoins s'assurer que, malgré toutes ces incertitudes, la loi de commande résultante permet d'atteindre les objectifs pré-définis.

D'un point de vue historique, l'étude des systèmes a été abordée avec une modélisation continue au moyen d'équations différentielles. Les progrès impressionnantes ces dernières années, de l'informatique, et notamment l'utilisation d'ordinateurs, de plus en plus rapides ont motivé le développement d'outils théoriques permettant une description plus qualitative de la dynamique des systèmes, comme les automates finis. Cependant, dans de nombreux cas, une telle description ne permet pas de représenter la complexité et la richesse des comportements des systèmes. Ainsi, la connaissance d'une modélisation continue de la dynamique est souvent nécessaire à la synthèse d'une loi de commande implémentant par un automate. Le modèle mathématique résultant du couplage des équations différentielles modélisant l'évolution du système et de l'automate implémentant la loi de commande forme ce que l'on appelle un automate hybride que l'on appelle Systèmes Dynamiques Hybrides (SDH) [Dje_06]. [Saa_06] [Ben_06c].

L'importance du problème a entraîné un développement rapide de la théorie des systèmes hybrides ([Ant_98], [Bra_98], [Zay_01] et [Zay_99]). Cette théorie a trouvé de nombreuses applications dans des domaines aussi variés que l'informatique [Mat_00], l'industrie automobile [Bem_03], la robotique [Bak_03], le contrôle du trafic aérien [Tom_97], la biologie [Bel_01], l'automobile, électronique de puissance [Ben_06e],...

IV-2. Définition de système hybride

Tout système impliquant des processus continus et des phénomènes discrets peut être vu comme un système hybride. Par extension, lorsque dans un même système physique certaines grandeurs varient très rapidement (quasi- instantanément) par rapport aux autres¹, alors, une modélisation hybride de ce système est envisageable et donne souvent de bien meilleurs résultats qu'une modélisation continue. Intuitivement, l'état du système hybride peut être décrit par deux composantes complémentaires couplées :

- La première composante discrète, notée $q(t)$ à valeur dans Q , donnée par le couple (Q, E) , détermine la dynamique discrète du système. Elle est décrite par l'automate.
- La deuxième composante du système hybride est définie par le triplet (D, U, F) et décrit la dynamique continue du système, notée $x(t)$ à valeur dans \mathbb{R}^n . Elle consiste en une collection de systèmes dynamiques indexés sur les éléments de Q . Ainsi, la valeur de la variable discrète $q(t)$ détermine l'équation différentielle gouvernant l'évolution de la variable continue $x(t)$.

Le couplage des deux composantes se fait par l'introduction de l'ensemble des gardes G . En effet, pour qu'une transition de l'automate $e \in \mathcal{E}$ puisse se faire à un instant t , il est nécessaire que $x(t)$ appartienne à l'ensemble G_e . Ainsi, la composante discrète du système control la composante continue qui, rétro-activement, détermine, à chaque instant, l'ensemble (qui peut être vide) des transitions possibles de l'automate. L'ensemble résultant constitue ce que l'on appelle l'automate hybride. Par contre, une définition unifiée des systèmes hybrides pouvant servir d'environnement théorique à la description de ces phénomènes est difficile. La définition suivante nous semble relativement générale ([Sim_00], [Gir04], [Bra_93] et [Bra_94]).

IV-3. Systèmes hybrides non autonomes

Un système hybride est décrit par l'interaction d'une dynamique continue dont le comportement est décrit par des équations différentielles continues et d'une dynamique à événement discret décrite par un automate ou a temps décret par des équations aux différences. On obtient ainsi un automate hybride. Le modèle hybride est totalement décrit par la donné de n -uplet suivant [Lyg_03] et [Zai_05].

$$H = \{Q, X, I_{\text{int}}, f, X_q, E, G, R, U\}, \quad \text{ou}$$

- 1- $Q = \{q_1, q_2, q_3, \dots\}$ est l'ensemble des états discrets,
- 2- $X = \mathbb{R}^n$ la variété des états continus,
- 3- $I_{\text{int}} \subset Q \times X$ est l'ensemble des états initiaux possible,
- 4- $f(.,.): Q \times X \rightarrow \mathbb{R}^n$ est le champs de vecteur associé à chaque état discret,
- 5- X_q ou $(D): Q \rightarrow P(X)$ associé un domaine invariant pour l'état discret q ,
- 6- $E \subset Q \times Q$ est l'ensemble des transitions possibles dans l'automate,
- 7- $G: E \rightarrow 2^X$ les contraintes dans le domaine continue pour valider une transition (ensemble de garde),

- 8- $R : G(e) \rightarrow P(X)$ est la relation de réinitialisation des variables continues lors d'une transition discrète.
- 9- $U = \{U_q; q \in Q\}$: est l'ensemble des domaines de contrôle.

IV-4. Systèmes hybrides non autonomes

Lorsque les équations différentielles associées aux éléments de f et régissant la dynamique continu du système sont autonomes (i.e. $f_q : X_q \rightarrow R^n$), dans ce cas, la donnée des domaines de contrôle est superflue et le système hybride est alors défini par :

$$H = \{Q, X, I_{\text{int}}, f, X_q, E, G, R\}$$

La figure (IV-1) montre un exemple de fonctionnement (on parle d'exécution) d'un système hybride.

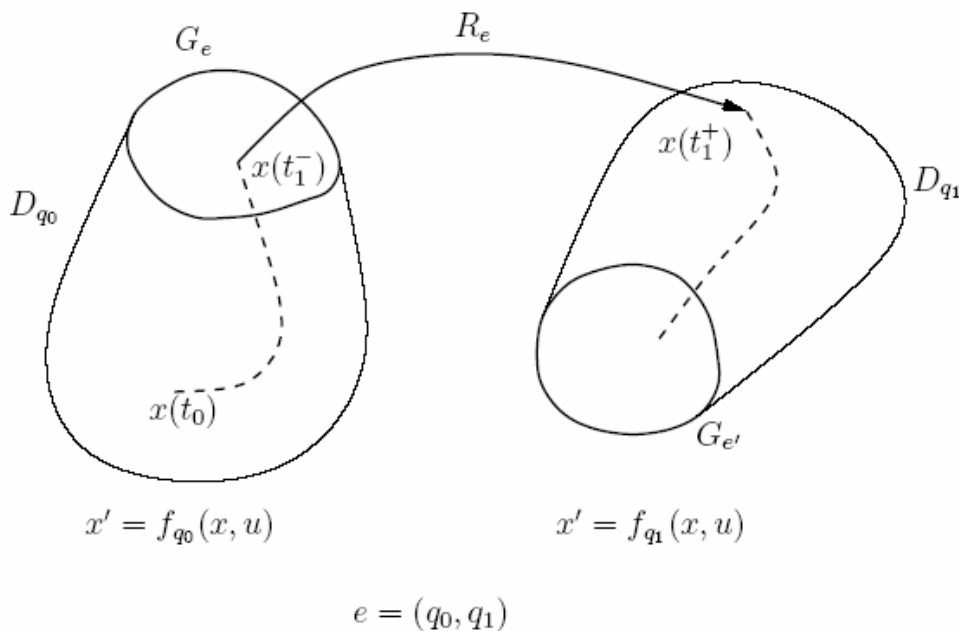


Fig (IV-1) : Exemple d'exécution d'un système hybride

IV-5. Classe des systèmes dynamiques hybrides

Le formalisme des systèmes hybride est général et englobe de nombreuses classes de modèles.

IV-5-1. Système dynamique impulsionnel

Un système dynamique impulsionnel [Sam_95] décrit l'évolution d'une variable continue $x(t)$ régie par une équation différentielle sous contraintes. Lorsque $x(t)$ vérifie certaines conditions, il est alors possible de lui donner une impulsion, c'est à dire de lui affecter une nouvelle valeur. Dans le cadre des systèmes hybrides, les systèmes dynamiques impulsionnels correspondent

aux systèmes possédant un seul mode ($Q = \{q\}$) et une transition $E = \{e = (q; q)\}$ autorisant la réinitialisation de la variable continue via la fonction reset R.

Exemple 1 (Balle rebondissante)

Nous considérons une balle de masse m soumise à l'action de la gravité. On la laisse tomber d'une altitude z_0 avec une vitesse initiale nulle. L'altitude $z(t)$ de la balle suit donc l'équation différentielle issue de la mécanique classique :

$m \ddot{z}(t) = -mg$ Quand $z(t) = 0$, la balle touche le sol et rebondit en perdant une fraction de son énergie :

$$\dot{z}(t^+) = -c \dot{z}(t^-) \quad \text{avec } c \leq 1$$

En posant $x_1(t) = z(t)$; $x_2(t) = \dot{z}(t)$ et en utilisant le formalisme de la définition des systèmes hybrides le modèle hybride de la balle rebondissante est donné (figure(IV-2)) par:

- 1- $Q = \{q\}$
- 2- $E = \{e = (q, q)\}$
- 3- X_q ou $(D) = \mathbb{R}^+ \times \mathbb{R}$
- 4- $f_q(x_1, x_2) = (x_2, -g)$
- 5- $G = \{x_1 = 0\}$
- 6- $R_e(x_1, x_2) = \{(x_1, -cx_2)\}$

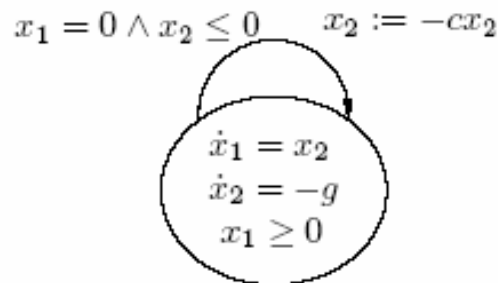


Fig (IV-2) : Automate hybride de la balle rebondissante

IV-5-2. Systèmes dynamiques à commutations

Un système dynamique à commutations ou switched system (voir par exemple [Far_02]) est un système hybride où la variable discrète $q(t)$ n'est pas vue comme une variable d'état mais comme une variable de contrôle. Ainsi, l'évolution de $q(t)$ n'est pas contrainte par un système de gardes mais donnée par un individu extérieur. Par conséquent, d'après la définition des systèmes hybrides les systèmes dynamiques à commutation vérifient la propriété suivante $\forall e = (q; q') \in E; G_e = D_e$

Exemple 2 (Bloc basculant) :

Le schéma(IV-3) montre un bloc en train de basculer dû aux mouvements sismiques. L'écart angulaire est noté αx_1 . Ici $x_1 > 0$ correspond à la rotation autour du point O_2 et $x_1 < 0$ à la rotation autour de O_1 .

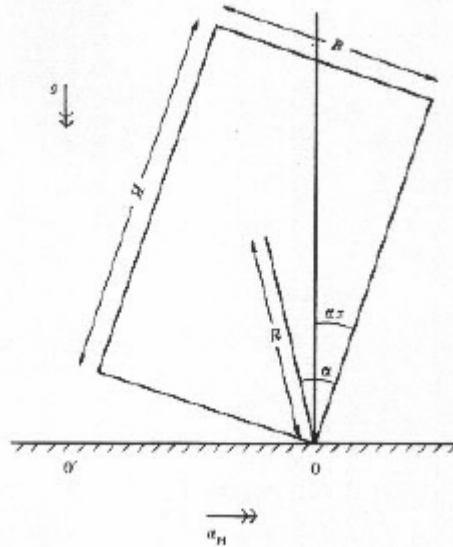


Fig (IV-3) : Schéma d'un Bloc Basculant

La vitesse angulaire est notée x_2 . Supposant que le mouvement sismique est sinusoïdal, le bloc est mince ($\alpha \ll 1$), et à l'impact, la déperdition d'énergie est représenté par un coefficient de restitution $r \in [0,1]$ ($x_2(t^+) = rx_2(t^-)$), alors l'automate hybride sur le schéma (IV-4) Modélise le bloc basculant.

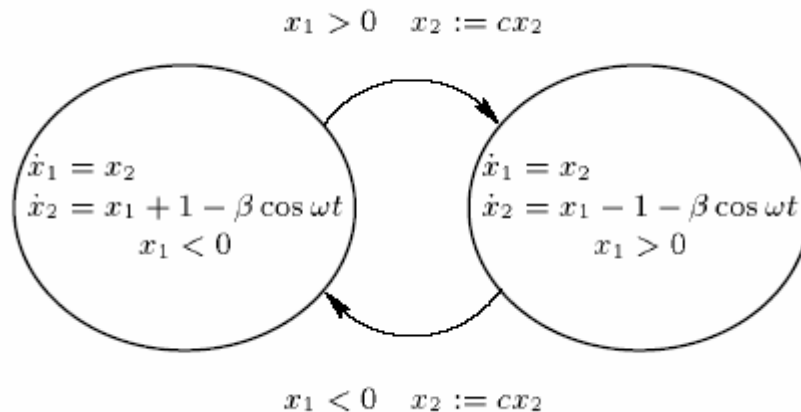


Fig (IV-4) : Schéma de l'automate d'un Bloc Basculant

1.3.3 Systèmes dynamiques par morceaux

Les équations différentielles à second membre discontinu ou défini par morceaux interviennent dans de nombreux problèmes d'ingénierie ; notamment en électronique où les Modèles de composants sont souvent linéaires par morceaux. Le domaine de définition D de l'équation différentielle est un sous-ensemble fermé et connexe de R^n . D est découpé en sous-domaines $\{D_q ; q \in Q\}$ fermés, d'intérieur non vide et deux à deux disjoints, et tels que :

$$\cup_{q \in Q} D_q = D$$

Sur chaque domaine D_q , on définit un champ de vecteurs f_q .

Exemple 3 Oscillateur électronique à valve :

C'est un circuit composé d'une valve électronique, d'un circuit oscillant de type RLC et d'un dispositif de rétroaction par induction électromagnétique (voir figure(IV- 5)). Une attention particulière a été portée à ce montage car c'est le circuit le plus simple exhibant des oscillations de type cycle limite.

Le courant entrant à l'anode de la valve est donné par l'intensité i' et dépend exclusivement de la tension U appliquée à la grille. La caractéristique de la valve $i' = i'(U)$ est représentée en pointillé sur la figure(IV-5). Si les oscillations de la tension U sont d'amplitude suffisante, l'intensité i' est, la plupart du temps, égale soit à 0 soit à I_s . On peut alors, raisonnablement, représenter les propriétés d'une telle valve par la caractéristique idéale dessinée en gras sur la figure (IV-6).

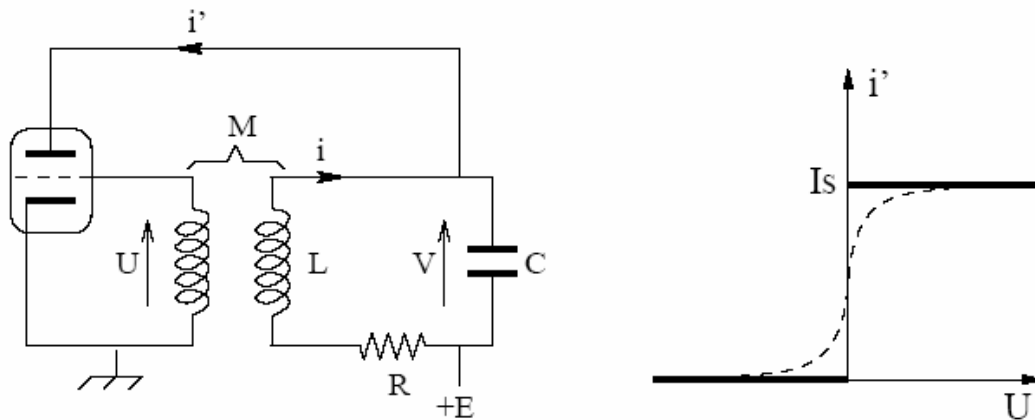


Fig (IV-5) : Oscillateur électronique à valve et la caractéristique de la valve.

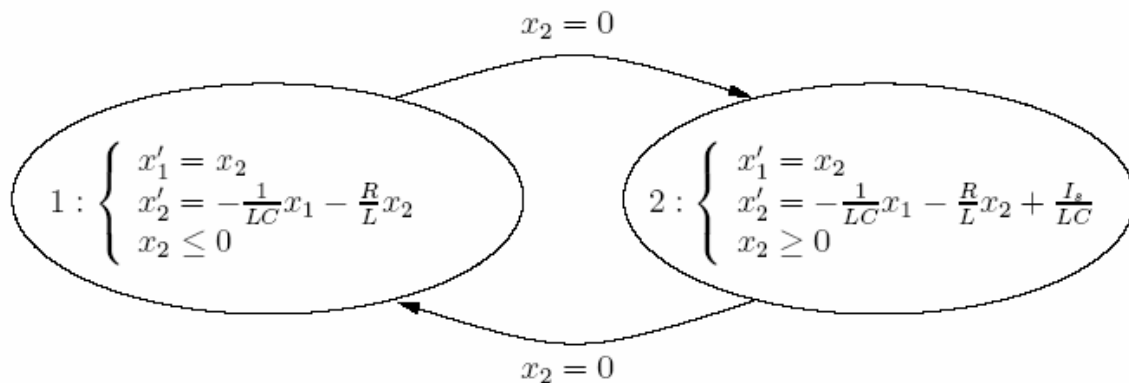


Fig (IV-6) : Automate hybride de l'oscillateur électronique à valve

Par conséquent, en posant, $x_1 = i$, $x_2 = \frac{di}{dt}$, l'oscillateur électronique à valve peut être modélisé par le système dynamique par morceaux suivant

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = \begin{cases} -\frac{1}{LC}x_1 - \frac{R}{L}x_2 & \text{si } x_2 < 0 \\ -\frac{1}{LC}x_1 - \frac{R}{L}x_2 + \frac{I_s}{LC} & \text{si } x_2 > 0 \end{cases} \end{cases}$$

IV-6. Des systèmes à commutation aux systèmes hybrides

Un problème classique lié aux systèmes dynamiques à commutation consiste à déterminer une loi de rétroaction de la variable $x(t)$ sur le contrôle discret $q(t)$. Les changements de valeur de $q(t)$ ne sont plus décidés par l'extérieur mais déterminés par $x(t)$. Dans le formalisme des systèmes hybrides, cela revient à spécifier les gardes du système qui détermineront les conditions de changement de la variable $q(t)$. Cette variation conduit à ce qu'on appelle système à structure variable. Le contrôle par modes de glissements est un mode de fonctionnement particulier à des systèmes à structure variable. Ce type de contrôle a été introduit d'abord par Utkin ([Utk_92]). Le contrôle par mode de glissement possède des avantages incontestables, telle que, la robustesse vis à vis de paramètres variables. Cette méthode a aussi quelques inconvénients dus au fait qu'elle nécessite une forte sollicitation de l'organe de commande.

IV-6-1. Systèmes à structure variable

Le terme « Système à structure variable » apparaît à cause de la structure particulière du système ou du correcteur utilisé. Celle-ci change (sa structure) d'une façon discontinue entre deux ou plusieurs structures.

Définition : Un système est dit à structure variable s'il admet une représentation par des équations différentielles du type :

$$\dot{x} = \begin{cases} f_1(x, u) & \text{si condition 1 est vérifiée} \\ f_i(x, u) & \text{si condition } i \text{ est vérifiée} \end{cases}$$

L'étude de tels systèmes présente un grand intérêt, notamment en physique, en mécanique ou en électricité. Cela grâce aux propriétés de stabilité que peut avoir le système global indépendamment de celui de chacun des sous systèmes $f_i(x, u)$ pris seul.

Les circuits de conversion de puissance constituent un exemple des systèmes à structure variable. En effet, pour chaque position de l'interrupteur, le système est gouverné par une équation différentielle différente.

Exemple 4 Contrôleur de surveillance :

Le schéma (IV-7) montre un schéma fonctionnel pour un contrôleur de surveillance (superviseur). Un décideur choisit entre les m contrôleurs, par exemple en employant un mécanisme approprié. Les contrôleurs et le système sont des dynamiques continues. Le système de commande commuté peut être représenté par un automate hybride avec états discrets q .

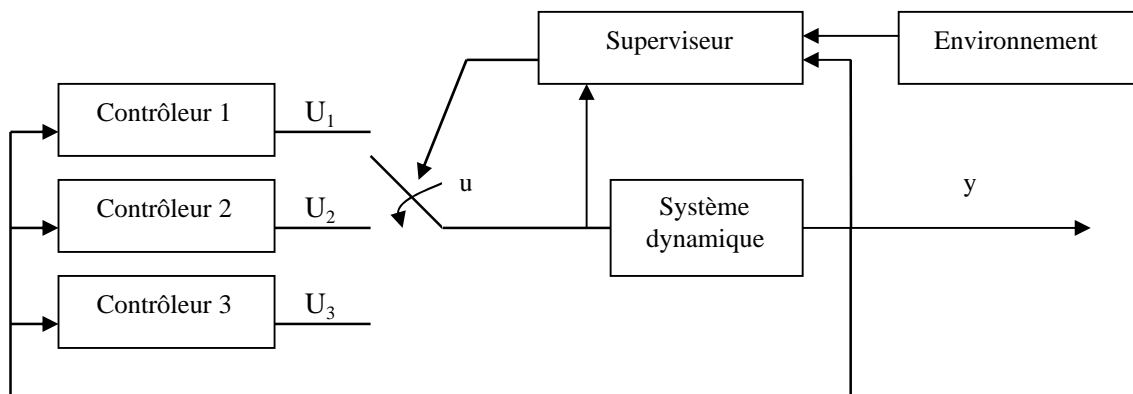


Fig (IV-7) : Schéma d'un contrôleur superviseur

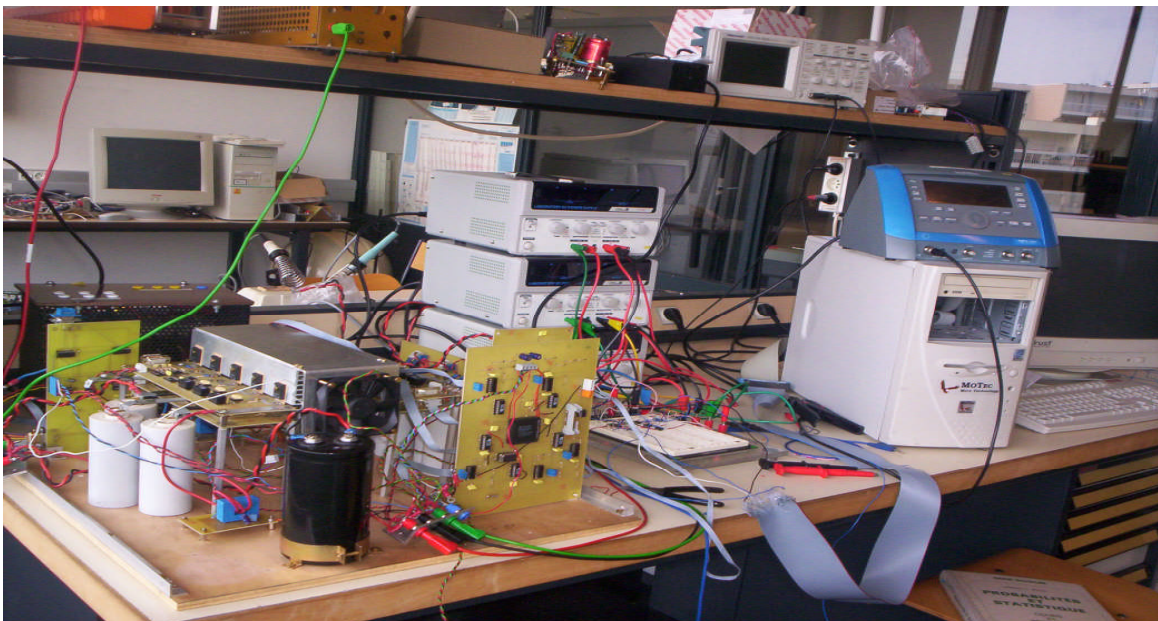
IV-7. Application au convertisseur de puissance

La modélisation des convertisseurs multicellulaires est généralement difficile. En effet, ces derniers comportent des variables continues (courants et tensions) et des variables discrètes (états des interrupteurs). Dans la littérature, on trouve principalement trois types de modèles : un modèle moyen dont le principe est basé sur le calcul de la valeur moyenne de toutes les variables sur une période de découpage. Ce modèle ne peut pas représenter l'équilibre naturel des tensions aux bornes des capacités. En effet, l'équilibre naturel est dû aux harmoniques du courant de charge à la fréquence de découpage. Le deuxième modèle, tient compte des harmoniques, et est appelé de ce fait modèle harmonique. Il est basé sur la détermination des phases et amplitudes des harmoniques des tensions en considérant le courant de charge en régime permanent. Le troisième modèle est le modèle exact ou instantané qui prend en compte l'évolution à chaque instant de toutes les variables y compris l'état des interrupteurs. De ce fait tous les phénomènes moyen ou harmoniques sont pris en compte dans ce modèle

[Ben 06b]. La modélisation hybride instantanée permet d'utiliser des outils puissants d'analyse et de synthèse pour une meilleure exploration des possibilités des contrôleurs.

IV-8. Réalisation du convertisseur

Dans le cadre de l'étude de l'approche hybrides du convertisseur. Nous avons réaliser le convertisseur qui devait être dimensionné pour un moteur de 105V, 5A avec $V_{source} = 200 V$. Les interrupteurs sont des MOSFET, mieux adaptés aux faibles tensions que les IGBT. De plus les chutes de tensions sont plus faibles et ils ont une meilleure rapidité de commutation. Les MOS sont montés sur radiateur afin de dissiper les calories dues à chaque commutation (conduction). Les commandes isolées qui pilotent les MOS sont des opto-coupleurs TLP250. La commande arrive sur une diode électro-luminescente qui actionne un push-pull. Ce dernier est alimenté de façon indépendante et actionne le MOS par la 'patte grille' du MOS.



Les commandes isolées (TLP250) fournissent uniquement l'information de commutation au MOS. Cette information est amplifiée par des alimentations isolées de 2 W, qui fournissent la puissance de commutation de la grille. Les alimentations isolées sont alimentées en commun par une tension continue 0, - 12V et fournissent du -15, 0, + 15V au push-pull. Les condensateurs sont non polarisés, de capacité $40 \mu F$ pouvant recevoir jusqu'à 400V [Ben_06d].

La dernière étape consiste à la mise en place de la carte DSPACE 1103 (Power PC 333 MHz, 20 entrées analogiques, ...) qui permettra de travailler avec Matlab/Simulink, de faire plus d'acquisitions (les mesures de tensions aux bornes des condensateurs, les entrées, ...) et de réaliser une carte de protection de la carte à base d'optocoupleurs et une carte de FPGA figure(8).

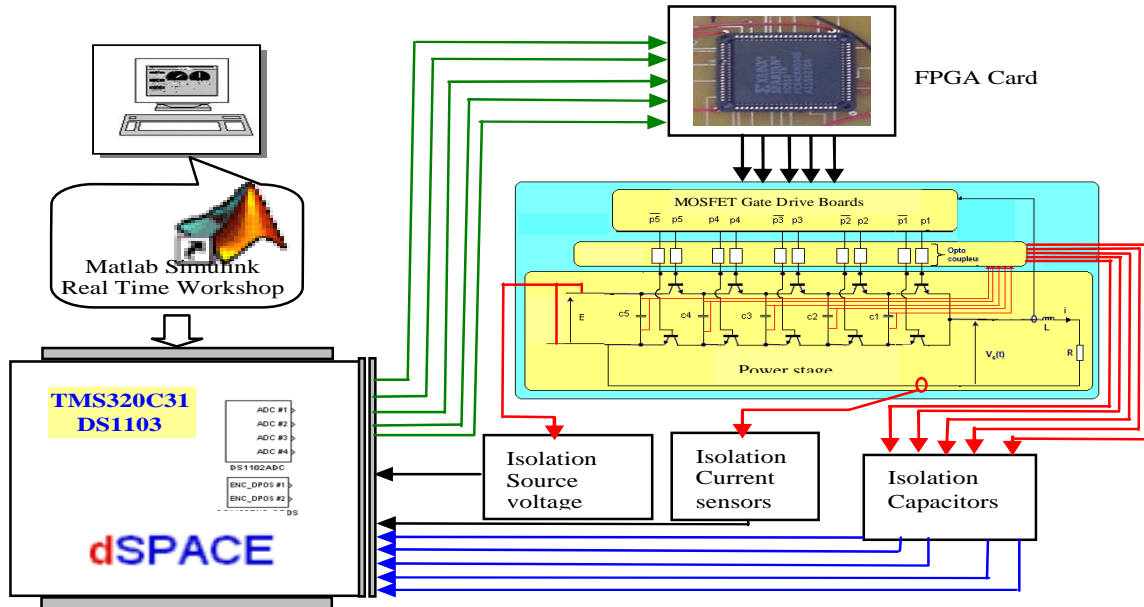


Fig.(IV-8) : Schéma global du banc d'essai de l'approche hybride du convertisseur

Les résultats pratiques de l'approche hybride du convertisseur sont donnés dans les figures (9, 10 et 11), qui présentent la tension de la source d'alimentation, la tension flottante et le courant de charge.

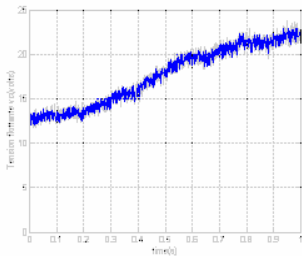


Fig. 10 : Relevé pratique de V_c

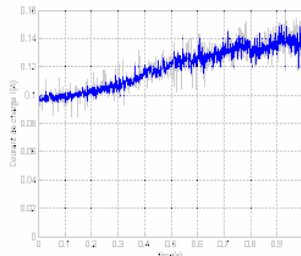


Fig. 11 : Relevé pratique de I

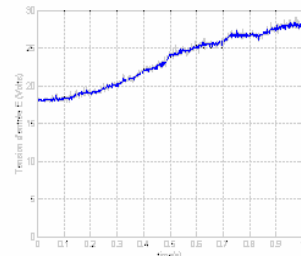


Fig. 9 : Relevé pratique de V_{source}

Les résultats expérimentaux obtenus montrent clairement que le courant de charge à une allure proportionnelle à celle de la tension d'alimentation du convertisseur. De plus, la tension aux bornes du condensateur suit aussi la tension d'alimentation.

Conclusion

Dans ce chapitre de l'approche hybride, nous avons proposé les notions de base de la théorie des systèmes dynamiques hybrides et quelque définition d'un système hybride ensuite, nous avons proposé une modélisation hybride d'un convertisseur. Nous avons remarqué que la structure de ce type de convertisseur se prête naturellement pour une modélisation hybride dû à la présence naturelle de variables discrètes et continues. Nous avons procédé à la mise en œuvre des contrôleurs proposés sur un banc expérimental que nous avons piloté à l'aide d'une carte DSP DS1103 DSPACE programmables par le langage Simulink de Matlab. Ceci nous a permis de valider les algorithmes des contrôleurs.

CHAPITRE IV

Convertisseur Multicellulaire Approche hybride

Hybrid Control of a Multicellular Converter

K. Benmansour, A. Benalia , M. Djema, J. de Leon

(ECS), ENSEA, 6, avenue du Ponceau, 95014 Cergy Cedex, France.

Universidad Autonoma de Nuevo Leon, Fac. Ingenieria Mecanica y Electrical

Apat. Postal 148-F, San Nicolas de los Garza, Nuevo Leon, Mexico

email: {benmansour, djemai}@ensea.fr drjleon@gmail.com

Abstract : In this paper a new switching scheme for modelling multicellular converters is proposed. We consider a converter with 2 cells which is represented as a hybrid system with four modes of operation. The operation modes of the system are governed by the adjustable reference voltage and a reference current, which are calculated by means of an energy balance principle. This study is justified by the hybrid behavior of the considered system, i.e., they present discrete and continuous variables which represent the state of the switches and the evolution of the current and the terminal voltage of the floating condensers, respectively. The synthesis of the control is based on the determination of the switching sequences ensuring the stability and the integrity of the switches.

Key words : Multicellular converters, Hybrid system,

1 Introduction

The power electronics knows important technological developments. This is carried out thanks to the developments of the semiconductor of power components but also of new systems of energy conversion. Among these systems, multicellular converters is based on the association in series of the elementary cells of commutation. This structure appeared at the beginning of the 90's [13], makes it possible to share the constraints in tension and/or while running in high voltages installations by the cells of commutation series-connected and also to improve the harmonic contents of the forms of waves [4]. to benefit as well as possible from the large potential of the multicellular structure, research then went in various directions. Initially models were developed to describe their instantaneous behaviors [4], harmonic [6] or averaging [1] and [1]. These various models were used at the base for the development of laws of open loop

control [11] and closed loop [10], [19]. Modelling is a very important phase for the synthesis of the laws of order and the observers. The precision of modelling depends on the required objectives. In this article, we developed a hybrid modelling of the multicellular converters. This technique makes it possible to take into account the continuous and discrete evolutions jointly [8],[14].

Did the capacity of modelling of the complex systems by hybrid models lead to the emergence of several works [20], [21] of research in the field of hybrid systems [3], [5] the multicellular converters present by their nature a hybrid behavior. The hybrid aspect is described by the presence of the discrete and continuous variables. It is then completely natural to model them in the form of a hybrid system is most suitable. The objective of this article is to analyze the multicellular converter behavior and propose a model from a hybrid point of view [16], [15]. We highlighted the operation of this structure by using the model of the various modes and by establishing suitable surfaces of commutation ensuring the stability [7], [12] and the safety of the converter.

The paper is organized as follows: In the first part, one starts by pointing out some definitions and notation used for the hybrid systems. In the second part, we recall some one of the properties of the converters and this more particularly on the converter to two cells. The third part is devoted to the development of a hybrid model for this last with the analysis of the various operating modes. We will finish this article by a conclusion and prospects.

2 Problem formulation

Modelling is a very important phase for the synthesis of control laws and observers. The precision of modelling depends on the required objectives. For this reason, one can find several kinds of models for the same process and the choice among those will depend on its use and of objective control. For the control or the observer synthesis, the selected model must be sufficiently simple to allow the realization of real time control (or observer) but enough precise to obtain the desired behaviour. The modelling of the multicellular converters is generally difficult. Indeed, the latter contains continuous variables (currents and voltages) and discrete variables (switches, or discrete location). In the literature, one finds mainly three types of models: - An average model whose principle is based on calculating average value of all the variables over one sampling period. This model cannot represent the natural balancing of the terminal voltages of the capacities. Indeed, natural balancing is due to the harmonics of the charging current at the cutting frequency. - The second model takes into account of the harmonics, and is called of this fact harmonic model. It is based on the determination of the phases and amplitudes of the harmonics of the voltages by considering the charging current in steady operation. - The third model is the exact or instantaneous model which takes into account the evolution at every moment of all the variables including the state of the switch (discrete location).

From this fact, all the average or harmonic phenomena are taken into account in this model. Hybrid instantaneous modelisation allows multicellular converter to use powerful tools of analysis and synthesis for better an exploration of the possibilities of the controllers.

3 Recalls on hybrid system

A hybrid system is described by the interaction between a continuous dynamical system, whose behaviour is described by continuous nonlinear differential equations, and by an automate, with discrete event dynamics behavior. The hybrid model is completely described by given following system ([16], [18])

$$H = \{Q, X, Init, f, X_q, E, G\}$$

where :

- $Q = \{q_1, q_2, q_3, \dots\}$ is the set of the discrete states (discrete locations)
- $X = R^n$ is the continuous states
- $Init \subset Q \times X$ is a set of a possible initial conditions
- $f_{(.)}(.): Q \times X \rightarrow R^n$, is the vector fields associated in each discrete state
- $X(.) : Q \rightarrow P(X)$ associate an invariant field for the discrete state q
- $E \subset Q \times Q$ is the set of the possible transitions in the automate
- $G : E \rightarrow 2^X$ the constraints in the continuous field to validate a transition $e \in E, G$ is also called **guard condition**
- $R : G(e) \rightarrow P(X)$ is the relation of reinitializing the continuous variables at the time of a discrete transition

4 Application to the multicellular converter

The multicellular converters are built starting from an association of a certain number of cells. The figure 1 show the association of p cells in series.

At the output, one obtains $(p+1)$ levels $(0, \frac{E}{p}, \dots, \frac{(p-1)E}{p}, E)$. This association in series allows to the output source V_s to evolve on p possible levels. As the orders of the switches of the cells of commutation are independent, one obtains 2^p possible combinations. Thus, it is necessary to ensure an equilibrated distribution of the voltage of the floating condensers. Under these conditions, one obtains the following property:

The converter has $p - 1$ floating voltages sources and the voltage of the capacity of index k is $\frac{kE}{p}$.

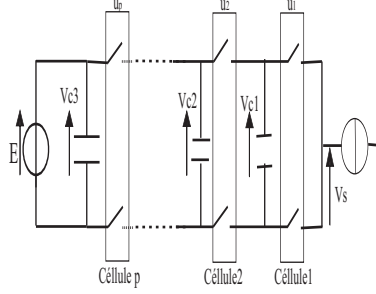


Figure 1 : A p cells converter

$$\begin{cases} \frac{dv_{c1}}{dt} &= \frac{1}{c_1} (u_2 - u_1) I \\ \frac{dv_{c2}}{dt} &= \frac{1}{c_2} (u_3 - u_2) I \\ \vdots & \vdots \\ \frac{dv_{c_{n-1}}}{dt} &= \frac{1}{c_n} (u_n - u_{n-1}) I \\ \frac{dI}{dt} &= -\frac{r}{L} I + \frac{E}{L} u_n - \frac{v_{c_{n-1}}}{L} (u_n - u_{n-1}) - \dots - \frac{v_{c1}}{L} (u_2 - u_1) \end{cases}$$

To simplify the study and the notations, we will study the overlapping operation of a converter with 2 cells. Four operating modes are then possible.

$$\begin{cases} \frac{dv_c}{dt} &= \frac{1}{C} (u_2 - u_1) I \\ \frac{dI}{dt} &= -\frac{r}{L} I + \frac{E}{L} u_2 - \frac{v_c}{L} (u_2 - u_1) \end{cases} \quad \begin{pmatrix} \frac{dv_c}{dt} \\ \frac{dI}{dt} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & \frac{(u_2 - u_1)}{C} \\ -\frac{(u_2 - u_1)}{L} & -\frac{r}{L} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_c \\ I \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ \frac{E}{L} u_2 \end{pmatrix}$$

Note that the floating source takes part in the evolution of the dynamics of the system only to the third and fourth mode. In the third mode, the capacity discharges and charge during the fourth mode. Thus, if these two modes last same time with a constant charging current, then the average power transmitted by this floating source over one period of commutation is null. We also notice that these two modes make it possible to obtain by commutation the additional level $\frac{E}{2}$ on the output voltage V_s .

Remark 1 *In the case of p cells, the charging current circulates in a floating source only when the cells of adjacent commutation are in different states.*

As the switches of each cell are regarded as ideals, their behavior can be to model by a discrete state taking of the values 0 (on) or 1 (off). In practice, some of these states never will be visited for reasons of safety measures or following

the strategy of order adopted or because of the structure of the converter him finally to even or comply with the rule of adjacency. The transitions are not necessarily controlled.

Thus for the converter with two cells we distinguish four operating modes given by $Q = \{q_1, q_2, q_3, q_4\}$. Each mode is defined on the space of $X_{q_i} = \mathbb{R}^2, \forall q_i \in Q$ (courant I and tension $v(c)$). In each mode, the vector functions f_q are linear.

Here dynamics continues can be given for each mode in the form:

$$f_q(x) = A(q)x + b(q) \quad (1)$$

It is noticed that the system does not have a jump during the transitions (not from abrupt variation of the charging current because of the inductive nature of the load and not of variation instantaneous of the terminal voltages of the condenser C) and consequently the trajectories are continuous. The vector of state $x = (x_1, x_2)^T$ where x_1 represents the tension with the terminal of the condenser floating v_c and x_2 the charging current I . Thus, we can give dynamics, for each mode, as follows:

- **Mode** $q = q_1$, with $(u_1 = 1, u_2 = 0)$. The dynamic equations of the continuous variables are given by :

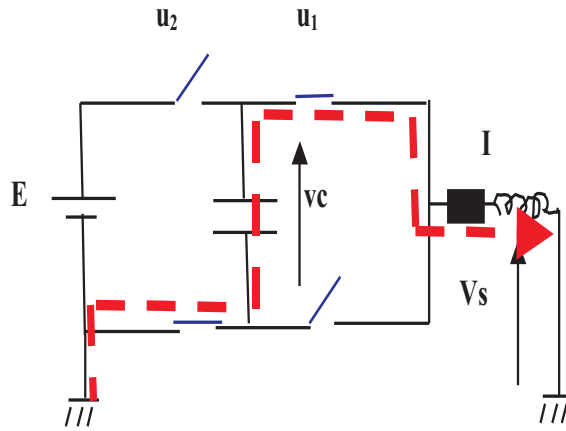


Figure 2 : Converter in the mode q_1

$$f_{q_3}(x) = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{C} \\ \frac{1}{L} & -\frac{r}{L} \end{bmatrix} x$$

Energy is provided by the floating source. The condenser is discharged and its energy is returned directly toward the load. The system remains in this mode as long as the terminal voltage of the condenser does not go down below a tolerated value. If this condition is then violated the system commutates toward the q_2 mode or q_4 .

- **Mode** $q = q_2$, with $(u_1 = 1, u_2 = 1)$. The dynamic equations of the continuous variables are given by :

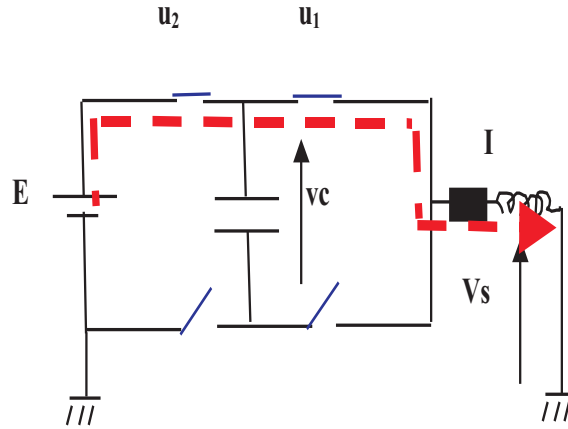


Figure 3 : Converter in the mode q_2

$$f_{q_2}(x) = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{r}{L} \end{bmatrix} x + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{E}{L} \end{bmatrix}$$

In this case, energy is provided by the source of tension E . The charging current increases and the tension with the terminal of the condenser remains unchanged. The system remains in this mode as long as the current does not exceed a value given by $I = I_{ref} + \Delta i$, or when the tension of the floating condenser is balanced. If one of these conditions is violated, then the system commutates towards the q_3 mode or q_1 .

- **Mode** $q = q_3$, with $(u_1 = 0, u_2 = 1)$. The dynamic equations of the continuous variables are given by :

$$f_{q_1}(x) = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{C} \\ -\frac{1}{L} & -\frac{r}{L} \end{bmatrix} x + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{E}{L} \end{bmatrix}$$

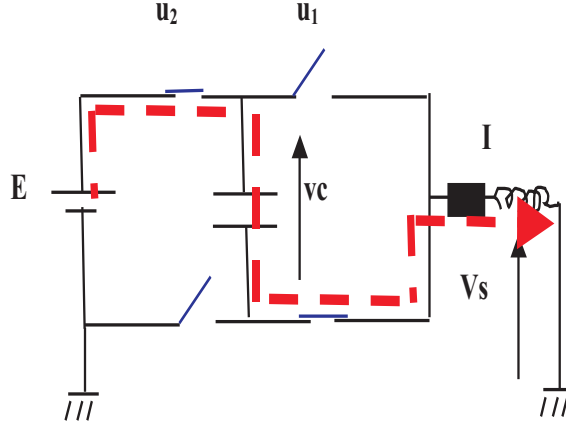


Figure 4 : Converter in the mode q_3

In this mode, the capacity takes care and energy is provided by the source of tension E . The system remains in this mode as long as the terminal voltage of the condenser does not exceed the tolerated tension. If this condition is violated or if the current is not in the desired zone, then the system commutates towards the q_4 mode or q_2 . The choice between q_4 and q_2 is done according to the conditions of transition.

- **Mode** $q = q_4$, in this case ($u_1 = 0, u_2 = 0$). The dynamic equations of the continuous variables are given by :

$$f_{q_4}(x) = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{r}{L} \end{bmatrix} x$$

In this mode, no source of tension is applied at the boundaries of the load. One is in free phase of wheel. The tension of the floating condenser does not evolve/move but the charging current decrease exponentially. The system remains in this mode as long as the current is not lower than a value given by $I = I_{ref} - \Delta i$ and if the floating tension remains balanced. If one of these conditions is then violated the system commutates toward the q_3 mode or q_1 .

Now, we can thus give the conditions of invariance for each mode:

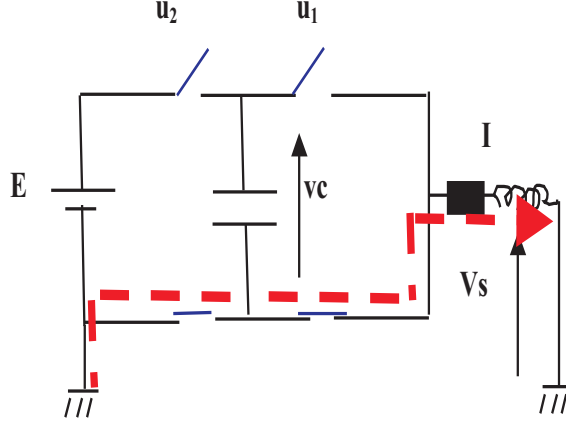


Figure 5 : Converter in the mode q_4

$$\begin{aligned}
 v_{cref}^+ &= v_{cref} + \varepsilon \\
 v_{cref}^- &= v_{cref} - \varepsilon \\
 I_{ref}^+ &= I_{ref} + \Delta i \\
 I_{ref}^- &= I_{ref} - \Delta i
 \end{aligned}$$

Invariance of mode q_1 :

$$X(q_1) = \left\{ x \in R^2 : \left[(v_c > v_{cref}^+) \wedge (I_{\min} < I < I_{\max}) \right] \vee \left[(|v_c - v_{cref}| \leq \varepsilon) \wedge (|I - I_{ref}| \leq \Delta i) \right] \right\}$$

Invariance of mode q_2 :

$$X(q_2) = \left\{ x \in R^2 : \left[(|v_c - v_{cref}| < \varepsilon) \wedge (I < I_{ref}^-) \right] \vee [I \leq I_{\min}] \right\}$$

Invariance of mode q_3 :

$$X(q_3) = \left\{ x \in R^2 : \left[(v_c < v_{cref}^-) \wedge (I_{\min} < I < I_{\max}) \right] \vee \left[(|v_c - v_{cref}| \leq \varepsilon) \wedge (|I - I_{ref}| \leq \Delta i) \right] \right\}$$

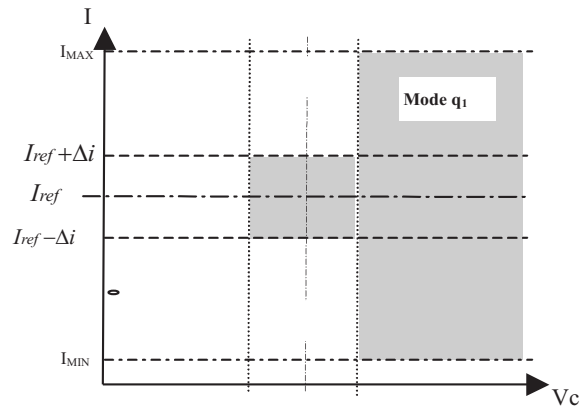


Figure 6 : Domain of Mode q_1 for Converter with 2 cells

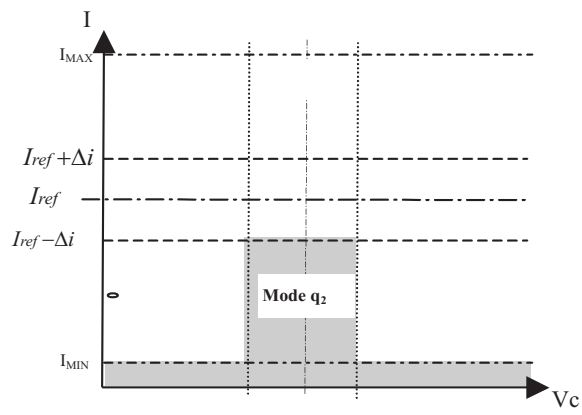


Figure 7 : Domain of Mode q_2 for Converter with 2 cells

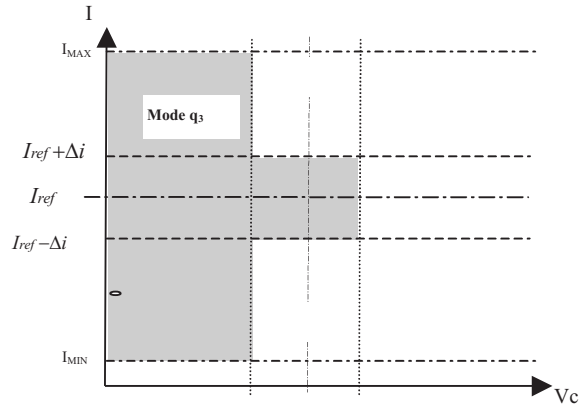


Figure 8 : Domain of Mode q_3 for Converter with 2 cells

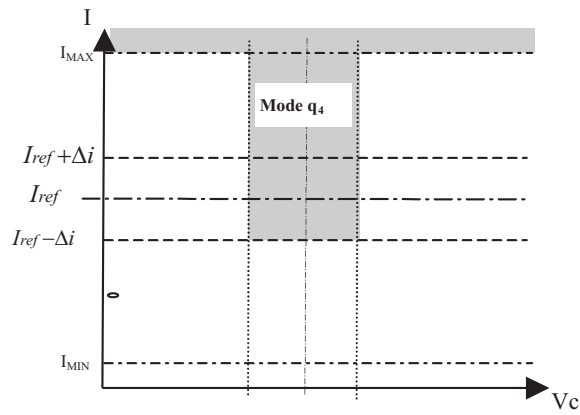


Figure 9 : Domain of Mode q_4 for Converter with 2 cells

Invariance of mode q_4 :

$$X(q_4) = \left\{ x \in R^2 : \left[(|v_c - v_{cref}| < \varepsilon) \wedge (I > I_{ref}^-) \right] \vee [I \geq I_{max}] \right\}$$

The sets of transitions are defined by:

$$E = \left\{ (q_i, q_j), \forall i \neq j, \text{ for } i, j = 1, \dots, 4 \right\}$$

The possible conditions of transitions between the various modes are defined by the sets according to:

$$\begin{aligned} G(q_2, q_1) &= \left\{ x \in R^2 : \left[v_c \geq v_{cref}^+ \right] \wedge \left[I_{min} < I < I_{ref}^+ \right] \right\} \\ G(q_1, q_2) &= \left\{ x \in R^2 : \left(v_c < v_{cref}^+ \right) \wedge \left(I_{min} < I < I_{ref}^+ \right) \vee \left[\left(v_c > v_{cref}^+ \right) \wedge (I \leq I_{min}) \right] \right\} \\ G(q_2, q_3) &= \left\{ x \in R^2 : \left(v_c < v_{cref}^- \right) \wedge \left(I_{min} < I < I_{ref}^+ \right) \right\} \\ G(q_3, q_2) &= \left\{ x \in R^2 : \left(v_c > v_{cref}^- \right) \wedge \left(I_{min} < I < I_{ref}^+ \right) \vee \left[\left(v_c < v_{cref}^- \right) \wedge (I \leq I_{min}) \right] \right\} \\ G(q_1, q_4) &= \left\{ x \in R^2 : \left(v_c < v_{cref}^+ \right) \wedge \left(I_{ref}^- < I < I_{max} \right) \vee \left[\left(v_c > v_{cref}^+ \right) \wedge (I \geq I_{max}) \right] \right\} \\ G(q_4, q_1) &= \left\{ x \in R^2 : \left(v_c > v_{cref}^+ \right) \wedge \left(I_{ref}^- < I < I_{max} \right) \right\} \\ G(q_4, q_3) &= \left\{ x \in R^2 : \left(v_c < v_{cref}^- \right) \wedge \left(I_{ref}^- < I < I_{max} \right) \right\} \\ G(q_3, q_4) &= \left\{ x \in R^2 : \left(v_c > v_{cref}^- \right) \wedge \left(I_{ref}^- < I < I_{max} \right) \vee \left[\left(v_c < v_{cref}^- \right) \wedge (I \geq I_{max}) \right] \right\} \end{aligned}$$

Note: the other transitions $G(q_1, q_3)$, $G(q_3, q_1)$, $G(q_2, q_4)$ and $G(q_4, q_2)$ are not tolerated because they do not comply with the rule of adjacency.

The initial conditions of the system are defined by:

$$Init = \{q_2\} \times \left\{ x \in R^2 : (v_c < v_{cref}^-) \wedge (I < I_{min}) \right\}$$

The figure 10 present the converter has two cells in the form of a hybrid automat. The dynamics of each mode is indicated inside each circle and the conditions of transitions to the top from the arrows (with $T_{ij} = G(q_i, q_j)$): When a condition of transition is checked, the system commutates towards another mode.

The conditions of invariance and transitions worked out previously are given in order to ensure a regulation of the floating tension v_c and charging current I around the values of reference $\frac{E}{2}$ and I_{ref} respectively. The figure 11 presents the trajectories of multicellular in the plan of phase.

We notice that the q_1 modes and q_3 intervene mainly for the regulation of the floating tension. The two other q_2 modes and q_4 as for them are used for the regulation of the charging current when the floating tension is balanced or when the current exceeds the extreme terminals. With starting, the charging current reaches its maximum I_{max} to allow a fast loading of the floating condenser.

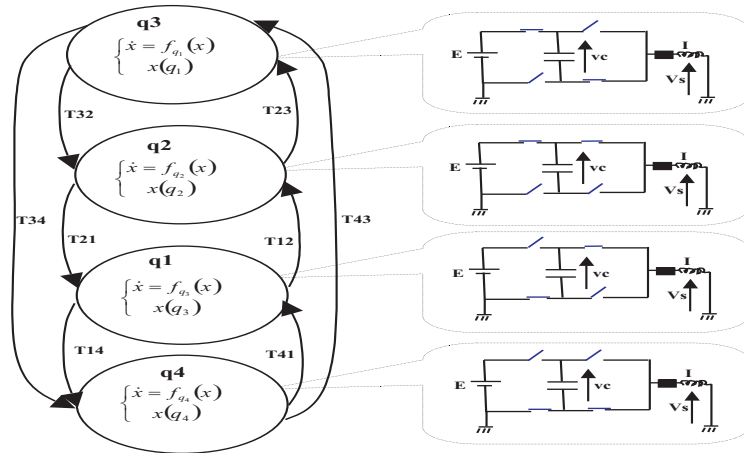


Figure 10 : Hybrid schema for a Converter with 2 cells

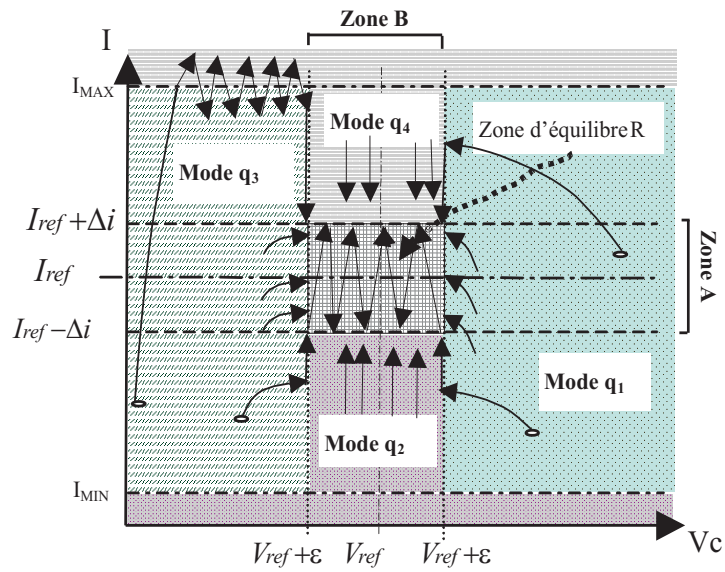


Figure 11 : Convergence of the Converter with 2 cells

5 Control analysis

The objective of the hybrid model of the converter is to control the floating tension v_c and the charging current I around their values of reference. In this section, we will show that the invariant sets and transition previously defined make it possible to ensure this objective:

5.1 Theorem

Consider system of converter with 2 cells and let be the switching transition between modes. Then all the trajectories initializing in any transition mode, converge to the region R which is globally attractive and invariant.

5.2 Proof

- The band $B = \{x \in R^2; v_{cref}^- \leq v_c \leq v_{cref}^+\}$ is globally attractive,

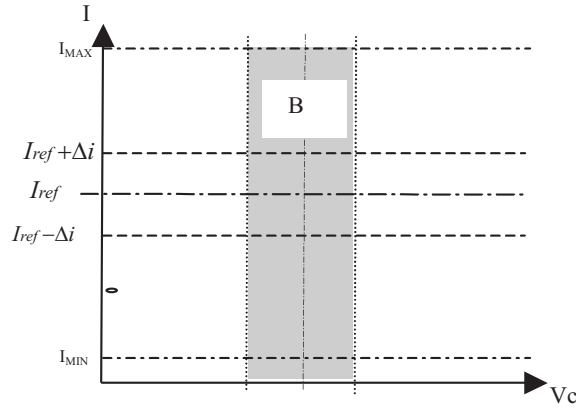


Figure 12 : Band B for Converter

- The band $A = \{x \in R^2; I_{ref}^- \leq I \leq I_{ref}^+\}$ is globally attractive,
- The zone of equilibrium R is defined by intersection of the two bands A and B . $R = \{x \in B \cap A\}$ is globally attractive and invariant. In other words, this command guarantee a practical of the reference point (v_{cref}, I_{ref}) .

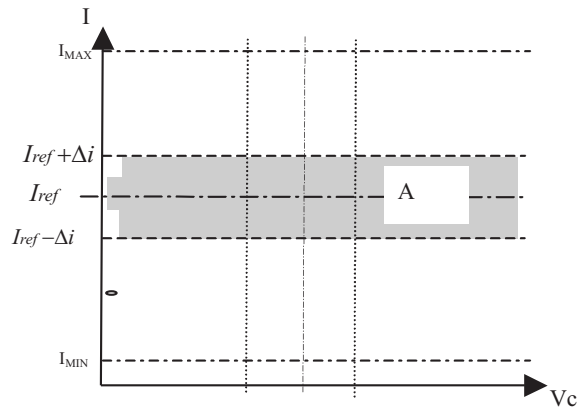


Figure 13 : Band A for Converter

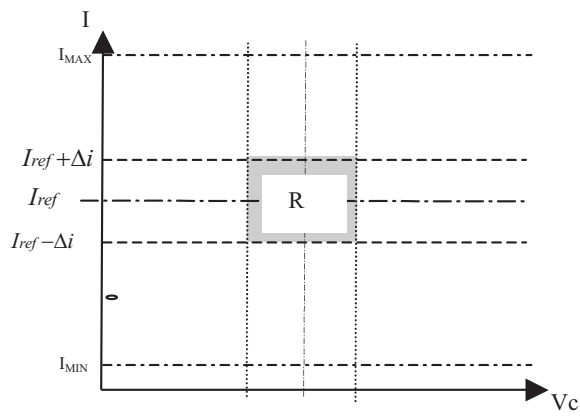


Figure 14 : Zone of equilibrium R for Converter

- Mode $q = q_1$ outside the equilibrium zone R , this mode is kept as much as the voltage did not reach the value v_{ref}^+ or the charging current did not reach a maximum value I_{max} .

Thus in this mode, there are two lines of commutation:

- $\Delta_1 = I - I_{max}$. Around this line one commutates between q_1 and q_4
- $\Delta_{2_1} = v_c - v_{cref}^+$. Around this line and according to the value of the current, one commutates between q_1 and q_4 or q_1 and q_2

Around the line Δ_1 , there is a sliding movement. Indeed, one a:

$$\lim_{\Delta_1 \rightarrow 0^+} \Delta_1 \frac{dI}{dt} < 0 \text{ et } \lim_{\Delta_1 \rightarrow 0^-} \Delta_1 \frac{dI}{dt} > 0$$

The trajectories of sliding until the line ($\Delta_{2_1} = 0$) and thus the trajectories converge towards the zone of balance R . The same conclusion is valid when the trajectory converges directly towards the right ($\Delta_{2_1} = 0$).

- Mode $q = q_2$ inside the band, this mode is kept as much as the current did not reach the value $I_{ref} - \varepsilon$. One defines the following function of Lyapunov:

$$M = \frac{1}{2}C(v_c - v_{cref})^2 + \frac{1}{2}L(I - I_{ref})^2$$

its derivative along the trajectory of the mode q_2 is:

$$\dot{M} = r(I - I_{ref})(E - rI)$$

This derivative is definite negative in X_{q_2} . Finally, for all initial conditions, the trajectories starting in this mode end up converging towards the band R .

- Mode $q = q_3$, outside the zone of equilibre R , this mode is kept as much as the tension did not reach the value $v_{ref} - \varepsilon$ or the charging current did not reach a maximum value I_{max} or minimum I_{min} ¹.

- $\Delta_1 = I - I_{max}$. Around this line, one commutates between q_3 et q_4
- $\Delta_{2_3} = v_c - v_{cref}^-$. Around this line and according to the value of the current, one commutates between q_3 and q_4 or q_3 and q_2

Around the line ($\Delta_1 = 0$), there is a sliding movement. Indeed, one has :

$$\lim_{\Delta_1 \rightarrow 0^+} \Delta_1 \frac{dI}{dt} < 0 \text{ et } \lim_{\Delta_1 \rightarrow 0^-} \Delta_1 \frac{dI}{dt} > 0$$

By symmetry, the trajectories have the same properties as in the mode q_1 and thus starting from this mode, one converges towards the zone of equilibre R .

¹In practice, these extreme currents are defined to ensure a reliability.

- Mode $q = q_4$ inside the equilibrium zone R , this mode is kept as much as the current did not reach the value $I_{ref} - \varepsilon$. The derivative of the Lyapunov function of M in this mode is given by :

$$\dot{M} = -(I - I_{ref})rI$$

The derivative of M is defined negative for $I > I_{ref} + \varepsilon$. This shows that starting from this mode the trajectories converge towards the zone of balance R .

Finally the preceding analysis shows that some is the initial point out of the zone of balance R , the trajectories convergent towards the zone of balance R . It remains to be shown that R is invariant. It is noticed, according to the figure 11, that at the limits of the equilibrium zone R :

$$\forall q_i \in Q, (v_c - v_{cref}, I - I_{ref})^T f_{q_i} < 0$$

what shows the invariance of the equilibrium.

6 RESULTAT DE SIMULATION

For the validation of this proposition we simulated a two-cell converter having the following parameters:

$$\left\{ \begin{array}{l} L = 0.5 \text{ mH} \\ R = 10 \ \Omega \\ C = 40 \ \mu\text{F} \\ E = 1500 \text{ V} \\ v_{ref} = \frac{E}{2} \\ I_{ref} = 60 \text{ A} \\ I_{\max} = 80 \text{ A} \\ \Delta I = 5 \text{ A} \\ \varepsilon = 20 \text{ V} \end{array} \right.$$

The figures 15 and 16 present the evolution of the voltage at the boundaries of the floating condenser and the charging current. The initial conditions are supposed to be null. The tension v_c grows and is stabilized around its value of reference. Its average value in steady operation is equal to half of the source voltage E .

As the charging current is faster in steady operation than the floating tension, it is necessary that I is established so that v_c starts to grow to a significant degree.

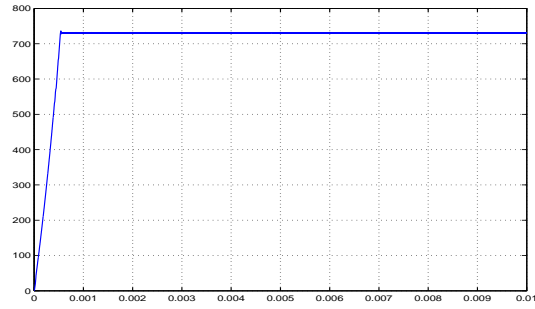


Figure 15 : Evolution of the floating condenser

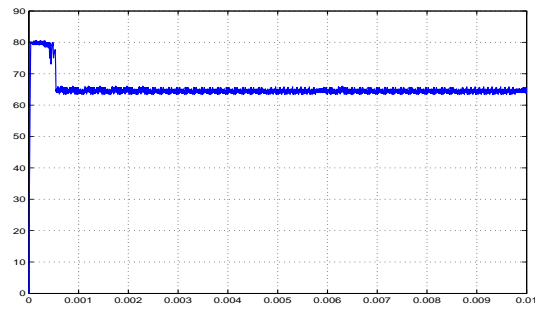


Figure 16 : Evolution of the load current

Consequently as long as the tension v_c did not reach steady operation, the variation of the output voltage, seen by the load, is important and is higher than half of the tension of source as the figure (17) shows it, the current is then strongly ondulated. This ondulation is due to the minimal time between two commutations.

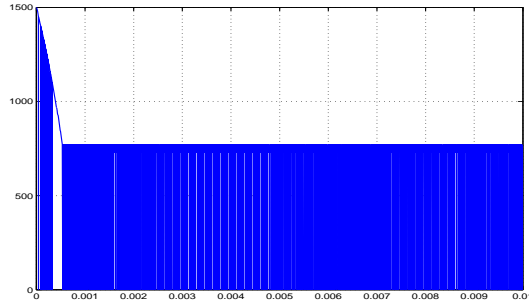


Figure 17 : Evolution of the output tension

To starting, the null initial conditions given to the system lead to state q_2 . The current increases quickly but the voltage at the boundaries of the floating condenser remains null. As much as the current is higher than a minimal value I_{min} , one switch towards the mode q_3 to charge the condenser. This operation continues as much as the current is lower than I_{max} or the floating tension remains lower than v_{cref} . If one reaches I_{max} before, one switch towards q_4 which is characterized by the reduction of the current as one sees it on the figure 18.

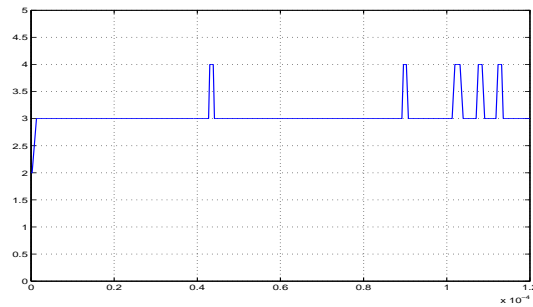


Figure 18 : switching function in the dynamic transition

The figure (20) present the establishment of a limiting cycle in steady operation. This shows that our suggested hybrid model guarantees a limiting cycle

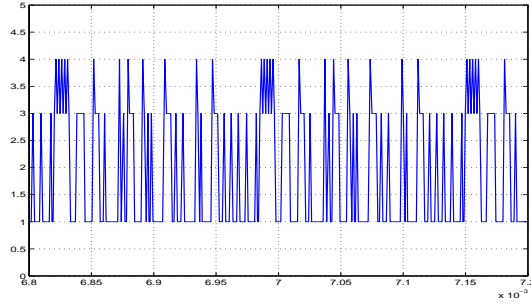


Figure 19 : switching function in the dynamic permanent

identical to that of the open loop [9]. This condition makes it possible to have a constant dephasing in steady operation.

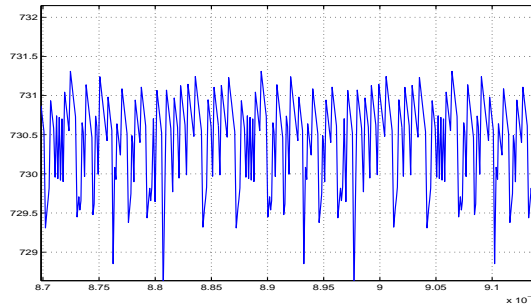


Figure 20 : limit cycle obtained by the structure

The simulation of figure 21 present the trajectory in the plan of phase. One notices convergence towards the equilibrium point (I_{ref}, V_{ref}) (see the zoom given in figure 22)

7 Conclusion

In this article, we proposed a hybrid modeling for a multicellular converter. We noticed that the structure of this type of converter lends itself naturally for a hybrid modeling due to the natural presence of discrete and continuous variables. We highlighted the operation of this structure by using the model of the various modes by choosing a law of commutation and imposing conditions of transition ensuring the stability and the safety of the multicellular converter. This control law requires knowledge at any moment the measurement of the

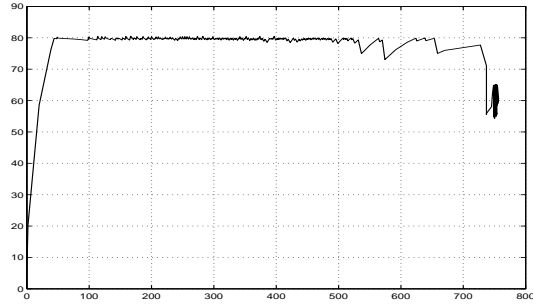


Figure 21 : Trajectories of the states

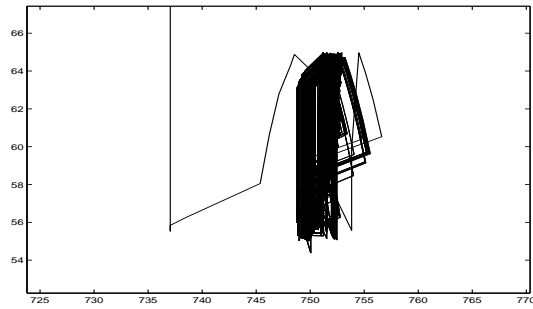


Figure 22 : Zoom about the trajectory of the states around the equilibrium point

floating voltage as well as charging current. It would be interesting to develop an order only based to the measure of the charging current. This control will require the development of a hybrid observer for the floating voltage. To do this, a sliding mode observer will be presented in a work which will be published soon. The simulation results show the efficiency of the proposed observer.

The phase plane analysis also shows that the voltage ripple is always within bounds and the average value of output voltage is kept constant by adjusting the reference voltage and reference current. The advantages of the proposed control scheme over the existing control scheme are given below:

References

- [1] R. Bensaid, R., and M. Fadel.. (2001). Sliding modes observer for multicell converters. In NOLCOS, 2001.
- [2] R. Bensaid, M. Fadel and T. Meynard. Observer design for a three cells chopper using discrete-time model. *Electromotion*, vol. 2, pp. 689–694, 1999.
- [3] P. Riediner, C.lung,F. Kratz.An Optimal Control Approach for Hybrid Systems. *European Journal of Control. EJC*, 2003.
- [4] A. Donzel. Commande des convertisseurs multiniveaux : Application à un moteur asynchrone Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de Grenoble 2000.
- [5] A. Van der. Schaft amd M. Schumacher. *Introduction to hybrid dynamical systems* Springer Verlag 2000.
- [6] M. Fadel and T.A. Meynard. Equilibrage des tensions dans les convertisseurs statiques multicellulaires série: Modélisation EPF Grenoble, pp. 115–120, 1996.
- [7] J. Daafouz , P. Rieding , C. Iung. Stability Analysis and Control Synthesis for Switched Systems. *IEEE Transactions on Automatic Control*, vol. 47, pp. 1883-1887, ISSN 0018-9286, Nov 2002.
- [8] E. Asarin, O. Bournez, T. Dang, O.é Maler and A. Pnueli. Effective synthesis of switchin controllers for linear systems *The proceeding of IEEE Trans* vol. 88, pp. 949–970, 2000.
- [9] P. Carrere. Etude et réalisation des convertisseurs série à IGBT : Equilibrage des tensions flottantes Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de toulouse, 1996.

- [10] Contribution à la commande des convertisseurs multicellulaires série: Commande non linéaire et commande floue Thèse de doctorat, Institut National Polytechnique de toulouse, 1997.
- [11] O. Tachon, M. Fadel and T. Meynard. Control of series multicell converters by linear state feedback decoupling EPF Grenoble, pp. 1588–1593, 1997.
- [12] S.R. Sanders and G.C. Verghese. Lyapunov-based control for switched power converters IEEE Power electronics specialists conference pp. 1–8, 1990.
- [13] T.A. Meynard and H. Foch. Brevet français No. 91.09582 du 25 juillet 91, dépôt International PCT (Europe, Japon, USA, Canada) No. 92/00652 du 8 Juillet 92, 1991.
- [14] P. Gupta and A. Patra. A stable energy-based control strategy for DC-DC Boost converter circuits IEEE Power electronics specialists conference pp. 78–8399, 2004.
- [15] E. Zulueta, T. Rico and J.M.G. Durana. Hybrid modling of openloop DC-DC converters Revista facultad de ingenieria, U.T.A.chile pp. 41–47, vol 11 No. 2, 2003.
- [16] J. Lygeros, K.H Johansson, S.N. Simié and S.S. Sastry. Dynamical Properties modling of Hybrid Automata IEEE Transations on automatic control vol. 48, January, 2003.
- [17] H. Saadaoui. Observateur non linéaire à mode glissant pour une classe de systeme à commutations JDA,lyon, 2005.
- [18] M. Zainea, H. Cormerais, J. Buisson and H. Gueguen. Analyse des commutations dans un système avec des interrupteurs de l'électronique de puissance par une approche automate hybride JDA lyon, 2005.
- [19] O. Bethoux, J.P. Barbot, Th. Floquet. Mode glissants et convertisseurs multicellulaires. Cifa, Tunisie, 2003.
- [20] P. Manon, C.R. Valentin, G. Gilles. Optimal Control of Hybrid Dynamical Systems: Application in Process Engineering Control Engineering Practice, p 133-149, 2002.
- [21] A. Chombart, J.M.Flaus, C.R.Valentin. Hybrid Systems Modeling : a comparison of three methods applied to an example IFAC96, pp. 311-316, USA, 30 june-5 july 1996.

CONCLUSION GENERALE

Cette thèse est consacrée, d'une part au développement des commandes robustes et intelligentes pour la conception des contrôleurs de vitesse et de position d'une machine synchrone à aimants permanents avec une application expérimentale de ces techniques en temps réel. D'autre part, nous nous sommes intéressés à l'application d'une nouvelle théorie pour la modélisation des convertisseurs: les Systèmes Dynamiques Hybrides. Ainsi, nous avons mis en œuvre un deuxième banc expérimental pour l'application de ces approches hybrides.

Dans la première partie de nos travaux, nous avons modélisé les différentes parties constitutives d'un actionneur synchrone à aimants permanents à savoir la machine, et le convertisseur. Nous avons également présenté une nouvelle méthode d'identification. Cette méthode mise en œuvre expérimentalement a l'énorme avantage d'être adaptée aux machines qui présentent les contraintes suivantes : Inaccessibilité du point neutre et du courant d'excitation, ignorance des formes géométriques et de la nature des aimants, existence ou non d'enroulements amortisseurs.

Dans la deuxième partie, nous avons présenté le principe de la commande vectorielle et d'après les résultats de simulation et l'expérimentation montrent également que les contrôleurs classiques PI de vitesse et de position sont très sensibles aux variations paramétriques de la machine. Nous avons conclu que l'utilisation des correcteurs conventionnels pour des systèmes non linéaires et à paramètres variables ne permet pas d'obtenir des qualités de réglages satisfaisantes. Devant l'insuffisance des performances dynamiques du régulateur classique, nous avons développé des algorithmes de commande robustes et intelligents.

Dans le but d'augmenter encore la robustesse du régulateur d'état, nous avons synthétisé la commande robuste en utilisant une approche Multi modèles. Le problème de cette approche revient à trouver le domaine des coefficients du régulateur dans l'espace d'état, tel que les racines de l'équation caractéristique en boucle fermée soit dans le plan des pôles choisis quelles que soient les variations paramétriques. Nous avons effectué la représentation bidimensionnelle des régions de stabilité dans le plan des gains du contrôleur dans l'espace d'état dont l'ordre dépasse deux. Il apparaît de nos résultats de simulation et expérimentaux que l'approche Multi modèles appliquée à la MSAP présente les avantages suivants:

La sortie du système, aussi bien dans le cas de la vitesse que pour la position, présente une excellente robustesse garantissant une bonne insensibilité aux perturbations et aux incertitudes paramétriques.

Le régulateur est donc plus robuste aussi vis-à-vis de la variation de la consigne et de la variation du moment d'inertie.

Le problème de la robustesse paramétrique peut être également résolu par l'utilisation de l'approche DTC qui présente les avantages d'être indépendante des paramètres de la machine exception faite pour la résistance statorique du moteur, de fournir une réponse de couple plus rapide en comparaison au contrôle du couple via des contrôleurs de courant à

modulation de largeur d'impulsion, de posséder une configuration plus simple ne nécessitant pas l'intervention de capteurs mécaniques ou de transformations de coordonnées. Au terme de cette étude, les résultats de simulation et expérimentaux obtenus montrent la faisabilité de l'approche DTC flou qui présente l'avantage par rapport à la DTC conventionnelle de réduire les temps de retard dans la structure de commande et d'améliorer les performances dynamiques de la machine. Cette technique utilise les connaissances d'opérateurs humains pour commander des processus industriels difficilement modélisables et lorsque les paramètres du système sont variables.

Enfin, dans la partie consacrée à l'approche des Systèmes Dynamiques Hybride, nous avons proposé une modélisation hybride d'un convertisseur série à cellules de commutation imbriquées. Nous avons remarqué que la structure de ce type de convertisseur se prête naturellement pour une modélisation hybride dû à la présence naturelle de variables discrètes et continues. Nous avons mis en évidence le fonctionnement de cette structure en utilisant le modèle des différents modes en choisissant une loi de commutation et en imposant des conditions de transition assurant la stabilité et la sûreté du convertisseur. Cette commande nécessite la connaissance à tout instant la mesure de la tension flottante ainsi que du courant de charge. Les résultats obtenus sont très satisfaisants aussi bien pour les résultats de simulation que pour les résultats expérimentaux. Il est aussi important à noter que cette nouvelle approche ouvre des horizons de recherche très variés dans le domaine du génie électrique.

REFERENCE BIBLIOGRAPHIQUES

- [Ack 80] J. Ackermann, 'Parameter space design of robust control systems', IEEE Transactions Automatic Control, Vol. AC-25, No 6, December 1980.
- [Ack 85] J. Ackermann, 'Sampled-data control systems analysis and synthesis, robust system design', Springer-Verlag, Berlin, 1985.
- [Ant 98] P.J. Antsaklis, 'Special Issue on Hybrid Control Systems', Proceedings of the IEEE, April 1998.
- [Att 98] C. Attaianesi, S. Meo and A. Perfetto, 'A voltage feeding algorithm for direct torque control of induction motor drives using state feedback', Proceedings of the IEEE, April 1998.
- [Bak 03] T. Bak, J. Bendtsen, A.P. Ravn, 'Hybrid control design for a wheeled mobile robot', In: Computation and Control (O. Maler, Amir Pnueli), Vol. 2623 of Lecture Notes in Computer Science, Springer-Verlag, 2003.
- [Bal 03] A. Balluchi, L. Benvenuti, M.D. Di Benedetto and A.L. Sangiovanni-Vincentelli, 'Observability of Hybrid Systems', IEEE International Conference on Decision and Control, CDC, USA, 2003.
- [Bel 01] C. Belta, J. Schug, T. Dang, V. Kumar, M. Mintz, G.J. Pappas, H. Rubin, P. Dunlop, 'Stability and reachability analysis of a hybrid model of luminescence in the marine bacterium', IEEE International Conference, CDC, 2001.
- [Bem 00] A. Bemporad, G. Ferrari-Trecate and M. Morari, 'Observability and Controllability of Piecewise Affine and Hybrid Systems', IEEE Transactions on Automatic Control, Vol. 45 No 10, 2000.
- [Bem 03] A. Bemporad, P. Borodani, M. Manneli, 'Hybrid control of an automotive robotized gearbox for reduction of consumptions and emissions', In: Hybrid Systems: Computation and Control (O. Maler, Amir Pnueli), Vol. 2623 of Lecture Notes in Computer Science, Springer-Verlag, 2003.
- [Ben 97] **K. Benmansour**,..., M.S.Boucherit, "Commande numérique avec observateur d'une MSA" Proceedings of IEEE'97 International Conference, vol. 1, University of Batna, Decembre 1997.
- [Ben 98] **K. BENMANSOUR**, O. BOUCHHIDA, M.S. BOUCHERIT, A. BOUMEDIENE, L. NEZLI "Commande d'une MSA avec observateur: Etude comparative" Proceedings of SNAPSEA'98, Annaba, novembre 1998.
- [Ben 99a] **A. BENMANSOUR**, H. Rezine, M.S. BOUCHERIT, "Commande robuste dans l'espace d'état d'une MSAP avec pilotage vectoriel", International Conference SSA2'99, Blida, mai 1999.
- [Ben 99b] **K. Benmansour**,..., M.S.Boucherit, "Commande par mode de glissement d'une MSA: performances et robustesse" Proceedings of SMAPDIMA'99, Annaba, novembre 1999.
- [Ben 02] K. Benmansour, H. Rezine, M.S. Boucherit, O. Bouchhida, A. Tlemcani, S. Barkati, 'Identification et implantation de contrôleur flous à gain adaptatif d'une machine synchrone à aimants permanents', International Conférence EPE, Bulletin de l'institut Polytechnique de IASI, Romania, 2002.
- [Ben 04a] **K. Benmansour**, M. Djemai, H.Rezine, M.S. Boucherit, 'Nouvelle approche d'identification sur dSPACE de la machine synchrone à aimant permanent', Conférence International Francophone d'Automatique, IEEE-CIFA, Tunisie, 2004.

- [Ben 04b] **K. Benmansour**, H.Rezine, M.S. Boucherit, ‘Nouvelle approche de la commande floue base sur DTC de la machine synchrone a aimant permanent’, Conférence International Francophone d’Automatique, CIFA, Tunisie, 2004.
- [Ben 04c] **K. Benmansour**, M. Djemai, H.Rezine, M.S. Boucherit, ‘State space torque observer base control of permanent magnet synchronous machine’, International Conf. on Industrial Technology, IEEE-ICIT, Tunisia, 2004.
- [Ben 05a] **K. Benmansour**, M.S. Boucherit, M. Tadjine and H. Rezine, ‘On robust state feedback control of a permanent magnet synchronous machine drive: an experimental evaluation’, Archives of Control Sciences, Vol. 15(LI), No1, 2005.
- [Ben 05b] **K. Benmansour**, O. Bouchhida, M.S. Boucherit, M. Djemai and H. Rezine, ‘New approach of a fuzzy logic controller with direct Torque control strategy for a permanent magnet synchronous machine drive’, IEEE, Third International Conference on Systems & Devices, SSD05, Tunisia, 2005.
- [Ben 06a] **K. Benmansour**, M. Djemai, H.Rezine, M.S. Boucherit, ‘Analyse géométrique de la commande robuste en position de la machine synchrone à aimants permanents’, Conférence International Francophone d’Automatique, CIFA, France, 2006.
- [Ben 06b] **K. Benmansour**, M.S. Boucherit, M. Tadjine and H. Rezine, ‘New approach of a fuzzy logic controller with direct Torque control strategy (DTC) for a permanent magnet synchronous machine drive’, Archives of Control Sciences, 2006 (Accepted).
- [Ben 06c] **K. Benmansour**, A. Benalia, M. Djemai, J. de Leon, ‘Hybrid Control of a Multicellular Converter’, Nonlinear Analysis Journal: Hybrid systems applications, Elsevier Ed, 2006 (article soumis).
- [Ben 06d] **K. Benmansour**, J. de Leon, M. Djemai, J.P. Barbot, ‘Real-Time Implementation of an Interconnected Observer Design for P-Cells Chopper: an Experimental evaluation’, IEEE International Conference on Decision and Control, 2006 (communication Soumise).
- [Ben 06e] **K. Benmansour**, M. Djemai, J. de Leon, ‘Adaptive Observer for Multi-Cell Chopper’, Second International Symposium on Communications, Control and Signal Processing, ISCCSP, Marrakech, 2006.
- [Bla 72] F. Blaschke, ‘The principle of field orientation as application to the new transvector closed-loop control system for rotating field machines’, Siemens Review, Vol.34, May 1972.
- [Bos 97] B.K. Bose, ‘A high performance inverter-fed drive system of an interior permanent magnet synchronous machine’, IEEE Transactions on Industrial Application, Vol. 3, no.6, Nov/Dec, 1997.
- [Bos 98] B. K. Bose, L. Fellow and N.R. Patel ‘Quasi –fuzzy estimation of stator resistance of induction motor’, IEEE Transactions on power Electronics, Vol. 13, No. 3, May 1998.
- [Bos 02] B.K. BOSE, «Power electronics and motor drives – Recent technology advances », 0-7803-7369-3/02/\$17.00 © 2002 IEEE, 2002.
- [Bou 95] M.S Boucherit, ‘Sur l’application de automatique moderne dans la commande des machines électriques’, Thèse de Doctorat d’Etat, ENP, Alger, 1995.
- [Bouk 05a] M. Boukhnifer, **K. Benmansour**, M. S. Boucherit, “ Application of Luenberger observer with robust control for induction motor”, IEEE International Conference on Systems, Signals & Devices, Tunisia, 2005
- [Bouk 05b] M. Boukhnifer, B. Hemici, M. S. Boucherit, « robust induction motor with sliding mode observer », The Mediterranean Journal of Measurement and Control, MJMC, Volume 1, No. 2, April 2005
- [Bra 93] M.S. Branicky, ‘Topology of Hybrid Systems’, 32nd IEEE International Conference on Decision and Control, San Antonio, Texas, 1993.
- [Bra 94] M.S. Branicky, V.S. Borkar et S.K. Mitter, ‘A unified framework for hybrid control’, 33rd IEEE International Conference on Decision Control, Lake Buena Vista, FLorida, 1994.

- [Bra 98] M.S. Branicky, 'Multiple Lyapunov Fonctions and Other Analysis Tools for Switched and Hybrid Systems', Proceedings of the IEEE, 1998.
- [Cas 01] D. Casadei, G. Serra, 'Steady state and transient performance evaluation of a DTC scheme in the low speed rang', IEEE Transaction on Power Electronics, Vol. 16, No.6, November 2001.
- [Chi 05] J. CHIASSON, «Modelling and high performance control of electric machines», IEEE Press, 2005.
- [Dje_05] M. Djemai, 'Contribution aux systèmes singulièrement perturbés, chaotiques et hybrides', HDR en Automatique, ENSEA, Cergy –Pontoise, France, 2005.
- [Fu 98] M. Fu, L. Xu, 'A sensorless DTC technique for PM synchronous motors', Proceedings of the IEEE, 1998.
- [Gir 04] A. Girard, 'Analyse Algorithmique des Systèmes Hybrides', Thèse de doctorat en Mathématiques Appliquées, INPG, Grenoble, Septembre 2004.
- [Idr 02] N.R.N. Idris, H.M. Yatim, 'An improved stator flux estimation in steady-state operation for direct torque control of induction machines', IEEE Transactions on Industrial Automatic, Vol. 38, No.1, Janu/Febr 2002.
- [Kad 04] M. Kadjoudj, "Contribution à la commande d'une machine synchrone à aimants permanents", Thèse de Doctorat, Université de Batna, 2004.
- [Lag 03] S. LAGHROUCHE, F. PLESTAN, A. GLUMINEAU, R. BOISLIVEAU, "Robust second order sliding mode control for a permanent magnet synchronous motor", Proceedings IEEE, ACC, 2003.
- [Lai 01] Y. Lai, J. Chen, 'A new approach to direct torque control of induction motor drives for constant inverter switching frequency and torque ripple reduction', IEEE Transaction on Energy conversion, Vol. 16, No. 3, Sept. 2001.
- [Lar 05] A. Larabi, M.S. Boucherit, « Sur la commande numérique robuste d'un actionneur pour robots », 17ème Congrès Français de Mécanique, Troyes (France), Septembre 2005.
- [Liu 88] T.H. Liu, C.M. Young and C.H. Liu, 'Microprocessor Based Controller and Design and Simulation for a Permanent Magnet Synchronous Drive', IEEE Transactions Industrial Electronics, Vol.5, No 4, November 1988.
- [Lyg 03] J. Lygeros, H.K. Johansson, S. N. Simé, J. Zhang and S.S. Sastry, 'Dynamical Properties of Hybrid Automata', IEEE Transactions on Automatic Control, Vol. 48 No. 1, January, 2003.
- [Mat 00] A.S. Matveev, A.V. Savkin, 'Qualitative theory of hybrid dynamical systems', BirkhÄuser, 2000.
- [Nai 04] A. Nait Seghir, M. S. Boucherit, « Adaptive speed control of permanent magnet synchronous machine », IEEE International Conference on Electrical, Electronic, Computer Engineering, IEEE - ICEEC'04, 2004.
- [Nai 05] A. Nait Seghir, M. S. Boucherit., "Self tuning control of permanent magnet synchronous motor", International Conference on Modelling and Simulation, MS'05 Rouen, France.
- [Nez 06a] L. NEZLI, M. TADJINE, M.S. BOUCHERIT, «On Sliding Mode Based Non Linear PID Design For Position Control of Permanent Magnet Synchronous Machine with unknown load torque », IASTED Journal, Acta Press, 2006, (à paraître).
- [Nez 06b] L. NEZLI, M. TADJINE, M.S. BOUCHERIT, « On Sliding Mode Based Non Linear PID Design For Position Control of Permanent Magnet Synchronous Machine with unknown load torque », Archives of Control Sciences, 2006, (à paraître).
- [Pet 01] V. Petrovic, 'Saliency-based position estimation in permanent magnet synchronous motors', These de doctorat, Northeastern University, Boston, 2001.
- [Puj 00] A. Pujol, 'Improvement in direct torque control of induction motors', These de Doctorat, Universitat Politechnica de Catalunya, 2000.

- [Rah 99] M. F. Rahman, L. Zhong, 'A direct torque controller for permanent magnet synchronous motor drives', IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 14, No 3, Sept. 1999.
- [Rek 91] T. Rekioua, "Contribution à la modélisation et à la commande vectorielle des machines synchrones à aimants permanents", Thèse de Doctorat, INPL Nancy, France, 1991.
- [Rez 98] H. Rezine, M.S. Boucherit, **K. Benmansour** "Commande floue d'une MSAP", Journal of Technology, special issue, Proceedings de la Conférence Maghrébine COMAEI'98, Béjaia, Dec. 98.
- [Saa 06] H. Saadaoui, M. Djemai, N. Manamani, **K. Benmansour**, 'Observateur non linéaire a modes glissants pour des systèmes a commutations autonomes', Second International Symposium on Communications, Control and Signal Processing, ISCCSP, Marrakech, 2006.
- [Say 98] Sayeed Mir, Malik E., Donald S. Zinger, 'PI and fuzzy estimation for tuning the stator resistance in direct torque control of induction machines', IEEE transaction on Power Electronics, Vol. 13, No 2, March 1998.
- [Tle 02] A. Tlemcani, M.S. Boucherit, K. Benmansour, M. Chekireb, O. Bouchhida, S. Barkati, 'Commande floue adaptative directe linéarisante: application a la machine synchrone a aimants permanents', International Conférence of EPE, Bulletin de l'institut Polytechnique de IASI, Romania, 2002.
- [Tur 02] M. TURSINI, F. PARASILITI, D. ZHANG, "Real time gain tuning of PI controllers for high performance PMSM drives", IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. 38 N°4, 2002.
- [Vas 90] P. Vas, 'Vector control of AC machine', Clarendon press, 1990.
- [Zay 01] J. Zaytoon, 'Systèmes Dynamiques Hybrides', Hermès, Sciences Publications, 2001.
- [Zay 99] J. Zaytoon, V. Carre-Menetrier, 'From discrete-event systems to hybrid systems', IEEE - SMC'99, Conference Proceedings, Vol.1, October 1999.
- [Zhon 97] L. Zhong, M. F. Rahman, 'Analysis of direct torque control in permanent magnet synchronous motor drives', IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 12, No. 3, May 1997.

ملخص :

تعالج هذه الأطروحة في طورها الأول التحكم الآلي لمحرك تزامني ذو مغناطدائمة، قمنا في الجزء الأول بطريقة جديدة لتعيين معاملات نموذج المحرك أما في الجزء الثاني قمنا بإنجاز برنامج التحكم المتين حسب البنية المتعددة النماذج ثم التحكم المباشر للعزم في المرحلة الثالثة حيث توصلنا إلى نتائج جد مرضية بإستعمال بنية تحكم آلي وذلك بالإستغناء عن قياس سرعة المحرك. الطور الثاني لهذه الأطروحة يعالج نموذج من نوع جديد لمتغير إلكتروني للطاقة. إستخدمنا لهذا الغرض الأنظمة ذات الحركية المركبة. وفي الأخير تطرقنا لتطبيقات تجريبية حيث أنجزنا محطتين تجريبيتين لتثمين النظريات المدروسة.

Résumé

Cette thèse porte sur une étude théorique et expérimentale de la commande de la machine synchrone à aimant permanent (MSAP). Dans une première partie, nous présentons l'identification, la modélisation de la MSAP et la synthèse de la commande vectorielle. La deuxième partie est dédiée au développement des algorithmes de la commande robuste basée sur l'approche multi-modèles. Cette approche présente des propriétés fortes de stabilité et de performances de robustesse vis-à-vis de la variation paramétrique de la MSAP. La troisième partie est consacrée au contrôle direct du couple (DTC). Cette démarche est considérée comme une solution pour les problèmes du contrôle vectoriel. En effet, la technique DTC possède l'avantage d'être indépendante des paramètres de la machine, exception faite pour la résistance statorique. Elle permet aussi de fournir une réponse du couple plus rapide, et possède une configuration plus simple ne nécessitant pas l'intervention de capteurs mécaniques. Enfin. Nous présentons, dans la quatrième partie une, nouvelle approche basée sur les systèmes dynamiques hybrides. Une première analyse de différents types des systèmes hybrides est présentée. Ce travail, qui constitue une première contribution dans ce domaine sera consacré essentiellement au convertisseur. Nous apportons un soin particulier à la modélisation hybride de ce système. Les travaux présentés dans cette partie sont aussi suivis par une implantation expérimentale à l'aide d'une carte DS1102 de dSPACE, validant les résultats obtenus par simulation.

Mots clés

Identification, Multi-Modèles, Commande Robuste, DTC, Système Dynamique Hybride, Modèle hybride, dspace.

Abstract

This thesis, concerns a theoretical and experimental study of the control permanent magnets synchronous machine. In the first part, we present the identification and modelling of the machine and the synthesis of the Field Oriented Control. The second part is dedicated to the development of the algorithm of the robust control based on the multi-models approach. This control approach presents strong properties of stability and robust performances with respect to the parametric variation of the system. The third part is devoted to Direct Torque Control (DTC). This technique is regarded as a solution to the problems of Field Oriented Control. Indeed, technique DTC has the advantage of being independent of the machine's parameters, except for stator resistance. Moreover this technique makes it possible to provide a faster response of the torque, and to have a simpler configuration not requiring the intervention of mechanical sensors. We present in the fourth part a new approach based on the dynamic hybrid systems, and then the analysis of this hybrid system for different is discussed. This work, which constitutes the first contribution in this field, will be devoted primarily to the converter. The work presented in this part is followed too by an experimental establishment using a chart DS1102 of dSPACE, validating the results obtained by simulation.

Key words

Identification, Multi-Models, Robust Control, DTC, Dynamic Hybrid Systems, Hybrid Modelling, dspace.