

Thèse



L'ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE

En vue de l'obtention du Grade de :

DOCTEUR D'ETAT EN GENIE ELECTRIQUE

Par :

MAHMOUDI Mohand Oulhadj
Magister-Ingénieur de l'ENP

THEME

SUR LA COMMANDE DE LA MACHINE ASYNCHRONE ALIMENTEE EN TENSION

- Etude de l'étage d'alimentation de la machine asynchrone.
- Commande par mode de glissement avec orientation du champ.

Soutenue publiquement le 08 décembre 1999 devant le Jury composé de :

Président :	D. BERKANI	Professeur à l'ENP.
Directeur de thèse:	F. BOUDJEMA	Maître de Conférences à l'ENP.
Examineurs :	L. REFOUFI	Professeur à l'Université de Boumerdès .
	R. TOUMI	Professeur à l'USTHB.
	M.S. BOUCHERIT	Maître de conférences à l'ENP.
Invité :	E.M. BERKOUK	Docteur d'Etat .

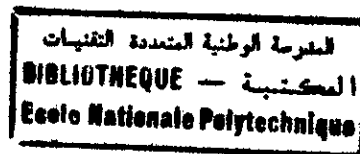
بِسْمِ اللَّهِ الرَّحْمَنِ الرَّحِيمِ

المدرسة الوطنية المتعددة التقنيات
BIBLIOTHEQUE — المكتبة
Ecole Nationale Polytechnique

*À ma mère et à mon père,
À mon épouse et à mes enfants.*



Avant Propos



LES TRAVAUX présentés dans cette thèse ont été effectués en Algérie, au sein du Laboratoire d'Electronique de Puissance et Commande, de la DER Génie Electrique et Informatique de l'Ecole Nationale Polytechnique.

Au terme de ce travail, j'exprime ma profonde gratitude et mes remerciements les plus sincères à Monsieur F. BOUDJEMA, Maître de Conférences à l'ENP pour sa disponibilité, pour ses conseils précieux et ses encouragements qui ont beaucoup contribué à enrichir et à mener à bien ce travail.

Mes remerciements les plus sincères vont également à Monsieur le Professeur L. ZEBROWSKI de Politechnika Wroclawska (Pologne) pour son aide et ses encouragements.

Je remercie très sincèrement Monsieur D. BERKANI, Professeur à l'ENP pour l'honneur qu'il me fait en acceptant de présider le jury de cette thèse.

Mes vifs remerciements vont également à Monsieur L. REFOUFI, Professeur à l'Université de Boumerdès, pour l'intérêt qu'il a manifesté pour ce travail en acceptant de participer au jury.

Toute notre reconnaissance va à Monsieur R. TOUMI, Professeur à l'USTHB, nous lui exprimons nos sincères remerciements pour sa participation au jury de thèse et pour avoir accepté de juger ce travail en tant qu'examinateur.

Que Monsieur M.S. BOUCHERIT, Maître de conférences à l'ENP soit vivement remercié d'abord pour l'ambiance de travail qu'il a instauré au sein du laboratoire LEPC, pour ses encouragements continus et pour avoir accepté d'examiner ce travail.

Je voudrais témoigner également ma reconnaissance à Monsieur E.M. BERKOUK, Docteur d'état, Enseignant à l'ENP, pour avoir accepté d'être membre de jury en tant qu'invité.

Il m'est particulièrement agréable de remercier Monsieur B. HEMICI et O. STIHI pour leur participation effective dans la réalisation de certains de ces travaux, notamment ceux relatifs à la réalisation pratique.

Que mes collègues et amis, Messieurs L. NEZLI, M. KOURGLI et H. CHEKIREB soient aussi sincèrement remerciés pour leurs encouragements qu'ils n'ont cessé de me prodiguer pour mener à terme les travaux de cette thèse.

Mes vifs remerciements vont aussi à tous mes amis et collègues de la DER de Génie Electrique et Informatique et particulièrement ceux du laboratoire d'Electronique de Puissance et Commande et du laboratoire d'Automatique entre autres MM. D. BOUKHETALA et M.TADJINE.

Que MM. Y. AIT-GOUGAM, A. DJAHBAR, D.LALILI, EH. BOUHASSOUN, S. HAMDANI et Mlle N. MADANI, soient aussi vivement remerciés pour leur participation à la réalisation de cette thèse.

Je ne peux citer tout le monde, mais que ceux qui ont contribué d'une façon ou d'une autre soient assurés de ma reconnaissance. Je les remercie tous.

ملخص:

تطرقنا في هذه الأطروحة لدراسة تحكم الماكينة الكهربائية اللامترانمة المغذية بموج توتري. هذه الأعمال التي لها هدف إحصاء مشاكل المتعلقة بالماكينة المغذية بالتوتر قد جمعت في ثلاثة محاور أساسية وهي التغذية بالتوتر للماكينة، التحكم الشعاعي والتحكمات الظليعة عن طريق الإنزلاق مع توجيه الحقل المغناطيسي للماكينة اللامترانمة. فيما يخص دراسة نموذج الجمع بين الموج و الماكينة، قمنا بفحص سلوك الجمع وذلك بإقتراح نموذجين دراسيين اللذين بصفان السلوك "للحضي" و "للمتوسطي" للجمع، ثم تطرقنا لدراسة تحكم الموج التوتري و تغذيته بالمحول (AC/DC) ذات التيار المستمر ذي عامل إستطاعة واحد. ولقد أجزنا في الأخير مقعد التحريب المخيري لهذا المحول.

المحور الثاني لعملنا خصص لدراسة التحكم الشعاعي للماكينة الكهربائية اللامترانمة والتلازم لثابت الزمن لمُحرض الماكينة مع خوارزمات التحكم. ولقد قُدمت طرق مباشرة وغير مباشرة لتوجيه التدفق المغناطيسي المحرض وذلك في حالة التغذية التوتريّة. وزيادة على ذلك، قُدمت دراسة تُقارن بين نوعين من المنظّمات وهما (PI) و (IP) أستعملا لتحكم سرعة الماكينة اللامترانمة في دارة مغلقة. كما قدمنا دراسة لتأقلم ثابت الزمن المحرضي للماكينة في التحكم الشعاعي وذلك بإقتراح عدّة بحوث. المحور الأخير هذه الأطروحة خصص للتحكم الضليع عن طريق الإنزلاق مع توجيه الحقل المغناطيسي للماكينة اللامترانمة. دراستان ضمن هذا الموضوع قُديتا، الأولى تخص التحكم التسلسلي عن طريق الإنزلاق و الأخرى تخص التحكم المكافئ عن طريق الإنزلاق للماكينة الكهربائية اللامترانمة مع توجيه الحقل المغناطيسي.

Résumé

Dans cette thèse, nous avons abordé l'étude de la commande de la machine asynchrone alimentée par onduleur de tension. Ces travaux qui ont pour objectif de cerner les problèmes inhérents à la machine asynchrone alimentée en tension ont été englobés en trois parties à savoir l'alimentation en tension de la machine asynchrone, la commande vectorielle et les commandes robustes par mode de glissement avec orientation du champ de la machine asynchrone.

D'abord, dans le chapitre modélisation de l'association onduleur-machine, nous avons examiné le comportement de l'association en proposant deux modèles d'étude décrivant le comportement «instantané» et «moyen» de l'association. Ensuite, nous avons abordé l'étude de la commande de l'onduleur de tension et de son alimentation par convertisseur AC/DC à facteur de puissance unitaire. Un banc d'essai expérimental a été conçu et réalisé dans notre laboratoire.

La seconde partie du travail est consacrée à la commande vectorielle de la machine asynchrone et l'adaptation de la constante de temps rotorique aux algorithmes de commande. Ainsi, il a été présenté les méthodes directe et indirecte d'orientation du flux rotorique dans le cas d'une alimentation en tension. De plus, une étude comparative utilisant deux types de régulateurs PI et IP pour le réglage de vitesse en boucle fermée a été également présentée. Aussi, l'adaptation de la constante de temps rotorique dans la commande vectorielle de la machine asynchrone a été traitée en proposant plusieurs travaux de recherche.

La dernière partie de cette thèse est consacrée à la commande robuste par mode de glissement de la machine asynchrone. En effet, l'étude du réglage de la vitesse par la technique du mode de glissement de la machine asynchrone alimentée par onduleur de tension muni de sa commande vectorielle a été traitée. Ainsi, deux études en relation à ce sujet ont été présentées, l'une concerne la commande en cascade par mode de glissement avec présentation des résultats expérimentaux et l'autre, l'application de la commande équivalente par mode glissant à la machine asynchrone avec orientation du champ.

Mots-clés : Machine asynchrone, Onduleur de tension, Techniques de Modulation MLI, Convertisseur AC/DC, Commande vectorielle, Adaptation des paramètres, Commande par mode de glissement, Robustesse.

Abstract

In this thesis, a control study of the induction machine fed by a voltage source inverter is conducted. Three parts related to this later have to be distinguished. That is a supply of the induction machine fed by a VSI-inverter, a field oriented control and a robust control combining a sliding mode control theory and a field orientation of the machine.

First, in chapter concerning the modeling of the associated inverter-machine, two models "instantaneous" and "mean value" have been proposed in order to simulate the behavior of the associated system. Therefore, we have been interested by both of the voltage source inverter control pattern and the rectifier with unity power factor. An experimental prototype has been realized in our laboratory.

The second part of this thesis deals with a field orientation of the induction machine and its adaptation to rotor time constant variations. Thus, a direct and indirect field orientation methods have been presented. In addition, a comparative study between two classical regulators PI and IP for a speed regulation is presented. Also, different ways of adaptation in terms of rotor time constant for a field-oriented control are given.

The last part proposes a robust control scheme of the induction machine. Indeed, a control scheme combining a sliding mode control and a field orientation principle is investigated. For this purpose, a cascade scheme configuration realizing a sliding mode control is proposed and validated by experimental results, and then the equivalent control by sliding mode is applied to the field oriented induction machine drive.

Keys-words : Induction machine, VSI inverter, PWM techniques, AC/DC converter, vector control, Parameters adaptation, Sliding mode control, Robustness.

Chapitre IV : Adaptation de la constante de temps rotorique dans la commande vectorielle de la machine asynchrone.

IV.1. Influence de la constante de temps sur la commande vectorielle.....	70
IV.1.1. Modèle mathématique du couple et du flux.....	71
IV.1.2. Influence de la variation de T_r sur le découplage et le réglage en boucle fermée.....	75
IV.2. Identification de la constante de temps rotorique.....	77
IV.2.1. Identification de T_r basée sur l'expression de l'énergie réactive.....	78
IV.2.2. Adaptation de T_r par la méthode de comparaison des flux.....	80
IV.2.3. Identification de T_r par un correcteur à modèle de référence.....	82
IV.3. Conclusion.....	88

Chapitre V : Commande par mode de glissement de la machine asynchrone alimentée en tension.

V.1. Commande en cascade par mode de glissement de la machine asynchrone avec orientation de champ.....	90
V.2. Application de la commande équivalente par mode de glissement au moteur asynchrone avec orientation du champ.....	109
Conclusion générale.....	124
Bibliographie.....	127

machine asynchrone, parmi lesquelles la commande par orientation de flux qui rend la machine, du point de vue commande, semblable à une machine à courant continu [44] à [57]. Le principe de cette commande consiste à orienter le flux de la machine de manière à commander le couple par la composante directe du courant statorique et le flux par la composante en quadrature.

En ce qui concerne la modulation de largeur d'impulsions, cette dernière a offert beaucoup d'avantages pour les entraînements à vitesse variable par machines à courant alternatif. Pour un fonctionnement optimal de la machine asynchrone, la solution d'un ensemble hacheur-onduleur est aujourd'hui abandonnée pour plusieurs raisons, dont notamment le fort taux d'harmoniques généré par l'alimentation en créneaux. Ceci augmente le volume du filtre et donc le coût et l'encombrement du système [10],[12],[13]. Pour éviter le problème de filtrage, la commande de l'onduleur s'oriente de plus en plus vers des techniques de modulation de largeur d'impulsions permettant de satisfaire certains critères d'optimisation à savoir l'élimination des harmoniques de la tension de sortie et la minimisation des harmoniques de courant et de couple.

Concernant les stratégies de commande de la machine et face aux problèmes engendrés par celle-ci, des outils d'électrotechnique et d'automatique sont aujourd'hui utilisés tels que les estimateurs de flux et des méthodes d'adaptation sans pour autant remettre en question le principe de la commande vectorielle [46],[48],[53],[54],[57],[64],[66],[68],[69],[70],[73],[74].

De plus, nous assistons ces dernières années, à une grande tendance vers l'application des techniques modernes de l'automatique aux machines asynchrones [92]. Parmi ces techniques, la commande par mode de glissement de la machine asynchrone découplée par les techniques du champ orienté, offre des performances excellentes [94] à [116].

Ainsi, cette thèse rassemble une partie de nos travaux effectués sur la commande de la machine asynchrone alimentée par onduleur de tension à modulation de largeurs d'impulsions. Ces travaux de recherche ont pour objectif de cerner les problèmes inhérents à la machine asynchrone alimentée en tension. La thèse est divisée en trois volets qui sont :

- Alimentation en tension de la machine asynchrone,
- Commande vectorielle de la machine asynchrone,
- Commandes robustes par mode de glissement avec orientation du champ de la machine asynchrone.

Le premier volet est consacré à l'étude de l'étage d'alimentation de la machine asynchrone. Ainsi, après avoir modélisé l'association onduleur-machine, nous avons examiné le comportement de l'association en proposant deux modèles d'étude décrivant le comportement «instantané» et «moyen» de l'association [4]. Ensuite, nous nous sommes intéressés à l'étude de la commande de l'onduleur et de son alimentation par convertisseur AC/DC en remplacement du pont à diodes ou à thyristors. En effet, nous avons développé et appliqué à l'onduleur alimentant la machine, plusieurs stratégies de modulation de largeur d'impulsions que nous avons classé en deux groupes monophasé et triphasé [25],[26],[27],[28]. Aussi, nous avons consacré une partie de ce volet à l'étude d'un convertisseur AC/DC à facteur de puissance unitaire capable d'imposer une forme de courant sinusoidale et d'assurer la réversibilité fonctionnelle de l'installation sans recourir à un pont auxiliaire [41],[42]. Un banc d'essai expérimental a été conçu et réalisé dans notre laboratoire [43].

Le second volet concerne les travaux présentés dans les chapitres III et IV, à savoir la commande vectorielle de la machine asynchrone et l'adaptation de la constante de temps rotorique à l'algorithme de commande par des méthodes d'adaptation.

Ainsi, dans le chapitre III, après avoir montré le principe du découplage de la machine asynchrone, il a été présenté les méthodes directe et indirecte d'orientation du flux rotorique dans le cas d'une alimentation en tension. Ensuite, une étude comparative utilisant deux types de régulateurs PI et IP pour le réglage de vitesse en boucle fermée a été présentée [62].

Dans le chapitre IV, nous traitons l'adaptation de la constante de temps rotorique dans la commande vectorielle de la machine asynchrone. En effet, plusieurs travaux de recherche concernant ce sujet ont été succinctement présentés [76],[78],[79],[83],[84]. Ainsi, après avoir montré l'influence de la constante de temps rotorique T_r sur le découplage [76], nous avons analysé les méthodes d'identification basées sur la minimisation de l'erreur de poursuite que nous avons appliqué à la commande vectorielle de la machine asynchrone alimentée par onduleur de tension.

Enfin, le dernier volet qui est consacré à la commande par mode de glissement de la machine asynchrone est présenté au chapitre V. En combinant deux techniques de commande différentes, à savoir la commande vectorielle et le réglage par mode de glissement, cette étude

est une contribution à la conception de commande robuste de la machine asynchrone connue par sa complexité est dont l'utilisation s'impose de plus en plus dans l'industrie. En effet, nous proposons l'étude du réglage de la vitesse par la technique du mode de glissement de la machine asynchrone alimentée par onduleur de tension munie de sa commande vectorielle [112],[113],[114],[115]. Deux publications sont présentées dans ce chapitre qui sont :

- *Commande en cascade par mode de glissement de la machine asynchrone avec orientation du champ* [112].
- *Application de la commande équivalente par mode de glissement au moteur asynchrone avec orientation du champ* [113],[114].

Chapitre I

Modélisation de l'association Onduleur de tension-Machine asynchrone

Introduction:

L'étude des machines asynchrones alimentées par des convertisseurs statiques constitue un vaste thème de recherche dans les laboratoires d'électrotechnique. Ces travaux de recherche ont conduit d'une part, à élaborer des modèles de connaissance permettant la simulation numérique et d'autre part, à développer des stratégies de commande des onduleurs améliorant ainsi les performances de ces associations [1],[2],[3],[4],[6],[10],[13].

Ce chapitre traite de ce thème la modélisation et l'analyse du comportement dynamique et statique de cette association qui est constituée d'un onduleur de tension et d'une machine asynchrone triphasée. L'étage d'alimentation de l'onduleur est composé d'un redresseur triphasé à diodes suivi d'un filtre LC. L'onduleur de tension est commandé par la technique de modulation de largeur d'impulsions (MLI). Dans le développement du modèle de la machine asynchrone, il est admis que la structure électromagnétique satisfait à certaines conditions qu'on appelle les hypothèses simplificatrices, ceci nous permet d'obtenir un modèle simple et facilement traitable permettant de commander le système en question.

Ensuite, il sera présenté une publication [4] traitant l'analyse microscopique et macroscopique de l'association filtre-onduleur-machine asynchrone, l'onduleur étant commandé

par la technique de modulation de largeurs d'impulsions. Cette technique permet de repousser les harmoniques de la tension de sortie vers des fréquences élevées, ce qui facilite le filtrage [4],[5].

I. Modélisation de l'association onduleur-machine :

Le schéma de la figure (Fig. I.1) comprend :

- une source d'alimentation continue,
- un onduleur de tension, avec sa commande appropriée,
- une machine asynchrone triphasée.

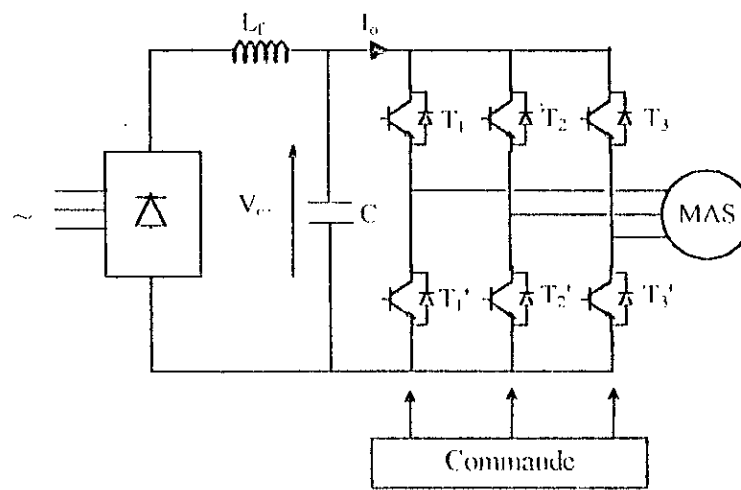


Fig. I.1 : Schéma de l'association onduleur de tension-machine asynchrone

La partie machine regroupe la machine asynchrone et la charge qu'elle entraîne. La partie commande est subdivisée en deux parties :

- la commande proprement dite, appelée dans la littérature, commande rapprochée, elle est du type modulation de largeur d'impulsions (MLI).
- la commande éloignée (régulation ou poursuite). Cette dernière fera l'objet des chapitres III, IV et V, et consiste en une poursuite ou régulation linéaire avec régulateurs classiques ou une régulation non linéaire de type mode de glissement.

I.1. L'étage d'alimentation de l'onduleur :

Il est constitué d'un redresseur et d'un filtre, délivre une tension continue fixe V_c . Le filtre a pour rôle de réduire les ondulations du courant d'entrée et de la tension V_c .

1.2. L'onduleur de tension:

Il est composé de trois bras identiques, chacun est constitué de deux interrupteurs bidirectionnels. Un interrupteur bidirectionnel est constitué d'un transistor et d'une diode en antiparallèle. Les différents interrupteurs sont supposés parfaits, c'est à dire, les phénomènes dus à la commutation sont négligés ainsi que les chutes de tension aux bornes des interrupteurs actifs (Fig.1.2).

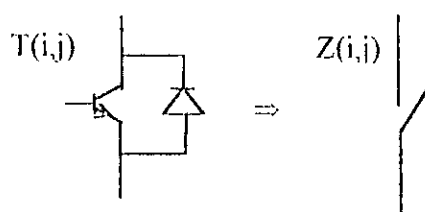


Fig.1.2 : Interrupteur parfait

Nous pouvons remplacer chaque bras de l'onduleur par un interrupteur à deux positions modélisé par la fonction logique de connexion:

$$S_i = \begin{cases} 1 & \text{si } T_i \text{ est fermé, } T'_i \text{ est ouvert} \\ 0 & \text{si } T_i \text{ est ouvert, } T'_i \text{ est fermé} \end{cases} \quad (1.1)$$

$i = 1,2,3$

Par conséquent, les tensions simples, pour un système triphasé équilibré, s'expriment en fonction des fonctions logiques S_i par la relation suivante:

$$\begin{pmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{pmatrix} = \frac{V_c}{3} \begin{pmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{pmatrix} \quad (1.2)$$

La génération des signaux logiques S_i dépend des stratégies de modulation utilisées. Afin d'améliorer les performances de l'onduleur, plusieurs techniques de modulation sont aujourd'hui développées [6],[7],[8],[10],[11],[14],[15]. De nouvelles stratégies de modulation appliquées à l'onduleur alimentant la machine asynchrone sont développées et une étude comparative entre diverses techniques de modulation est proposée au chapitre II.

1.3. La machine asynchrone :

La machine asynchrone, avec la répartition de ses enroulements et sa propre géométrie est très complexe pour se prêter à une analyse tenant compte de sa configuration exacte. Il est alors nécessaire d'adopter les hypothèses simplificatrices suivantes [1],[3]:

- Le circuit magnétique de la machine n'est pas saturé. Il est parfaitement feuilleté, donc seuls les enroulements sont parcourus par des courants.
- La machine est symétrique et à entrefer constant.
- La f.m.m créée au rotor et au stator dans une phase, est à répartition sinusoïdale le long de l'entrefer.
- L'effet de peau est négligé.

Cela a pour principales conséquences que les inductances propres sont constantes et que les inductances mutuelles sont fonction de la position de leurs axes magnétiques.

En tenant compte de ces hypothèses simplificatrices, la machine asynchrone triphasée est modélisée par trois équations statoriques, trois équations rotoriques, et une équation mécanique [1].

L'approche actuelle de modélisation des machines électriques est basée sur la théorie des deux axes qui transforme un système triphasé en un système biphasé équivalent d'axes d,q (Fig.1.3), ce qui réduit la complexité du modèle, et permet l'étude des régimes transitoires.

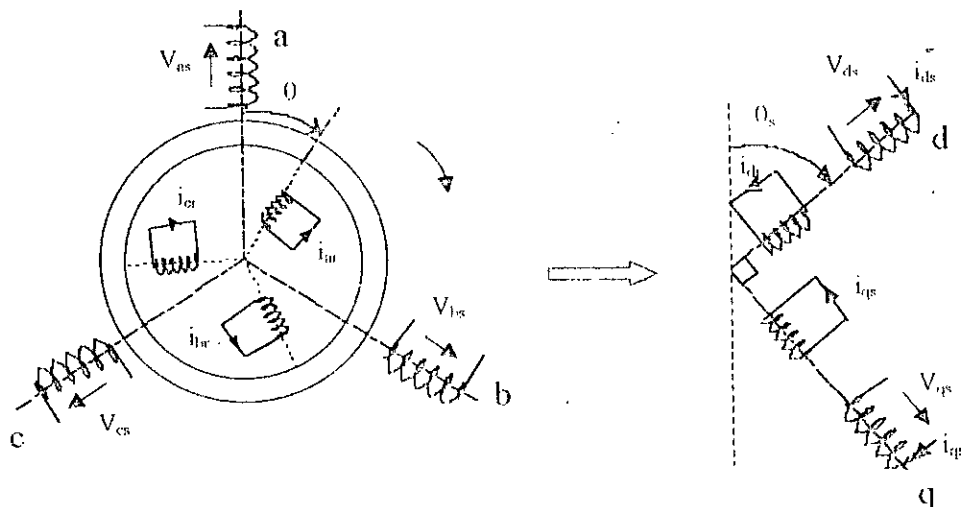


Fig. 1.3: Transformation de Park appliquée à la machine asynchrone

Le système d'équations électriques exprimé dans un référentiel d,q tournant à la vitesse de synchronisme ω_s est [1],[3]:

$$\begin{cases} v_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d\phi_{ds}}{dt} - \omega_s \phi_{qs} \\ v_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d\phi_{qs}}{dt} + \omega_s \phi_{ds} \\ 0 = R_r i_{dr} + \frac{d\phi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega_r) \phi_{qr} \\ 0 = R_r i_{qr} + \frac{d\phi_{qr}}{dt} + (\omega_s - \omega_r) \phi_{dr} \end{cases} \quad (1.3)$$

où $\omega_r = p\Omega_r$ est la pulsation angulaire de rotation.

Les composantes selon les axes (d,q) sont liées à celles de phases (a,b,c) par :

$$\begin{pmatrix} Y_d \\ Y_q \end{pmatrix} = P(\theta) \begin{pmatrix} Y_a \\ Y_b \\ Y_c \end{pmatrix} \quad (1.4)$$

avec $P(\theta)$ est la matrice de transformation de Park.

$$P(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta + 2\pi/3) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (1.5)$$

Les flux couplés d'axes (d,q) sont exprimés par:

$$\begin{cases} \phi_{ds} = L_s i_{ds} + L_m i_{dr} \\ \phi_{qs} = L_s i_{qs} + L_m i_{qr} \\ \phi_{dr} = L_r i_{dr} + L_m i_{ds} \\ \phi_{qr} = L_r i_{qr} + L_m i_{qs} \end{cases} \quad (1.6)$$

Le système d'équations électromagnétiques représente ainsi le modèle de connaissance partiel correspondant à la partie électromagnétique de la machine asynchrone. Afin de concevoir le modèle complet il faut ajouter nécessairement l'équation mécanique. Le couple électromagnétique développé par la machine s'exprime par [1],[3]:

$$T_e = \frac{pL_m}{L_r} (\phi_{dr} i_{qs} - \phi_{qr} i_{ds}) \quad (1.7)$$

et l'équation mécanique générale s'écrit :

$$J \frac{d\Omega_r}{dt} + K_j \Omega_r = T_e - T_r \quad (1.8)$$

Le système étudié est d'ordre cinq avec comme variables, les courants i_{ds} et i_{qs} , les flux ϕ_{dr} , ϕ_{qr} et la grandeur mécanique Ω_r .

Le contrôle direct, en temps réel, de ce système nécessite des algorithmes complexes et lourds à implanter. Afin de trouver des procédés de contrôle plus simples, nous vérifierons donc qu'il est possible de séparer le système d'équations, caractérisant le fonctionnement de la machine, en sous-systèmes suivant les échelles de temps.

II. Analyse microscopique et macroscopique d'un moteur asynchrone alimenté par onduleur de tension [4].

Il s'agit d'examiner le comportement dynamique de l'association filtre-onduleur-machine asynchrone fonctionnant à flux constant, l'onduleur étant commandé par la technique de modulation de largeurs d'impulsions (MLI).

Deux modèles d'étude sont présentés dans cette étude, à savoir :

- Modèle microscopique qui permet l'analyse fine de cette association, décrit le comportement dynamique instantané.
- Modèle macroscopique qui n'est autre que la valeur moyenne du modèle instantané, décrit le comportement "moyen" de cette association.

Ainsi, à l'issue de cette étude, nous concluons que pour une tension de la source V_c suffisamment filtrée et pour un indice de modulation assez élevé, l'interposition de l'onduleur entre la source et la charge ne modifie pas la constante de temps d'établissement du régime. Autrement dit, l'onduleur de tension à MLI se comporte vis-à-vis de la machine comme une transformation de Park inverse.

L'étude détaillée est présentée dans la publication [4] suivante.

ANALYSE MICROSCOPIQUE ET MACROSCOPIQUE D'UN MOTEUR ASYNCHRONE ALIMENTÉ PAR UN ONDULEUR A M.L.I

M.O. MAHMOUDI

Laboratoire d'Electronique de Puissance et Commande
E.N.P. 10, Av. Pasteur, Hassen Badi, El-Harrach (Alger)
(ALGERIE)

RESUME

Ce travail consiste à examiner le comportement dynamique de l'ensemble filtre-Onduleur-Moteur asynchrone fonctionnant à flux constant, l'onduleur étant commandé par la technique de modulation de largeurs d'impulsions. Deux modèles d'étude sont présentés dans ce rapport, un modèle microscopique qui tient compte de l'évolution instantanée du système et l'autre qui décrit l'évolution moyenne du modèle microscopique.

MOTS-CLES: Onduleur, Modulation, Moteur asynchrone, Modèle microscopique, Modèle macroscopique.

I- INTRODUCTION

L'étude des moteurs asynchrones alimentés par des convertisseurs statiques constitue un vaste thème de recherche. Ces travaux de recherche ont conduit d'une part, à élaborer des modèles de connaissance permettant la simulation numérique et d'autre part, à développer des stratégies de commande des onduleurs améliorant ainsi les performances de ces associations 1/, 2/, 3/ et 4/.

Ce rapport traite de ce thème l'analyse détaillée de l'association filtre-onduleur-moteur asynchrone, l'onduleur étant commandé par la technique de modulation de largeurs d'impulsions. Cette technique permet de repousser les harmoniques de tension de sortie vers des fréquences élevées, ce qui facilite le filtrage 5/.

Deux modèles d'étude sont présentés dans ce rapport:

- Modèle microscopique: qui permet l'analyse fine de cette association décrit le comportement dynamique instantané.
- Modèle macroscopique: qui n'est autre que la valeur moyenne du modèle instantané, décrit le comportement "moyen" de cette association en négligeant les fluctuations des différentes grandeurs à l'intérieur de la période de modulation.

Nous précisons également les hypothèses et les conditions de validation de ce modèle.

II- MODELE MICROSCOPIQUE DE L'ENSEMBLE FILTRE-MLI-MOTEUR

La figure 1 représente le schéma de principe d'un onduleur de tension à MLI alimentant le stator d'un moteur asynchrone triphasé. Le filtre LC inséré entre la source et l'onduleur permet de réduire les ondulations des grandeurs d'entrée i_L et v_c .

Les interrupteurs T_j sont des composants semi-conducteurs (thyristors, transistors ou GTO) shuntés en anti-parallèle par des diodes de roue libre afin de renvoyer le courant négatif vers le condensateur de filtrage.

Ces interrupteurs sont commandés par la technique de modulation de largeur d'impulsions qui consiste à moduler la tension de sortie suivant un ou plusieurs critères définis au préalable. Pour notre étude, la stratégie triangulo-sinusoidale a été appliquée (fig.2).

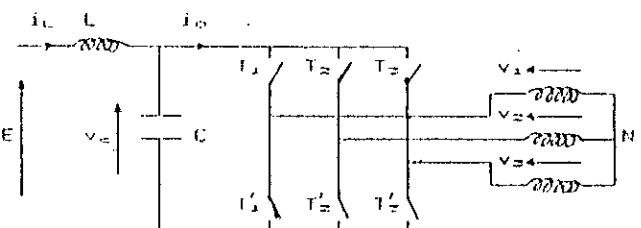


Fig.1: Schéma de principe de l'association.

II-1 Onduleur

La commutation des composants électroniques est supposée instantanée (composants parfaits). Ainsi, à chaque bras, on lui associe une fonction logique de connexion s_j ($j=1, 2, 3$) définie comme suit:

$$s_j = \begin{cases} 1 & \text{si } T_j \text{ fermé, } T'_j \text{ ouvert.} \\ 0 & \text{si } T'_j \text{ fermé, } T_j \text{ ouvert.} \end{cases}$$

Les chronogrammes des signaux s_j sont illustrés par la figure 2, pour un indice de modulation $m=9$ et une fréquence des modulantes $f=25$ Hz.

Les tensions composées aiguillées par l'onduleur sont:

$$\begin{aligned} U_{12} &= v_1 - v_2 = (s_1 - s_2) \cdot v_c \\ U_{23} &= v_2 - v_3 = (s_2 - s_3) \cdot v_c \\ U_{31} &= v_3 - v_1 = (s_3 - s_1) \cdot v_c \end{aligned}$$

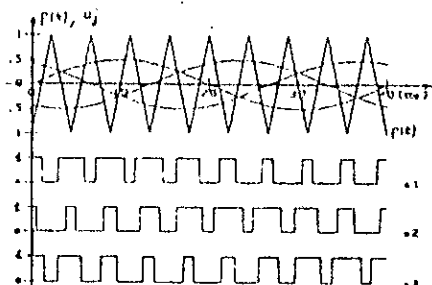


Fig.2: Principe de la technique triangulo-sinusoidale et chronogrammes des signaux s_j pour $m=9$, $r=1/2$ et $f=25$ Hz.

Compte-tenu du fait que $\sum_{j=1}^3 v_j = 0$, nous en déduisons :

$$\begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \end{bmatrix} = \frac{1}{3} v_e \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} & 1 & -\frac{1}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \\ s_3 \end{bmatrix}$$

ou encore : $[v_j] = v_e [I_j] [s_j]$ (1)

Ainsi, les tensions simples v_j sont reliées au potentiel v_e par l'intermédiaire de la matrice de connexion $[I_j]$.

Le courant à l'entrée de l'inducteur s'écrit :

$$i_0 = \sum_{j=1}^3 s_j i_j$$

II-2 Moteur asynchrone

Le moteur est supposé symétrique, non saturé et à entrée constante. Dans ces conditions, nous pouvons réduire le modèle réel du moteur à un modèle biphasé équivalent défini sur un référentiel d'axes d, q, tournant à la vitesse ω_r/p .

La matrice de Park pour un angle $\theta = \omega_r t + \theta_0$ s'écrit :

$$P(\theta) = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2}{3}\pi) & \cos(\theta + \frac{2}{3}\pi) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - \frac{2}{3}\pi) & -\sin(\theta + \frac{2}{3}\pi) \end{bmatrix}$$

de telle sorte que :

$$[v_{dq}] = P(\theta) [v_j]$$

$$[i_{dq}] = P(\theta) [i_j]$$

Où v_d, v_q, i_d et i_q sont des grandeurs statoriques diphases du moteur réduit.

De ce qui précède, nous tirons :

$$[v_{dq}] = v_e P(\theta) [I_j] [s_j] = [S_{dq}] v_e$$

$$i_0 = i_{dq} P(\theta) [I_j] [s_j] = [i_{dq}] [S_{dq}]$$

Les axes d et q :

$$\begin{bmatrix} s_d \\ s_q \end{bmatrix} = \sqrt{2/3} \begin{bmatrix} \sum_{j=1}^3 s_j \cos(\theta - (j-1)\frac{2}{3}\pi) \\ \sum_{j=1}^3 s_j \sin(\theta - (j-1)\frac{2}{3}\pi) \end{bmatrix}$$

(4)

Designons par : $[\Phi] = [\phi_d \ \phi_q \ \phi - \alpha]$ Les équations de fonctionnement du moteur sont :

$$\frac{d}{dt} [\Phi] = [A] [\Phi] + [B] [S_{dq}] v_e$$

(5)

$$[i_{dq}] = [C] [\Phi]$$

avec :

$$[A] = \begin{bmatrix} R_s & -\omega_r L_m & 0 \\ R_s & \omega_r L_m & 0 \\ 0 & 0 & (1-\sigma)R_r \end{bmatrix} \quad [B] = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad [C] = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & \sigma L_m \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} \sigma L_m & 0 \\ 0 & \sigma L_m \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad \begin{bmatrix} \sigma L_m & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$$

Quant à l'équation mécanique, elle s'écrit :

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{1}{J} \frac{1}{p} (i_d \phi_q - i_q \phi_d) - \frac{1}{1-\sigma} \frac{C}{L}$$

II-3 Filtrage

Les équations du filtre sont :

$$\frac{dL}{dt} = L \quad \frac{dV}{dt} = V_e - V_e$$

Les expressions (4), le système matriciel (5) et les équations (6) et (7) définissent le modèle microscopique instantané de l'ensemble filtre-onduleur-moteur asynchrone.

III SIMULATION NUMÉRIQUE ET RÉSULTATS

La résolution numérique du modèle précédent permet de déterminer le comportement en régime

variable de cette association. L'algorithme utilisé est celui de Runge-Kutta du 4^{ème} ordre. La variable de simulation étant le courant statorique, réduit à sa valeur nominale.

Nous avons appliqué ce modèle sur une machine de 3.7 kW, 220/380 V, 14.8/8.5 A, 1430 tr/mn dont les paramètres sont donnés dans l'annexe.

Le rapport cyclique r étant relié à la fréquence des modules par le rapport r/f (cte) ($r = \frac{1}{2}$ pour $f = 25$ Hz) afin de maintenir le flux statorique quasiment constant $\approx 3/L$, l'indice de modulation m est fixé à 9

III-1 Régime permanent

Le référentiel utilisé est lié au stator ($\theta_0=0, \omega_a=0$) afin de tracer l'évolution instantanée des ondes de tension simple appliquée au moteur v_a (*) (Fig.3-a) et du courant statorique i_a (**) pour deux régimes de fonctionnement à vide (Fig.3-b) et en pleine charge (Fig.3-c). La forme du courant statorique absorbé par le moteur montre tout l'intérêt de la MLI.

Nous constatons également que le courant i_a (Fig.3-d et e), sur une période de fonctionnement, se reproduit identiquement sur six intervalles. Ceci est expliqué par le fait que La MLI suit l'enveloppe de la tension simple aiguillée par l'onduleur en six configurations par période. Les pointes de courant sont dues à la modulation /4/ et /5/.

(**): $i_s = \sqrt{2/3} i_a, v_s = \sqrt{2/3} v_a$

III-2 Régime de démarrage

Sous les mêmes conditions de fonctionnement et pour un référentiel lié au champ tournant ($\theta_0=0, \omega_a=\omega=2\pi/T$), nous avons tracé l'évolution du courant statorique efficace pour deux régimes à vide (Fig.4-a) et en charge (Fig.4-b).

IV ANALYSE MACROSCOPIQUE DE L'ASSOCIATION

L'objectif de cette étude est d'examiner le comportement de l'onduleur MLI vis-à-vis de la charge en ne s'intéressant qu'à l'évolution "moyenne" des grandeurs électriques de cette association.

Le modèle macroscopique est défini comme étant la valeur moyenne du modèle "instantané" sur une période de modulation $T_c=T/m$ /6/.

Ainsi, une grandeur instantanée $X(t)$ a pour valeur macroscopique:

$$\bar{X} = \frac{1}{T_c} \int_{t-T_c}^t X(t) dt \quad (8)$$

Pour les fonctions logiques de connexion s_j , les valeurs macroscopiques correspondantes sont comprises entre 0 et 1:

$$\bar{S}_j = \frac{1}{T_c} \int_{t-T_c}^t s_j dt \quad j=1,2,3$$

IV-1 Modèle macroscopique

Ce modèle est défini sur le référentiel lié au champ tournant.

HYPOTHESES:

- 1-La tension aux bornes du condensateur v_c est constante.
- 2-La période de modulation T_c est petite devant la période des modulantes T .

En pratique, ces deux hypothèses sont vérifiées. En effet, elles correspondent à un filtrage suffisant de la tension v_c et à un choix de l'indice de modulation m assez élevé.

IV-1.a Valeurs moyennes des fonctions de connexion $[S_{j\alpha}]$

Si $p(t)$ est la fonction du signal triangulaire (porteuse) d'amplitude 1 et de période T_c , la com-

paraison des modulantes $u_j=r\cos(\omega t-2(j-1)\pi/3+\alpha)$ avec ce signal détermine les instants t_j et t'_j de changement d'état des fonctions s_j (Fig.5).

$$s_j = \begin{cases} 0 & \text{si } t_j \leq t \leq t'_j \\ 1 & \text{si non dans } T_c \end{cases} \quad j=1,2,3$$

où t_j et t'_j vérifient $p(t)=u_j$

d'où: $\delta t_j = t'_j - t_j = \frac{T_c}{2} (1 - u_j)$

et $\bar{S}_j = \frac{1}{T_c} \int_{t-T_c}^t s_j dt = 1 - \frac{\delta t_j}{T_c}$

$$\bar{S}_j = \frac{1}{2} + \frac{r}{2} \cos(\omega t - 2(j-1)\pi/3 + \alpha)$$

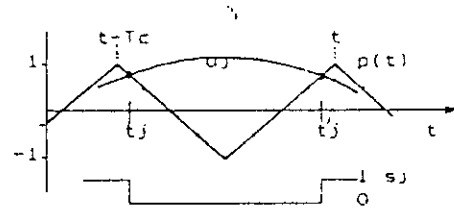


Fig.5 Principe de la modulation triangulo-sinusoidale.

Pour $T_c \ll T$ (hypothèse 2), les modulantes u_j restent pratiquement invariables sur la période considérée. Nous pouvons donc supposer que les quantités $\cos(\omega t - 2(j-1)\pi/3)$ restent constantes sur cette période. D'où:

$$\bar{S}_\alpha = \sqrt{2/3} \sum_{j=1}^3 \cos(\omega t - 2(j-1)\pi/3) \cdot \bar{S}_j = \sqrt{3/8} r \cos(\alpha) \quad (9-1)$$

et

$$\bar{S}_\beta = \sqrt{2/3} \sum_{j=1}^3 -\sin(\omega t - 2(j-1)\pi/3) \cdot \bar{S}_j = -\sqrt{3/8} r \sin(\alpha) \quad (9-2)$$

IV-1.b Equations macroscopiques du moteur

Le principe de la continuité des flux sur la période T_c nous permet d'écrire:

$$\frac{1}{T_c} \int_{t-T_c}^t (d[\phi]/dt) dt = \frac{d}{dt} \left[\frac{1}{T_c} \int_{t-T_c}^t [\phi] dt \right] = \frac{d}{dt} [\bar{\phi}]$$

et en considérant l'hypothèse 1, le système matriciel (5) a pour valeur macroscopique:

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} [\bar{\phi}] &= [A] [\bar{\phi}] + [B] [\bar{S}_{\alpha\beta}] \bar{v}_c \\ [\bar{i}_{\alpha\beta}] &= [C] [\bar{\phi}] \end{aligned} \quad (10)$$

Si de plus, la période de modulation est petite devant la constante de temps statorique, les courants $i_{\alpha\beta}$ évoluent peu sur cette période et se

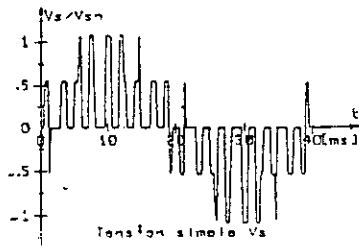


Fig. 3a: Onde de tension statorique

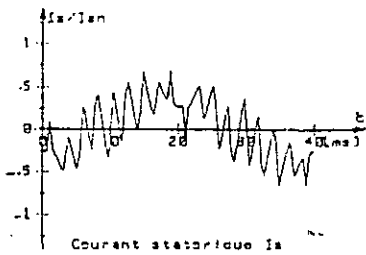


Fig. 3b: Courant statorique (à vide)

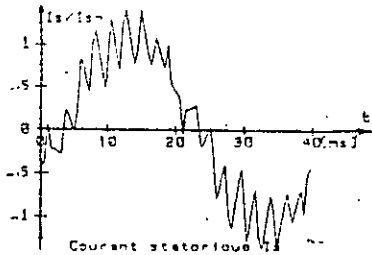


Fig. 3c: Courant statorique (en charge)

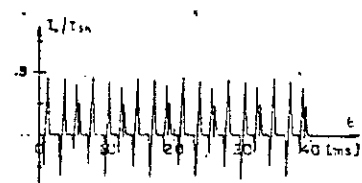


Fig. 3d: Courant à l'entrée de l'onduleur (à vide)

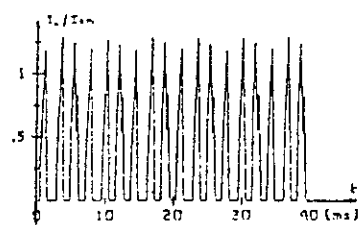


Fig. 3e: Courant à l'entrée de l'onduleur (en charge)

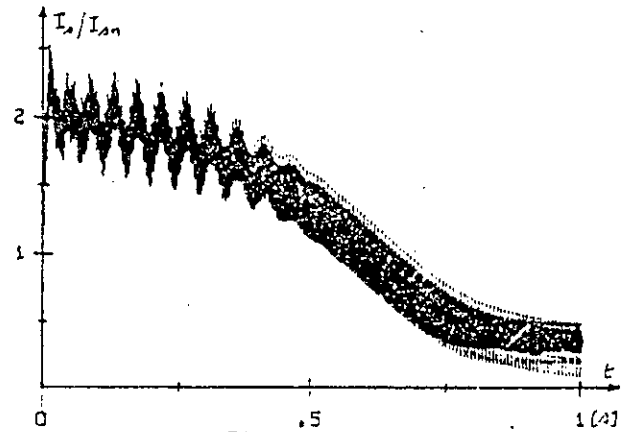


Fig. 4a: A vide

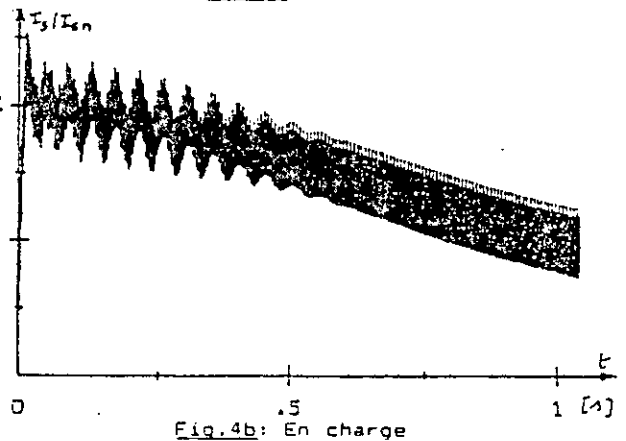


Fig. 4b: En charge

Fig. 4: Variation de la valeur efficace du courant statorique au démarrage du moteur (modèle microscopique)

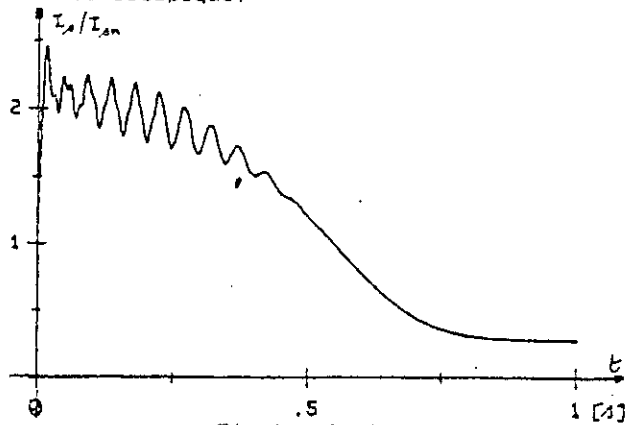


Fig. 6a: A vide

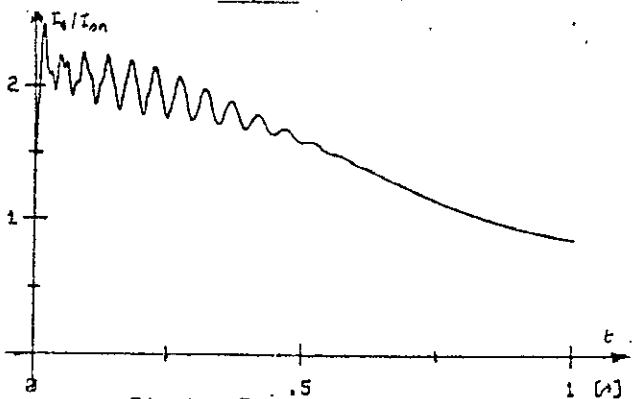


Fig. 6b: En charge

Fig. 6: Variation de la valeur efficace du courant statorique au démarrage du moteur (modèle macroscopique)

rapprochement de leurs valeurs moyennes. En tout les cas les valeurs moyennes du courant à l'entrée de l'onduleur et le couple électromagnétique s'écrivent:

$$\bar{i}_o = \sqrt{3} [\bar{i}_{\alpha\alpha}] [\bar{S}_{\alpha\alpha}] + \delta_i$$

$$\bar{\Gamma}_e = \frac{pM}{L_r} (\bar{i}_\alpha \bar{\phi}_{ra} - \bar{i}_a \bar{\phi}_{ra}) + \delta_r$$

avec δ_i, δ_r tendent vers 0 quand les courants statoriques tendent vers leurs valeurs moyennes. Il suffit donc de choisir T_e très petite devant la constante de temps statorique pour écrire:

$$\frac{d\Omega}{dt} = \frac{pM}{JL_r} (\bar{i}_\alpha \bar{\phi}_{ra} - \bar{i}_a \bar{\phi}_{ra}) - \frac{f_r \Omega + \bar{\Gamma}_r}{J} \quad (11)$$

$$\bar{i}_o = \sqrt{3} [\bar{i}_{\alpha\alpha}] [\bar{S}_{\alpha\alpha}] = \sqrt{3/8} r (\bar{i}_\alpha \cos \alpha - \bar{i}_a \sin \alpha) \quad (12)$$

IV-1.c Equations macroscopiques du filtre

Elles s'obtiennent en utilisant les principes de la continuité des flux dans les selfs et des charges dans les capacités /6/:

$$\frac{d\bar{i}_L}{dt} = \frac{E - \bar{v}_c}{L} \quad \frac{d\bar{v}_c}{dt} = \frac{\bar{i}_L - \bar{i}_o}{C} \quad (13)$$

Ainsi le modèle macroscopique de l'ensemble filtre-MLI-moteur est complètement défini par les expressions (9) et (12), le système matriciel (10) et les équations (11) et (13).

IV-2 Validation du modèle et analyse du comportement

Pour vérifier la validité du modèle proposé, nous l'avons comparé au modèle microscopique en relevant l'allure du courant statorique au démarrage du moteur pour deux charges, à vide (fig.6-a) et en pleine charge (fig.6-b). Les conditions de fonctionnement sont les mêmes que précédemment ($\omega_i: f=25 \text{ Hz}, r=1/2, m=9$) et elles vérifient largement les hypothèses fixées plus haut.

Nous constatons que l'allure du courant statorique obtenue par le modèle "moyen" suit parfaitement celle obtenue par le modèle "instantané" aussi bien en amplitude qu'en temps. Ainsi, le comportement du système est rigoureusement identique à celui du moteur alimenté par un réseau triphasé équilibré de fréquence $1/mT_e$. En effet, cette remarque se déduit des expressions (9):

$$[\bar{v}_j] = P^{-1}(\omega t) [\bar{S}_{\alpha\alpha}] \bar{v}_c = r \frac{\bar{v}_c}{2} \begin{bmatrix} \cos(\omega t - \alpha) \\ \cos(\omega t - 2\pi/3 - \alpha) \\ \cos(\omega t + 2\pi/3 - \alpha) \end{bmatrix}$$

Autrement dit, l'onduleur de tension à MLI se comporte vis-à-vis de la charge (moteur) comme une transformation de Park inverse.

V CONCLUSION

Dans ce rapport, l'analyse globale de l'ensemble filtre-onduleur-moteur asynchrone a été faite. Cependant, le modèle microscopique, déduit de la configuration de Park, permet l'analyse

fine de cette association.

L'analyse du modèle macroscopique conduit aux constatations suivantes:

- Le comportement de l'ensemble sous les hypothèses 1 et 2 n'est autre que celui du moteur seul, alimenté par un système de tensions équilibrées.
- L'interposition de l'onduleur entre la source et la charge ne modifie pas la constante de temps d'établissement du régime.

ANNEXE

*Paramètres du moteur:

$$R_s = 1.12 \Omega \quad R_r = 0.11 \Omega \quad L_s = 170 \text{ mH}$$

$$L_r = 15 \text{ mH} \quad M = 48 \text{ mH}$$

$$J = 0.135 \text{ Nm/rd.s}^{-2} \quad f_r = 8.10^{-3} \text{ Nm/rd.s}^{-1}$$

*Paramètres du filtre/5/: (pour une source $E=360\text{V}$)

$$C = 300 \mu\text{F} \quad L = 20 \text{ mH}$$

NOTATIONS

- $\phi_{\alpha\alpha}, \phi_{\beta\beta}$: Flux statorique selon les axes d,q.
- ϕ_{ra}, ϕ_{rb} : Flux rotorique selon les axes d,q.
- $R_s (R_r)$: Résistance d'une phase statorique (rotorique).
- $L_s (L_r)$: Inductance cyclique statorique (rotorique).
- M : Mutuelle-inductance cyclique
- σ : Coefficient de dispersion. ($=1-M^2/L_s L_r$)
- J : Moment d'inertie total.
- f_r : Coefficient de frottement.
- Γ_r : Couple résistant.
- w : Pulsion des courants statoriques ($=2\pi/T$).
- p : Nombre de paires de pôles.
- m : Indice de modulation ($=T/T_e$).
- r : Rapport cyclique de l'onduleur.
- Ω : Vitesse de rotation du moteur.
- $^t[x]$: Transposée de [x].

REFERENCES

- /1/ M.MORIMOTO and ... "Single-chip microcomputer control of the inverter by magnetic flux control PWM method." IEEE Trans on I.E., Vol. 36, No 1, pp 42-47, February 1989.
- /2/ C.F.CHRISTIANSEN and ... "A synchronization technique for static delta-modulated PWM inverters." IEEE Trans on I.E., vol.35, No 4, pp 502-507, November 1988.
- /3/ M.O.MAHMOUDI "Variateurs de vitesse à moteurs asynchrones. Leurs simulations et synthèses sur leurs performances." Thèse de Magister, ENP, Octobre 1986.
- /4/ A.M.TRZYNADLOWSKI "Nonsinusoidal modulating functions for three-phase inverters." IEEE trans on P.E., vol.4, No 3, pp 331-338, July 1989.
- /5/ G.SEGUIER et F.LABRIQUE "Les convertisseurs de l'électronique de puissance." Tome 4, Edition Tec. et Doc.-Lavoisier, 1989.
- /6/ F.LABRIQUE "Analyse des circuits hacheurs." Séminaire de l'électronique de puissance, UC de Louvain, 1973.

III. Conclusion

Ce chapitre a été consacré d'une part, à la présentation et à la modélisation de l'association onduleur de tension-machine asynchrone et, à l'analyse microscopique et macroscopique de l'association filtre-onduleur-machine asynchrone d'autre part.

D'abord, nous avons appliqué l'approche de modélisation qui est basée sur la théorie des deux axes qui transforme un système triphasé en un système biphasé équivalent d'axes d,q , ce qui réduit la complexité du modèle, et permet l'étude des régimes transitoires.

L'onduleur a été modélisé comme un gain unitaire, c'est à dire que les phénomènes dus à la commutation ont été négligés ainsi que les chutes de tension aux bornes des interrupteurs. La génération des signaux logiques S_i dépend des stratégies de modulation utilisées. Afin d'améliorer les performances de l'onduleur, plusieurs techniques de modulation sont développées et une étude comparative entre diverses techniques de modulation est proposée au chapitre II.

Ensuite, il a été présenté une étude traitant l'analyse microscopique et macroscopique de l'association filtre-onduleur-machine asynchrone, l'onduleur étant commandé par la technique de modulation triangulo-sinusoïdale. Ainsi, à l'issue de cette étude, nous concluons que pour une tension de la source suffisamment filtrée et pour un indice de modulation assez élevé, l'interposition de l'onduleur entre la source et la charge ne modifie pas la constante de temps d'établissement du régime. Autrement dit, l'onduleur de tension à MLI se comporte vis-à-vis de la machine comme une transformation de Park inverse.

Chapitre II

Etude de l'étage d'alimentation de la machine asynchrone

Introduction

Les entraînements à vitesse variable utilisant la machine asynchrone intéressent à plusieurs points de vue les chercheurs dans les laboratoires d'électrotechnique. Grâce aux progrès effectués sur les semi-conducteurs, la solution classique onduleur de tension à commande "pleine onde" est abandonnée car cette alimentation cause à la machine un fort taux d'harmoniques, ce qui augmente le volume du filtre et par conséquent le coût et l'encombrement du système [4],[10],[12],[16].

Comme solution à ce problème, on fait appel à la technique de modulation de largeur d'impulsions (MLI). Cette dernière, présente deux principaux avantages, d'une part, elle repousse les harmoniques à des fréquences élevées, donc réduit le volume du filtre, et permet le réglage simultané de la fréquence et de la tension de sortie de l'onduleur, d'autre part [7],[8],[9],[10],[13],[20].

Par ailleurs, l'utilisation des redresseurs classiques comme source d'alimentation des onduleurs cause un fort taux d'harmoniques généré dans le réseau entraînant des distorsions dans

l'onde de tension, ce qui conduit à la détérioration du facteur de puissance du côté réseau [29],[30],[31],[32],[33],[35],[36],[39].

Ainsi, pour l'application industrielle telle que la traction électrique, on s'oriente de plus en plus vers le remplacement des redresseurs classiques par des convertisseurs AC/DC à modulation de largeur d'impulsions [29],[33],[36],[37],[40].

Ce chapitre est consacré à l'étude de l'étage d'alimentation de la machine asynchrone c'est-à-dire les stratégies de modulation de l'onduleur et le convertisseur AC/DC à facteur de puissance unitaire.

II.1. Techniques de modulation de largeur d'impulsions

Il est aujourd'hui bien établi, que l'emploi de la modulation de largeur d'impulsions dans la commande des convertisseurs statiques assurant la conversion continu-alternatif est un moyen efficace pour l'obtention de formes d'ondes proches de l'onde sinusoïdale.

Pour le développement de ces nouvelles techniques, on se fixe généralement deux principaux objectifs: d'une part, une meilleure neutralisation des harmoniques avec un gain en tension le plus élevé et d'autre part, la facilité de réalisation ou d'implémentation.

Dans cet objectif, plusieurs stratégies de modulation de largeur d'impulsions (MLI) ont été développées et appliquées à l'onduleur de tension alimentant une machine asynchrone [26],[27][28].

Ces techniques ont été classées en deux groupes: monophasées et triphasées. Pour les techniques monophasées, la modulation s'effectue sur une phase de la machine, les deux autres phases sont déduites de la première en considérant l'hypothèse de symétrie de phase de cette dernière. Parmi ces techniques, notons la technique triangulo-sinusoïdale[4],[28], ainsi que la technique par élimination d'harmoniques [26]. Pour les techniques triphasées, nous trouvons, tout particulièrement la modulation par tronçon [28] et la technique de modulation vectorielle [27].

De plus, une étude comparative entre ces stratégies de modulation a été présentée. Cette étude est basée sur un coefficient de performance, noté THDi, qui exprime la distorsion due aux harmoniques de courant dans l'onde de sortie [28].

Résumé des publications :

1) *Commande par la technique d'élimination d'harmoniques d'un onduleur de tension alimentant un moteur asynchrone* [26].

La technique de modulation par élimination d'harmoniques a été développée et implémentée sur microprocesseur 8085 d'Intel. Les résultats expérimentaux pour l'élimination des harmoniques 5,7,11 de l'onde de tension délivrée par l'onduleur alimentant un moteur asynchrone ont été présentés.

2) *Etude de la stratégie de modulation vectorielle pour onduleur de tension alimentant un moteur asynchrone* [27].

L'étude de la technique de modulation par contrôle de flux (vectorielle) pour onduleur de tension alimentant un moteur asynchrone a été présentée. Les résultats de la simulation de cette technique pour la commande d'un onduleur de tension associé à une machine asynchrone sont également présentés et sont comparés à ceux obtenus avec la technique triangulo-sinusoïdale.

3) *Etude comparative entre diverses stratégies de modulation pour onduleur de tension alimentant un moteur asynchrone* [28].

Une étude comparative entre quatre stratégies de modulation classées en deux groupes a été présentée. Il s'agit des techniques triangulo-sinusoïdale et par élimination d'harmoniques pour le cas de la modulation monophasée et des techniques de modulation par tronçon et vectorielle dans le cas de la modulation triphasée.

Cette étude comparative est basée sur un coefficient de performance, noté THDi, qui exprime la distorsion due aux harmoniques de courant dans l'onde de sortie.

COMMANDE PAR LA TECHNIQUE D'ELIMINATION D'HARMONIQUES D'UN ONDULEUR DE TENSION ALIMENTANT UN MOTEUR ASYNCHRONE

Y. AIT-GOUGAM M.O. MAHMOUDI

Laboratoire d'Electronique de Puissance et de Commande
ENP.10, av. Pasteur, Hassen Badi, El-Harrach (Alger)

Résumé:

Nous décrivons la technique MLI par élimination d'harmoniques et son implantation par microprocesseur 8085 d'Intel. Nous présentons ensuite, les résultats expérimentaux pour l'élimination des harmoniques 5,7,11 de l'onde de tension délivrée par l'onduleur alimentant un moteur asynchrone.

Mots-clés:

Modulation, Elimination d'harmoniques, Onduleur de tension, Moteur asynchrone, micro-processeur.

1) Introduction:

Les onduleurs à modulation de largeur d'impulsions ont offert beaucoup d'avantages pour les entraînements à vitesse variable par machines à courant alternatif.

Pour un fonctionnement à flux constant de la machine asynchrone, la solution d'un ensemble hacheur-onduleur est aujourd'hui abandonnée pour plusieurs raisons, dont notamment le fort taux d'harmoniques généré par l'alimentation en créneaux. Ceci augmente le volume du filtre et donc le coût et l'encombrement du système [1],[2].

Pour éviter le problème de filtrage, la commande de l'onduleur s'oriente de plus en plus vers des techniques de modulation de largeur d'impulsions permettant de satisfaire certains critères d'optimisation à savoir:

- élimination des harmoniques de la tension de sortie
- minimisation des harmoniques de courant et de couple

Dans cet article, nous présentons l'implantation numérique de la technique de modulation par élimination d'harmoniques. Le schéma global du système à étudier est constitué d'un onduleur de tension à deux niveaux et d'un moteur asynchrone triphasé (fig. 1).

La commande de l'onduleur est assurée par le microprocesseur 8085 d'Intel qui sera présenté de manière succincte en se limitant exclusivement aux fonctions et périphériques intervenant dans le système de commande.

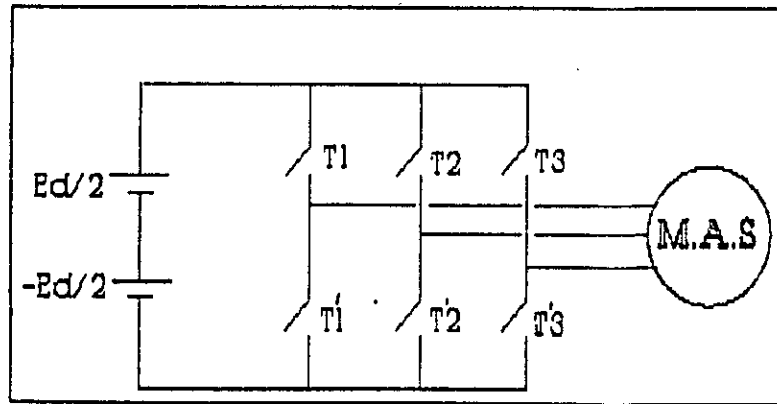


Fig.1: Schéma d'un onduleur de tension

2- Technique par élimination d'harmoniques:

Cette technique consiste à former l'onde de sortie d'une succession de créneaux de largeur variable. Les angles de modulation sont déterminés de façon à éliminer certains harmoniques gênants dans l'onde de sortie délivrée par l'onduleur. Ceci améliore le rendement du système par la réduction des ondulations du couple, les pointes de courant et les pertes dans la machine.

Pour la machine à courant alternatif, les harmoniques de bas ordre sont les plus indésirables et sont également les plus difficiles à filtrer. A cause du caractère selfique de la machine, les harmoniques de haut rang sont facilement filtrés par cette dernière. Il est alors important de noter que le volume du filtre, le poids et donc le prix du système augmente lorsque le nombre d'harmoniques à éliminer diminue.

La figure 2 montre l'onde de sortie d'un onduleur commandé par cette technique.

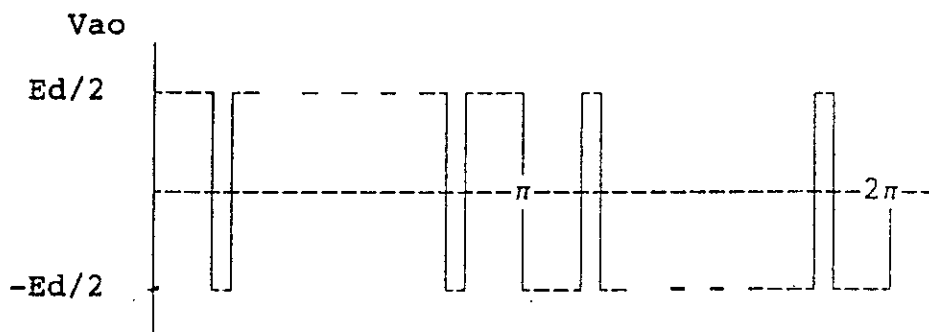


Fig.2: Onde de sortie de l'onduleur

son développement en série de Fourier donne [2]:

$$V_n = \sum_{n=0}^{\infty} A_n \cos n\omega t \quad (1)$$

avec:

$$A_n = \frac{4}{n\pi} \frac{E_d}{2} \left[1 + 2 \sum_{k=1}^M (-1)^k \cos n\theta_k \right] \quad (2)$$

A_n : amplitude du $n^{\text{ième}}$ harmonique

θ_n : angle de commutation

M: nombre de commutations par quart de période

Les angles de commutation sont calculés de telle sorte à ce qu'on puisse éliminer les harmoniques de rang bas et garder le fondamental A1 à une valeur désirée permettant pour une fréquence donnée, de réaliser la commande à V/f constant. Afin de faire varier la tension de sortie, il faudrait recalculer à chaque fois les angles d'amorçage.

La résolution du système d'équations non linéaires a été effectuée par la méthode de NEWTON-RAPHSON [2].

La solution recherchée doit vérifier la condition suivante:

$$0 < \theta_1 < \theta_2 < \dots < \theta_n < \frac{\pi}{2}$$

La figure 3-a montre la variation des angles de commutation en fonction du fondamental, elle concerne l'élimination des harmoniques 5,7,11. L'examen de ces caractéristiques montre que:

- Lorsque le fondamental croît, les intervalles de conduction se retrécissent et cela d'autant plus qu'ils sont plus près de l'axe de l'alternance.
- Les courbes donnant la variation des angles en fonction du fondamental ne sont pas des droites, elles ne sont linéaires que pour les faibles valeurs du fondamental. Les angles diminuent avec une très grande rapidité au voisinage immédiat du maximum du fondamental.

La mise en oeuvre de la commande avec de tels angles nécessite l'emploi d'un microprocesseur. Il faut disposer en mémoire les différents angles en fonction de la valeur du fondamental.

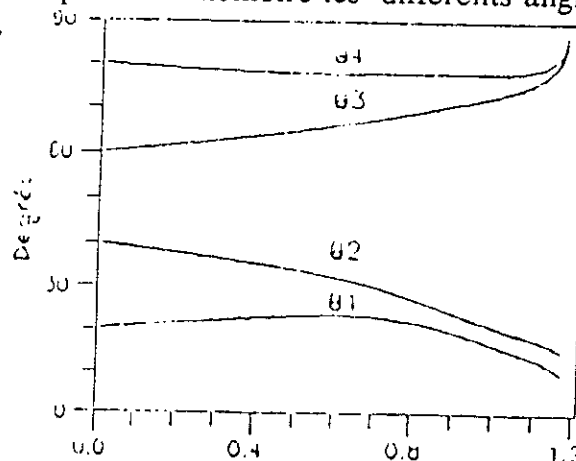


Fig.3-a: Variation des angles de commutation en fonction du fondamental.

La forme de l'onde de la tension composée correspondant à la suppression des harmoniques 5, 7 et 11 à la fréquence de 25 Hz est présentée par la figure 3-b.

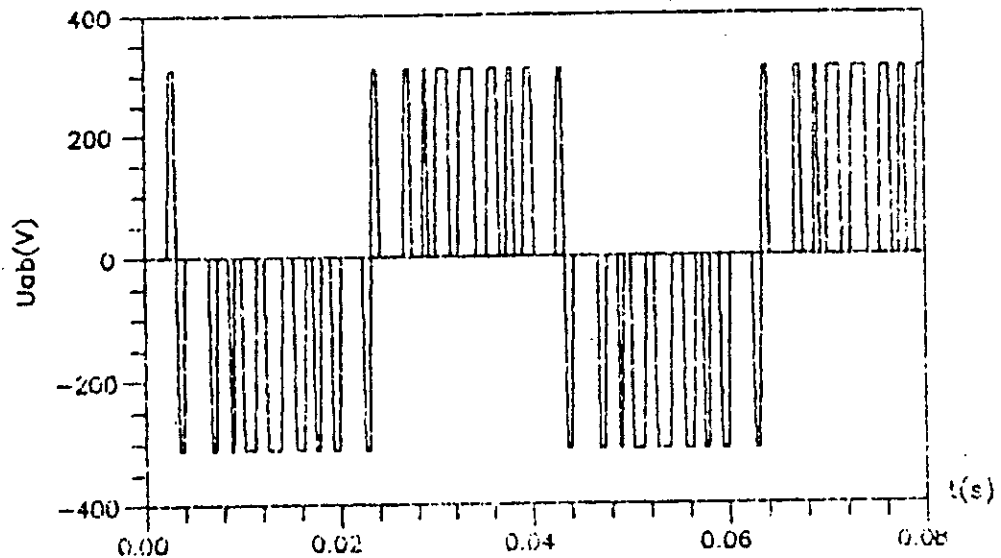


Fig.3-b: Onde de tension de ligne.

3) Implantation par microprocesseur:

Le microprocesseur utilisé est le 8085 d'INTEL ayant une fréquence d'horloge de 3.06 MHz.

Les angles de commutation pour la suppression des harmoniques 5,7 et 11 sont précalculés puis stockés dans une EPROM sous forme de tables. Chaque table correspond à une fréquence et à une amplitude du fondamental pour un fonctionnement de la machine à flux constant.

Le début de chaque table contient l'information sur la fréquence désirée, suivie de séquences de commutation des transistors T1, T2, T3 dans les trois bits les plus significatifs de chaque octet. Les cinq autres bits sont réservés à la durée de la prochaine séquence stockée dans l'octet suivant.

Chaque table couvre un intervalle de 180° et se termine par un zéro.

Pour réduire le temps d'exécution, le microprocesseur ne génère que les signaux de commande des trois transistors placés sur le même bras, les trois autres signaux sont obtenus à l'aide d'une carte interface qui assure également un retard entre l'amorçage d'un transistor et le blocage de l'autre placé sur le même bras, pour éviter le court-circuit de la source (fig.4-b).

La figure 4-a donne le schéma du bloc diagramme du côté hardware.

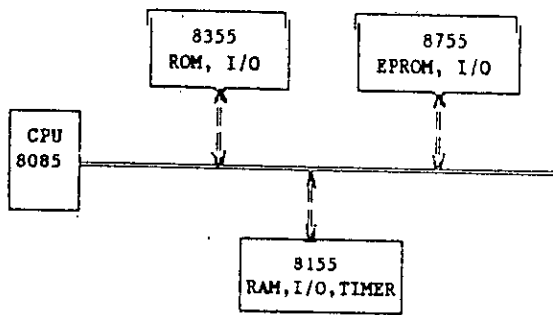


Fig.4-a : Diagramme-bloc du côté hardware

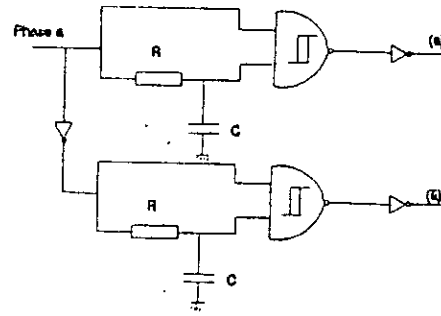


Fig.4-b: Circuit réalisant le retard.

4) Résultats expérimentaux:

L'onduleur alimente un moteur asynchrone triphasé, la fréquence de l'onduleur est fixée à 20 Hz. L'élimination concerne les harmoniques 5,7 et 11. Les angles obtenus par la résolution du système précédant valent en degrés:

$$\theta_1 = 22.1^\circ \quad , \quad \theta_2 = 27.7^\circ \quad , \quad \theta_3 = 69.1^\circ \quad , \quad \theta_4 = 78.1^\circ$$

Le spectre d'harmoniques de la tension alimentant le moteur est donnée à la figure 5. Les harmoniques de rang 5,7 et 11 sont bien supprimés. Nous avons relevé également les photos concernant la tension de commande et le courant de ligne (fig.6.a), la tension de ligne et le courant d'entrée (fig.6.b).

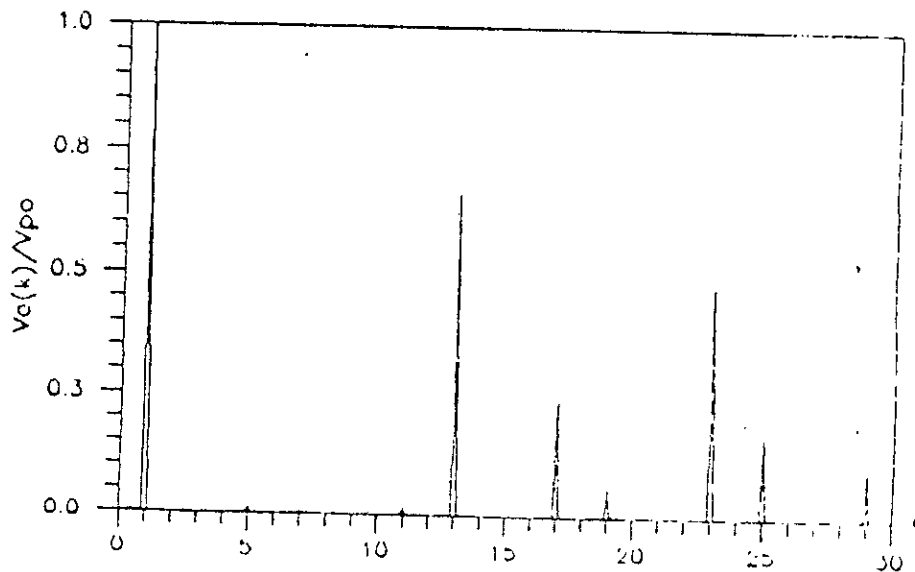


Fig.5: Spectre de la tension de sortie lorsque les harmoniques 5,7 et 11 sont supprimés.

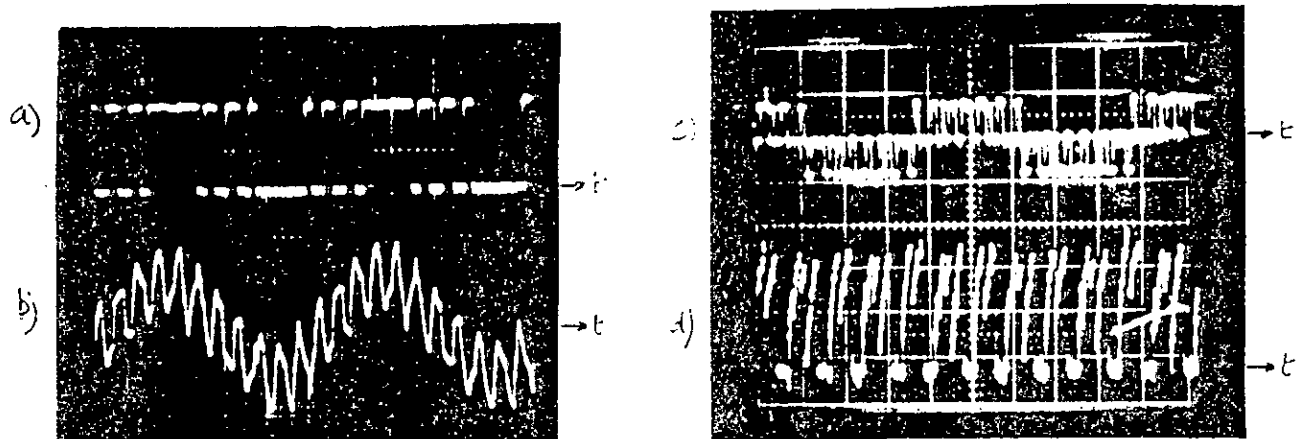


Fig.6: Résultats expérimentaux
 a) tension de commande, b) courant de ligne, c) tension de ligne
 d) courant d'entrée ($f=20\text{Hz}$, en charge)

5) Conclusion

La technique d'élimination d'harmoniques a été réalisée autour du microprocesseur 8085. Son implantation a été effectuée par tabulation. La loi de commande du moteur est celle qui assure un rapport v/f constant. Les harmoniques 5,7,11 sont parfaitement éliminés.

Les résultats obtenus sont satisfaisants, des améliorations peuvent être obtenues par l'utilisation d'un matériel micro-informatique plus performant.

Bibliographie

[1]: G.S.Buja, C.B.Indri : "Optimal pulse width modulation for feeding AC Motors". IEEE trans. on Indus.Application Vol. IA-13, January/February 1977.

[2]: Y.Ait-gougam : "Etude des stratégies de modulation de largeur d'impulsions pour onduleur de tension alimentant un moteur asynchrone", Thèse de magister, E.N.P. Alger, Février 1992.

[3]: A.Zuckerberger, A.Alexandrovitz: "Determination of commutation sequence with a view to eliminating harmonic in microprocessor controlled PWM voltage inverter", IEEE trans. on Ind.Electronics, Vol.IE-33, No.3, Aug.1986.

[4]: M.O.Mahmoudi : "Analyse microscopique et macroscopique d'un moteur asynchrone alimenté par un onduleur à MLI". JTEA'91, Gabès, Février 1991.

Etude de la Stratégie de Modulation Vectorielle pour Onduleur de Tension Alimentant un Moteur Asynchrone

M.O.MAHMOUDI* Y. AIT GOUGAM**

*Laboratoire d'Electronique de Puissance et de Commande
ENP, 10 av. Pasteur, Hassen Badi, El-Harrach (Alger)

**Département d'Electrotechnique
USTHB, B.P 32, El Alia, Bab Ezzouar (Alger)

ملخص: نقتراح في هذه المقالة دراسة استراتيجية التمديل عن طريق تحكم التدفق المغناطيسي للموج التوتير يفتدي محرك اللامتزامن ثلاثي الطور. النتائج المحصل عليها بالمحاكاة العددية للتجميع بين الموج والآلة قد عرضت وقد فرنت بينها وبين تلك المتحصل عليها بواسطة تقنية التمديل الجيبيسي.

Abstract: We present in this paper a PWM strategy using magnetic flux control for VSI feeding a three phases induction motor. The simulation results of VSI-motor association are presented. We compare these results with those obtained using sinusoidal strategy.

Résumé: Dans cet article, nous présentons l'étude de la stratégie de modulation par contrôle de flux magnétique pour onduleur de tension alimentant un moteur asynchrone triphasé. Les résultats de la simulation de l'association onduleur de tension-machine asynchrone sont présentés. Ces résultats sont comparés à ceux obtenus avec la technique triangulo-sinusoidale.

1. Introduction:

Il est aujourd'hui bien établi, que l'emploi de la modulation de largeur d'impulsions dans la commande des convertisseurs statiques assurant la conversion continu-alternatif est un moyen efficace pour l'obtention de formes d'ondes proches de l'onde sinusoidale.

Pour le développement de ces nouvelles techniques, on se fixe généralement deux principaux objectifs : d'une part, une meilleure neutralisation des harmoniques avec un gain en tension le plus élevé et d'autre part, la facilité de réalisation ou d'implantation.

Parmi ces techniques, la plus atrayante est celle connue sous le nom de modulation vectorielle. Son utilisation s'élargit aussi bien au domaine des faibles puissances (servo-mécanismes,...) qu'à celui des grandes puissances (machines industrielles).

Dans cet article, nous développons l'étude détaillée de cette technique et présentons ses principales caractéristiques. Les résultats de la

simulation de l'association onduleur de tension-machine asynchrone, l'onduleur étant commandé selon cette technique, sont présentés et comparés à ceux obtenus avec la technique triangulo-sinusoidale.

2. Etude de la technique de modulation par contrôle de flux

2.1. Principe:

En se référant au schéma équivalent ramené au stator de la machine asynchrone et en adoptant la notation complexe, le vecteur flux magnétique sera donné par l'intégration par rapport au temps du vecteur représentant les trois tensions de phase de l'onduleur.

En négligeant la résistance statorique, le vecteur du flux magnétique est donné par:

$$\bar{\Psi}_m = \int \bar{V} dt \quad (1)$$

avec:

$$\bar{V} = v_a + \alpha v_b + \alpha^2 v_c ; \alpha = e^{j\frac{2\pi}{3}}$$

Dans le cas d'une alimentation sinusoïdale, les vecteurs de tension et de flux magnétique s'écrivent:

$$\bar{V}_a = -j \frac{3}{2} \frac{V_m}{\omega} e^{j\omega t} \quad (2)$$

$$\bar{\Psi}_m = -j \frac{3}{2} \frac{V_m}{\omega} e^{j(\omega t - \frac{\pi}{2})} \quad (3)$$

L'équation (3) montre que le vecteur flux magnétique est un vecteur tournant dont la trajectoire devient un cercle parfait lorsque les tensions délivrées par l'onduleur sont sinusoïdales.

La figure 1 représente la schématisation de l'association onduleur-moteur asynchrone. Chaque bras de l'onduleur est remplacé par un inverseur défini par une fonction logique de connexion telle que:

$$S_i = \begin{cases} 1 & \text{lorsqu'il est raccordé à la borne (+)} \\ 0 & \text{lorsqu'il est raccordé à la borne (-)} \end{cases}$$

La tension de sortie s'écrit alors:

$$\bar{V}_i(S_a, S_b, S_c) = \sqrt{\frac{2}{3}} E_d (S_a + \alpha S_b + \alpha^2 S_c) \quad (4)$$

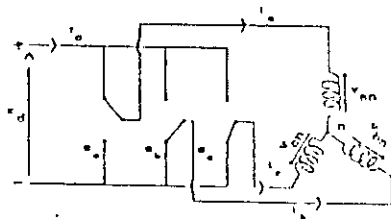


Fig.1 : Schéma de principe onduleur-MAS

L'onduleur de tension présente huit modes de topologies différentes, définis par le mode de connexion des inverseurs.

La représentation dans le plan complexe des vecteurs tension est donnée par la figure 2.

Six vecteurs (V_1 à V_6) ont le même module, alors que les deux autres (V_0 et V_7) sont toujours nuls et correspondent au raccordement de tous les inverseurs à la borne (+) ou la borne (-) de la source.

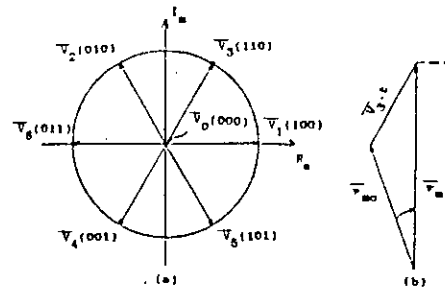


Fig.2 : Vecteurs tension et flux magnétique dans le plan complexe

L'équation (1) nous permet également d'écrire:

$$\bar{V}_m = \bar{V}_i + \bar{\Psi}_{m0} \quad (5)$$

$\bar{\Psi}_{m0}$: état initial

La figure 2 illustre la relation qui existe entre le flux magnétique et la tension V_i .

Le vecteur flux magnétique se déplace dans la direction du vecteur V_i à vitesse constante

$|V_i| = E_d$ pour $i=1$ à 6 , et 0 (le flux est stationnaire) pour $i=0$ et 7 .

De cette remarque découle le principe de cette technique, qui consiste à choisir convenablement les séquences de conduction des inverseurs de façon à ce que le vecteur flux magnétique représente une meilleure approximation possible du cercle parfait [1],[2].

2.2. Détermination des séquences de conduction:

Avec une commande M.L.I., les commutations se font à des fréquences élevées, le schéma équivalent pour les harmoniques de courant est réduit à l'inductance de fuite de la machine l_u , ce qui conduit à exprimer les harmoniques de courant comme suit [3]:

$$\bar{i}_h = \frac{1}{l_u} \int_0^{T_c} \bar{v}_h dt \quad (6)$$

T_c = période de commutation.

Nous définissons sur une période de commutation, la valeur moyenne du vecteur tension dont la "moyenne" sur une période suit une trajectoire circulaire:

$$\bar{e} = \frac{1}{T_c} \int_0^{T_c} \bar{V}_i dt \quad (7)$$

C'est la différence entre la moyenne de e et du vecteur tension instantané V_i qui est responsable des harmoniques de courant [4].

L'équation peut être réécrite comme suit:

$$\bar{i}_k = \frac{1}{T_c} \int_0^{T_c} (\bar{V}_s - \bar{e}) dt \quad (8)$$

Pour réduire les harmoniques de courant, il faut que:

- T_c soit suffisamment élevée,
- le vecteur instantané sélectionné est celui qui minimise la différence $|\bar{V}_s - \bar{e}|$, ceci n'est possible que si les quatre vecteurs adjacents à \bar{e} sont choisis dans un secteur donné (fig.3).

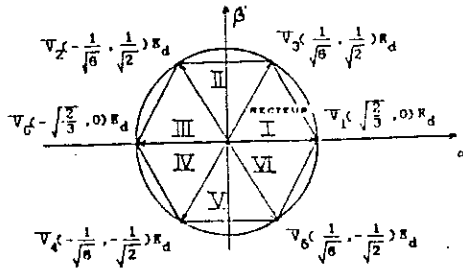


Fig.3 : Vecteurs tension de sortie de l'onduleur

Par exemple, si \bar{e} réside dans le secteur (I), les vecteurs V_0, V_1, V_3 et V_7 doivent être sélectionnés tel que, sur une période de commutation, nous pouvons écrire:

$$\bar{e} T_c = T_0 \bar{V}_0 + T_1 \bar{V}_1 + T_3 \bar{V}_3 + T_7 \bar{V}_7 \quad (9)$$

Les vecteurs V_0 et V_7 de durées respectives T_0 et T_7 conduisent à un flux stationnaire. T_0 et T_7 sont choisies de façon à compléter la période T_c après le choix convenable de T_1 et T_3 . Les expressions donnant T_1 et T_3 sur le secteur (I) sont données par:

$$\begin{aligned} T_1 &= \frac{2\sqrt{2}}{3} T_c \sin(\frac{\pi}{3} - \omega t) \\ T_3 &= \frac{2\sqrt{2}}{3} T_c \sin(\omega t) \\ T_0 &= T_7 = T_c - (T_1 + T_3) \end{aligned} \quad (10)$$

Chaque secteur correspond à 1/6ème de période du fondamental, les vecteurs pris sur les cinq autres secteurs sont:

- secteur II : ... $\bar{V}_0 \bar{V}_2 \bar{V}_3 \bar{V}_7$...
- secteur III : ... $\bar{V}_0 \bar{V}_2 \bar{V}_6 \bar{V}_7$...
- secteur IV : ... $\bar{V}_0 \bar{V}_4 \bar{V}_6 \bar{V}_7$...
- secteur V : ... $\bar{V}_0 \bar{V}_4 \bar{V}_3 \bar{V}_7$...
- secteur VI : ... $\bar{V}_0 \bar{V}_1 \bar{V}_3 \bar{V}_7$...

Le choix de l'ordre de déroulement des séquences de

conduction est d'une importance capitale et consiste à modifier l'état d'un seul inverseur à la fois, lorsqu'on passe d'un vecteur tension instantané à un autre.

En effet, lorsqu'on modifie simultanément les états de inverseurs, la tension de ligne délivrée par l'onduleur présente des impulsions de polarité positive (négative) durant son alternance négative (positive), ce qui conduit à un couple de polarité opposée [5].

2.3. Tension et gain en tension:

Après avoir déterminé les séquences de conduction des semi-conducteurs, l'expression, sur un quart de période, du fondamental de la "moyenne" de la tension simple s'écrit [3]:

$$(\bar{U}_{ab})_{moy} = \frac{\sqrt{3}}{2} |\bar{e}| \begin{cases} \sin \omega t & 0 \leq \omega t \leq \frac{\pi}{6} \\ \frac{\sin(\omega t + \frac{\pi}{6})}{\sqrt{3}} & \frac{\pi}{6} \leq \omega t \leq \frac{\pi}{2} \end{cases} \quad (11)$$

La moyenne sur toute la période de la tension de ligne est alors:

$$[\bar{U}_{ab}]_{moy} = \sqrt{2} |\bar{e}| \sin(\omega t + \frac{\pi}{3}) \quad (12)$$

Sur la figure 4, nous avons représenté les moyennes sur une période du fondamental des tensions de phase, de ligne et entre phase et neutre fictif de la source continue. Toutes ces courbes sont rapportées à E_d .

Nous constatons que la tension entre phase et neutre fictif n'est pas sinusoïdale. Le coefficient de réglage en tension obtenu est:

$$r = 2 \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{|\bar{e}|}{E_d} \quad (13)$$

La figure 4 montre que le maximum obtenu pour la moyenne de la tension entre phase et neutre vaut:

$$|\bar{e}|_{max} = \frac{E_d}{\sqrt{2}}$$

en remplaçant dans (13), nous obtenons:

$$r_{max} = \frac{2}{\sqrt{3}}$$

Pour la technique triangulo-sinusoïdale, la "moyenne" sur T de \bar{U}_{ab} est sinusoïdale et vaut [3],[6]:

soit:

Par conséquent, la technique de modulation par contrôle de flux produit un gain en tension $2/\sqrt{3}$ fois

$$|e'|_{\max} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{3}{2}} E_d \quad (14)$$

$$r'_{\max} = 1$$

plus important que la technique triangulo-sinusoidale.

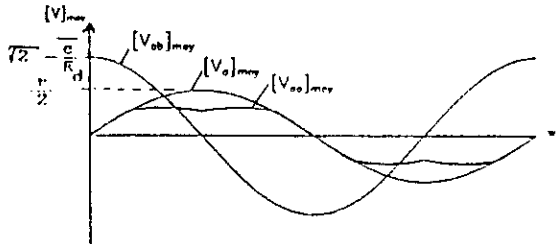


Fig.4: Variation des tensions de sortie "moyennes" de l'onduleur

3. Simulation et résultats:

L'étude a été effectuée sur un moteur asynchrone de plaque signalétique:
3.7 kW, 220/380 V, 14/8.5 A 50Hz

Afin de mieux apprécier les performances de cette technique, nous présentons ci-après les résultats de la simulation de cette technique comparés à ceux obtenus avec la technique triangulo-sinusoidale.

a) Caractéristiques en régime statique:

Nous constatons que, pour les deux techniques (figures 5.a et 5.b), le courant de ligne suit une forme sinusoidale, présentant des pointes qui sont dues essentiellement à la modulation. A cause de la modulation, le couple électromagnétique présente des pulsations dont le nombre augmente avec l'indice de modulation. Les pointes de courant et du couple électromagnétique sont moins importantes avec la technique par contrôle de flux. Le spectre obtenu avec la technique par contrôle de flux contient des harmoniques de bas ordre de faible amplitude; la technique triangulo-sinusoidale a un spectre meilleur.

b) Distorsion due aux harmoniques de courant:

Afin de compléter l'étude comparative, nous évaluons pour chaque technique le degré de distorsion causé par les harmoniques de courant, exprimé au moyen d'un facteur de performance (THD_i), défini par le rapport de la

somme quadratique des harmoniques de courant à la valeur du fondamental [3],[7]:

$$THD_i = \frac{1}{I_{d1}} \sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} I_{dk}^2} \quad (15)$$

k : ordre de l'harmonique.

Les figures 6.a et 6.b présentent la variation de ce coefficient pour différents indices de modulation et lorsque r varie de 0 à 1.

Lorsque m=15, la technique triangulo-sinusoidale l'emporte jusqu'à r=0.38, au delà de ce point, c'est la nouvelle technique qui présente un meilleur THD_i.

Pour m=21, le point d'intersection des caractéristiques est décalée vers les plus faibles r (r=0.18), donc il y'a détérioration des performances de la technique triangulo-sinusoidale.

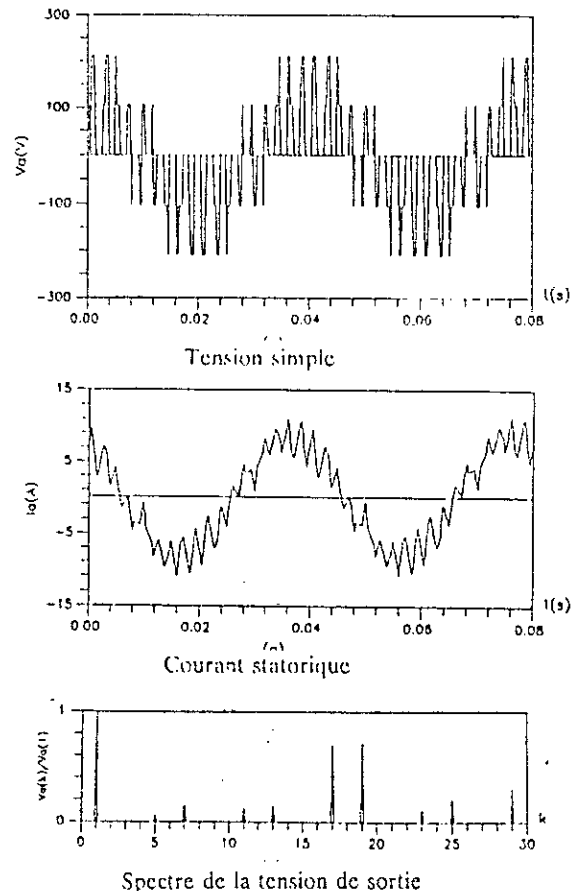
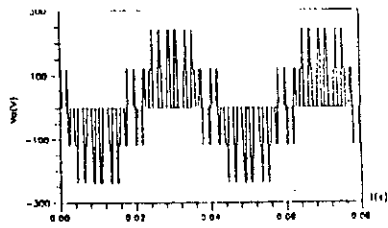
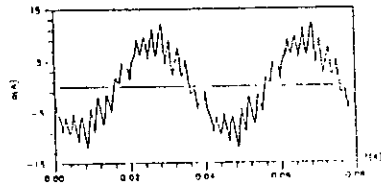


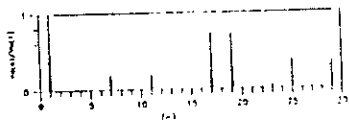
Fig. 5.a: ondes obtenus pour la technique par contrôle de flux. m=9, f=25 Hz, r=0.5



Tension simple



Courant statorique



Spectre de la tension de sortie

Fig. 5.b: ondes obtenus pour la technique triangulo-sinusoidale.
 $m=9, f=25$ Hz. $r=0.5$

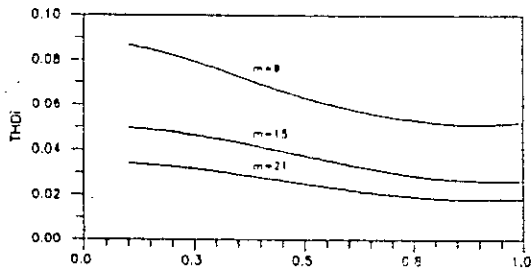


Fig. 6.a: Technique par contrôle de flux

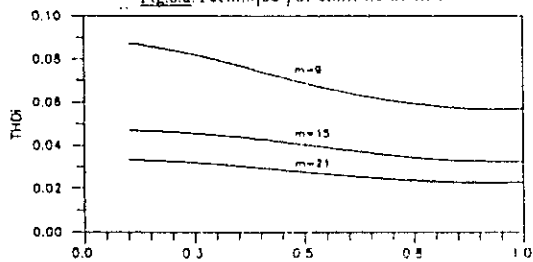


Fig. 6.b: Technique triangulo-sinusoidale

Fig. 6: Variation de THDi en fonction de r

4. Conclusion:

Le principe de la technique de modulation par contrôle de flux a été présenté ainsi que la méthode permettant de déterminer les instants de commutations des semi-conducteurs. L'étude apr simulation numérique effectuée a révélé la similitude des caractéristiques de cette technique avec la technique triangulo-sinusoidale. La technique par contrôle de flux a un spectre de tension contenant des harmoniques de bas ordre de faibles amplitudes. Cette étude a également montré que cette nouvelle technique présente un meilleur THDi, surtout lorsque m est élevé. Cette remarque est avantageuse pour les entraînements à vitesse variable adoptant la loi de commande à flux constant; en effet, l'association d'un faible THDi lorsque r avoisinant l'unité oriente l'utilisation de cette technique pour les grandes vitesses de rotation.

5. Références:

- [1]: S.Ogasawara, H.Akagi, A.Nabae, "A novel PWM scheme of voltage source inverters based on space vector theory", EPE Aachen, 1989.
- [2]: T.Koga, S.Sugowara, H.Hayashi, E.Kijima, "Instantaneous spatial vector controlled motor drive system using DSP'S and SI-thyristors", EPE Aachen, 1989.
- [3]: Y.Ait-gougam, "Etude de stratégies de modulation de largeur d'impulsions pour onduleur de tension alimentant un moteur asynchrone", ENP, Février 1992.
- [4]: H.Van der broeck, H-CH.Skudelny, G.Stanke, "Analysis and realisation of a pulse width modulation based on voltage space vector", IEEE/IAS, Annual meeting conf., rec.1986.
- [5]: M.Murimoto, SH.Sato, K. Sumito, K. Oshitani, "Single-chip microcomputer control of the inverter by the magnetic flux control method", IEEE trans on industrial electronics, Vol.36, N° 1, feb.1989.
- [6]: M.O.Mahmoudi, "Analyse microscopique et macroscopique d'un moteur asynchrone alimenté par un onduleur à MLI", JTEA'91 Tunis, Janvier 1991.
- [7]: A.Midoun, "PWM strategies for microprocessor control of variable speed drives", Phd thesis, University of Bristol, December 1985.

Etude Comparative entre Diverses Stratégies de Modulation pour Onduleur de Tension Alimentant un Moteur Asynchrone

M.O.MAHMOUDI Y.AIT-GOUGAM

Laboratoire d'Electronique de puissance et de commande
ENP, 10,av.Pasteur, Hassen Badi, EL-Harrach (Alger)

Resumé:

Afin d'améliorer les performances d'un onduleur de tension, plusieurs stratégies de modulation de largeur d'impulsions (MLI) ont été développées. Ces stratégies sont classées en deux groupes: monophasées et triphasées.

Pour les techniques monophasées, la modulation s'effectue sur une phase de la machine, les deux autres phases sont déduites de la première en considérant l'hypothèse de symétrie de phase de cette dernière. Parmi ces techniques, nous citons: la technique triangulo-sinusoidale en commande analogique, les techniques d'échantillonnage régulier symétrique ou asymétrique ou encore modifiée ainsi que la technique par élimination d'harmoniques. Pour les techniques triphasées, nous trouvons, tout particulièrement la modulation par tronçon et les techniques de modulation vectorielle.

Mots-clés:

Modulation de largeur d'impulsions, Onduleur de tension, Moteur asynchrone

Introduction:

Les entraînements à vitesse variable utilisant la machine asynchrone intéressent à plusieurs points de vue les chercheurs dans les laboratoires d'Electrotechnique. Grâce aux progrès effectués sur les semi-conducteurs, la solution classique onduleur de tension à commande en pleine onde est abondamment, surtout aux basses vitesses où on fait recours à la modulation.

La technique de modulation présente deux principaux avantages. d'une part, elle repousse les harmoniques à des fréquences élevées, ce qui permet de réduire le

volume du filtre et par conséquent le coût et l'encombrement du système, et permet le réglage simultané de la fréquence et de la tension de sortie de l'onduleur d'autre part.

Dans ce papier, nous présentons une étude comparative entre quatre stratégies de modulation classées en deux groupes. Nous examinons les techniques triangulo-sinusoidale et par élimination d'harmoniques pour le cas de la modulation monophasée et les techniques de modulation par tronçon et vectorielle dans le cas de la modulation triphasée.

Cette étude comparative sera basée sur un coefficient de performance, noté THDi, qui exprime la distorsion due aux harmoniques de courant dans l'onde de sortie.

I. Modulation Monophasée

I-1. Technique Triangulo-sinusoidale:

Les trois tensions de phase sont générées par comparaison de trois tensions de référence, qui correspondent aux tensions de sortie recherchées, de fréquence f , à un signal triangulaire commun d'amplitude fixe et de fréquence nettement supérieure à f (fig.1).

Le fondamental de la tension de sortie v_{ω} , prise entre la phase (a) et le point milieu fictif de la source continue (fig.2), a la même phase et fréquence que la tension de référence. Sa valeur efficace V_{ω} est une fonction linéaire du rapport r de l'amplitude de la porteuse et de l'onde de référence.

Les formes de la tension simple, du courant de phase et du spectre de la tension simple sont données par la figure 3.

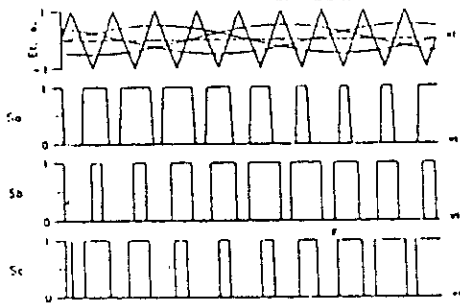


Fig.1:La technique triangulo-sinusoidale

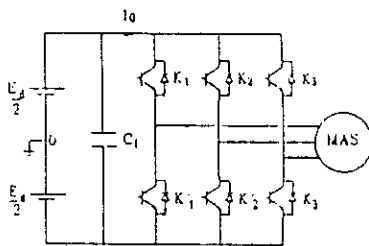


Fig.2:Schéma d'un onduleur de tension alimentant un moteur asynchrone

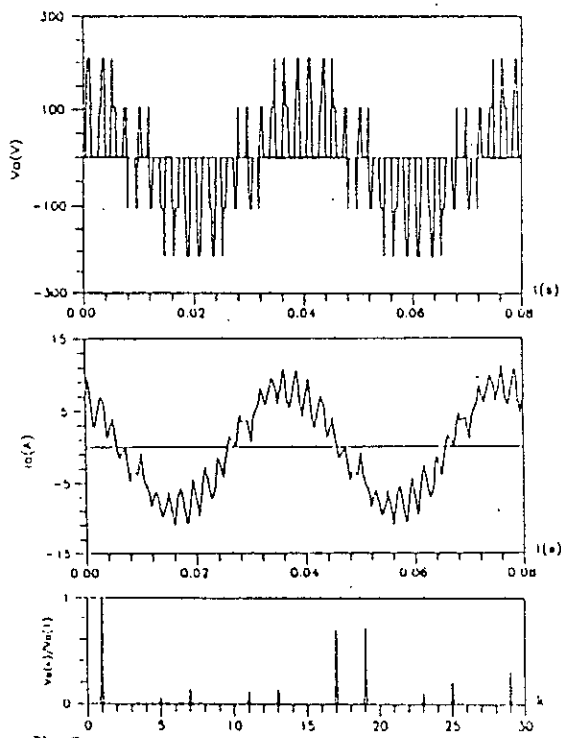


Fig.3:Formes de la tension, du courant de phase et du spectre de la tension simple pour $f=25\text{Hz}$ et $n_1=9$

2) Technique de modulation par élimination d'harmoniques:

Cette technique consiste à former l'onde de sortie de l'onduleur d'une succession de créneaux de largeurs variables (fig.4). Les angles de commutation sont déterminés de façon à éliminer certains harmoniques gênants, généralement les harmoniques de bas ordre (5,7 et 11) qui sont les plus indésirables et nuisibles pour le fonctionnement du moteur.

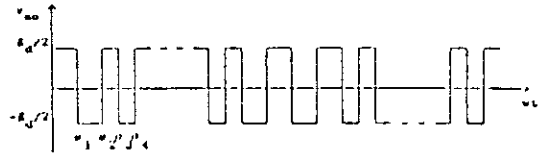


Fig.4:Onde de sortie de l'onduleur

Pour une onde de sortie qui présente une double symétrie, le développement en série de Fourier est donné par:

$$A_k = \frac{4}{k\pi} \frac{E_d}{2} \left[1 + 2 \sum_{l=1}^N (-1)^l \cos(k\theta_l) \right] \quad (1)$$

où N est le nombre de commutations par quart de période.

La méthode consiste à égaliser à zéro les (n-1) harmoniques et à attribuer au fondamental une valeur désirée.

Le système d'équations (1) est non linéaire et admet plusieurs solutions, la solution recherchée doit vérifier la condition :

$$0 < \theta_1 < \theta_2 < \dots < \theta_n < \frac{\pi}{2} \quad (2)$$

Ce qui conduit à réécrire le système comme suit:

$$A_k = \frac{4}{k\pi} \frac{E_d}{2} (-1)^k \left[1 + 2 \sum_{l=1}^N (-1)^l \cos(k\theta_l) \right] \quad (3)$$

La figure (5) donne la forme de la tension simple, son spectre d'harmoniques ainsi que la forme du courant de phase lorsque les harmoniques 5,7 et 11 sont éliminés.

Du spectre de la tension, nous constatons que les premiers harmoniques non éliminés (13^{ème}, 17^{ème}, ...) présentent des amplitudes assez importantes, c'est à dire que les harmoniques de bas ordre ne sont au fait que repoussés vers des fréquences élevées [3].

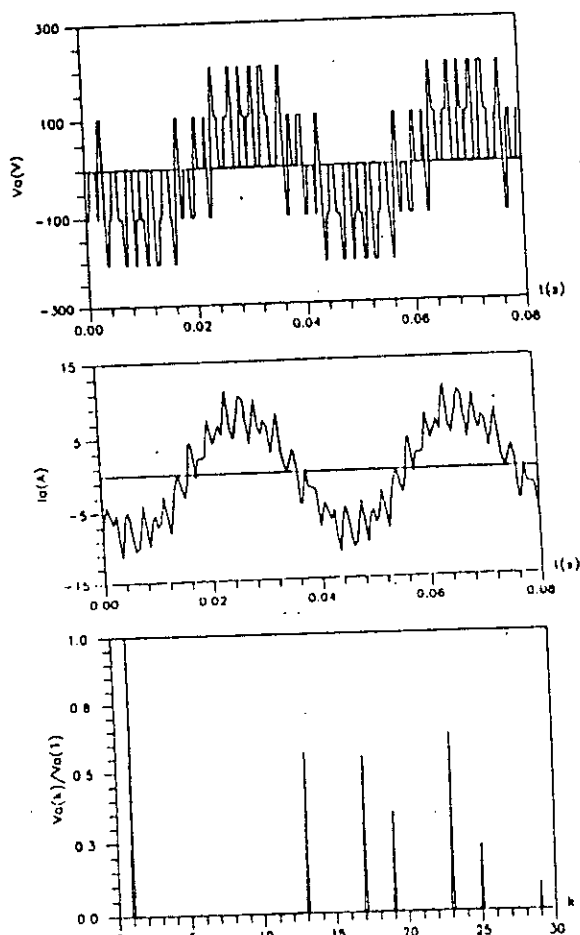


Fig.5: Formes de la tension, du courant de phase et du spectre de la tension lorsque les harmoniques 5,7,11 sont supprimés.

II. Modulation triphasée:

3) Technique de modulation par tronçon:

Le principe de cette technique découle de la relation de base liant les trois tensions de ligne du moteur, qui s'écrit:

$$U_{ab} + U_{bc} + U_{ca} = 0 \quad (4)$$

D'où une tension de ligne peut être déduite des deux autres si toutefois ces dernières sont connues.

$$U_{ab} = -(U_{bc} + U_{ca}) \quad (5)$$

Il suffit alors de moduler deux tensions de ligne en les comparant à deux porteuses unipolaires décalées entre elles d'une demi-période et de déduire la troisième par combinaison des deux premières (fig.6).

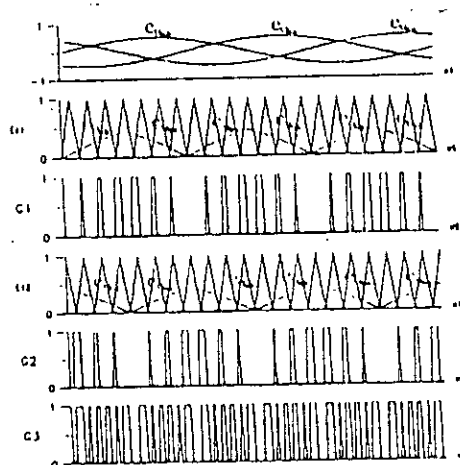


Fig.6: Principe de la technique de modulation par tronçon.

Nous présentons à la figure 7 la forme de la tension simple, son spectre ainsi que le courant de phase pour cette technique. Nous constatons la nette amélioration du spectre par rapport aux deux techniques précédentes.

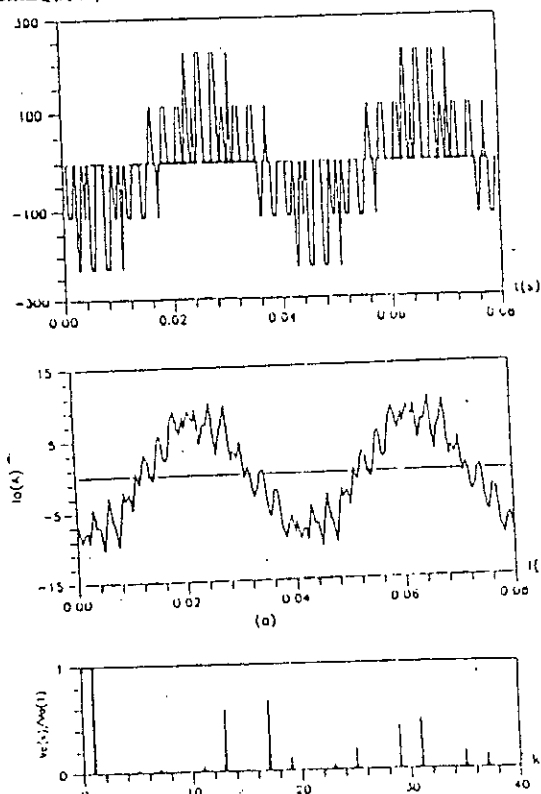


Fig.7: Formes de la tension simple, du courant de phase et du spectre de la tension correspondant à la technique de modulation par tronçon.

4) Technique de modulation par contrôle de flux

Une toute autre approche de la modulation consiste à représenter dans le plan complexe (α, β) les tensions délivrées par l'onduleur.

En se référant au schéma classique de la machine asynchrone et en négligeant la résistance statorique, le flux magnétique s'exprime par:

$$\bar{\Psi}_m = -j \frac{3}{2} \frac{V_m}{\omega} e^{j(\omega t - \frac{\pi}{2})} \quad (6)$$

Cette équation montre que le flux est un vecteur tournant. Le lieu de $\bar{\Psi}_m$ devient un cercle parfait, si le moteur est alimenté par un système de tensions sinusoïdales.

L'onduleur triphasé présente huit configurations différentes, définies par le mode de connexion des inverseurs.

En effet, A chaque état correspond un vecteur tension instantanée V_i (S_a, S_b, S_c) ($i=0,1,\dots,7$) dont la représentation dans le plan complexe (α, β) est donnée par la figure 8. Six vecteurs (V_1 à V_6) ont le même module, alors que les deux autres V_0 et V_7 sont nuls et correspondent respectivement au raccordement de tous les inverseurs à la borne (+) ou (-) de la source.

Le principe de cette technique repose alors, sur la sélection des séquences d'ouverture et de fermeture des inverseurs de façon à ce que le flux magnétique représente une meilleure approximation possible du cercle parfait [1],[6],[7].

Une attention particulière doit-être donnée au choix de la séquence ainsi qu'à sa durée. Généralement le passage d'une séquence à une autre s'effectue par le changement de l'état d'un seul inverseur à la fois [6]. Dans ce cas, les formes de la tension simple, du courant de phase et du spectre de la tension simple sont présentés à la figure 9.

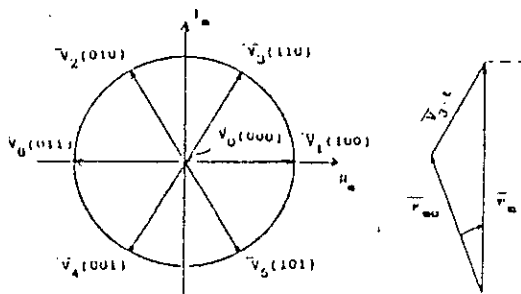


Fig.8: Vecteurs de tension et flux magnétique dans le plan complexe.

Nous constatons la similitude entre la forme de la tension simple donnée à la figure et celle obtenue par la technique triangulo-sinusoidale. La technique de modulation par contrôle de flux ne diffère de la première que par l'approche employée. Cette dernière approche conduit à un gain plus élevé, $2/\sqrt{3}$ plus important [1].

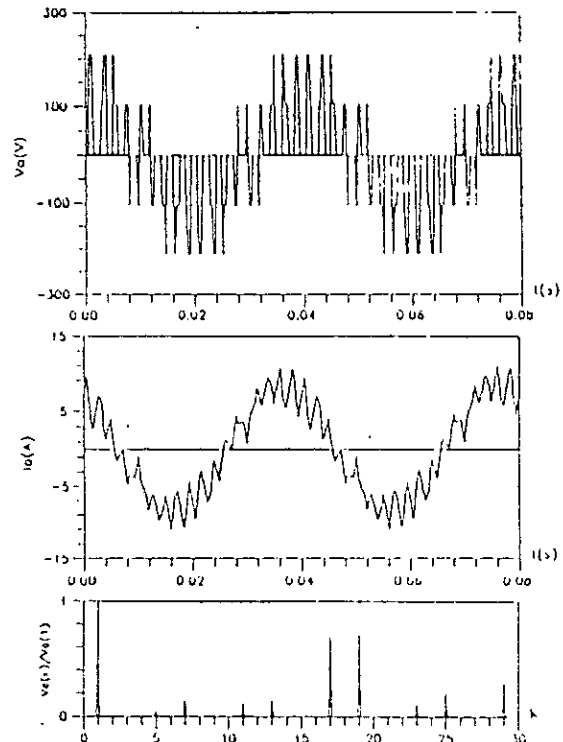


Fig.9: Formes de la tension, du courant de phase et du spectre de la tension correspondant à la technique par contrôle de flux.

III. Etude comparative:

L'étude comparative entre les quatre stratégies de modulation est effectuée pour:

- la même fréquence du fondamental de la tension de sortie ($f=25\text{Hz}$),
- le même coefficient de réglage en tension ($r=0.5$)
- le même nombre d'impulsions par demi-période.

Cette étude est basée sur le facteur de performance THDi, défini par le rapport de la somme quadratique des harmoniques de courant de phase à la valeur du fondamental de ce courant [3]:

$$THD_i = \frac{1}{i_{a(1)}} \sqrt{\sum_{k=2}^{\infty} i_{a(k)}^2} \quad (7)$$

où $i_{a(k)}$ est le courant induit par le $k^{ème}$ harmonique.

Ces courants sont produits par l'inductance de fuite de la machine [1],[3]:

$$i_{\alpha(k)} = \frac{v_{\alpha(k)}}{k L_f \omega} \quad (8)$$

où $v_{\alpha(k)}$ est la tension induite par le $k^{\text{ème}}$ harmonique.

Le récepteur étant triphasé symétrique, les harmoniques multiples de 3 ne sont pas inclus dans l'expression de THDi.

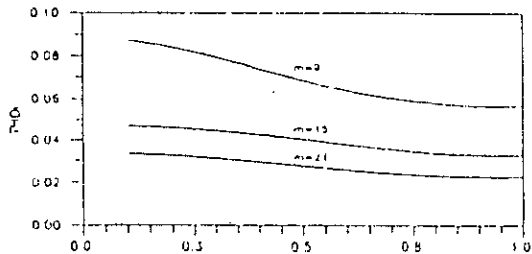
L'examen des figures (fig.10a à fig.10d), représentant pour chacune des techniques la variation de THDi en fonction de r , montre que:

- THDi diminue lorsque r croît,
- il diminue lorsque l'indice de modulation augmente, la diminution est de moins en moins importante lorsque m est grand,

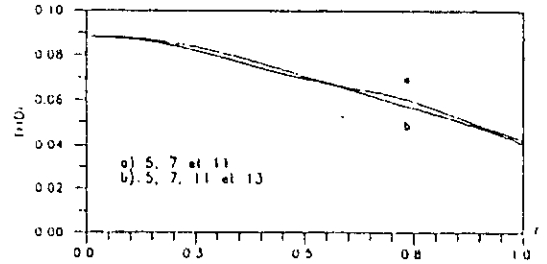
Ces résultats justifient l'emploi de la technique assurant une meilleure neutralisation des harmoniques de bas ordre pour les faibles vitesses et celle produisant le plus fort gain lorsque la vitesse augmente. Notons, qu'en modulation de largeur d'impulsions, un compromis existe entre une bonne élimination d'harmoniques et un meilleur rendement.

La figure 11, présente la variation de THDi en fonction de r pour les quatre techniques étudiées, avec 4 et 8 impulsions par demi-période pour la technique de modulation par tronçon et 9 impulsions pour les autres techniques.

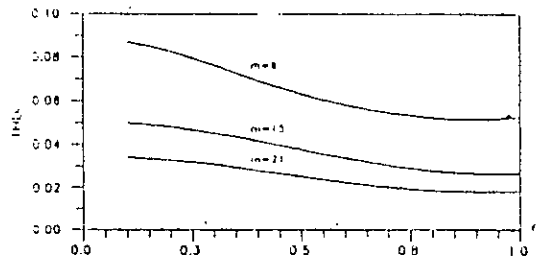
Nous constatons que même avec un nombre d'impulsions réduit, la technique de modulation par tronçon fournit la plus faible valeur de THDi. Pour r avoisinant l'unité, la technique par élimination d'harmoniques présente un THDi élevé que pour les autres.



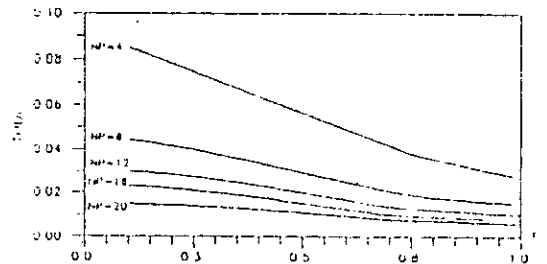
a-modulation triangulo-sinusoidale



b-modulation par élimination d'harmoniques



c-modulation par contrôle de flux



d-modulation par tronçon

Fig.10: Variation de THDi en fonction de r

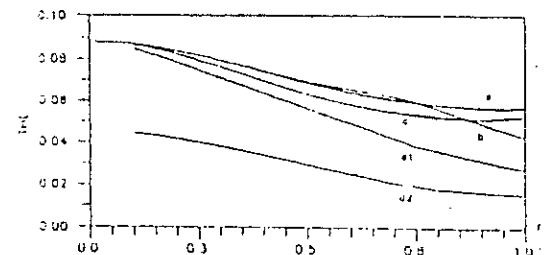


Fig.11: Variation de THDi en fonction de r pour les quatre techniques de modulation. (a: élimination d'harmoniques, b: sinusoidale, c: de flux, d: m par tronçon)

IV. Conclusion:

Nous avons présenté quatre stratégies de modulation de largeur d'impulsions que nous avons classé en deux groupes: monophasée (triangulo-sinusoidale, élimination d'harmoniques) et triphasée (modulation par tronçon et par contrôle de flux).

L'étude comparative basée sur THDi a révélée la supériorité des techniques triphasées sur celles monophasées.

La technique de modulation par tronçon présente un THDi plus faible et un spectre de fréquence élevée même avec un nombre d'impulsions réduit.

La modulation par contrôle de flux garde un faible THDi que les techniques monophasées lorsque $r_2 \approx 0.36$. Cette technique présentant un gain $2/\sqrt{3}$ fois plus important que celui obtenu avec la technique triangulo-sinusoidale, ce qui accroît la plage de variation de vitesse de la machine.

L'étude a été effectuée sur un moteur asynchrone de plaque signalétique:

3.7 kW, 220/380 V, 14/8.5 A 50Hz

Les paramètres de ce moteur sont:

$R_s = 1.12 \Omega$, $R_r = 0.11 \Omega$

$L_s = 0.17 \text{ H}$, $L_r = 0.0015 \text{ H}$, $M = 0.0048 \text{ H}$

$j = 0.135 \text{ N.m/rd.s}^2$

$f_r = 0.00182 \text{ N.m/rd.s}^{-1}$, $P=2$

Références bibliographiques:

[1] Y.Ait-gougam, "Etude des stratégies de modulation de largeur d'impulsions pour onduleur de tension alimentant un moteur asynchrone" Thèse de Magister, ENP, Février 1992.

[2] A.Shonung, H.Stemmler, "Static frequency changers with subharmonic control in conjunction with reversible variable speed drives", Brown Boveri Review, Aug/Sept 1964.

[3] A.Midoun, "PWM Strategies for microprocessor control of variable speed drives"; PhD thesis, University of Bristol, december 1985.

[4] H.S.Patel, R.G.Hoft, "Generalized techniques of harmonic elimination and voltage control in thyristor inverters: Part I-harmonic elimination"; IEEE Trans. on Industry applications, Vol. IA-9, 1973.

[5] T.Ohnishi, H.Okitsu, "A novel PWM techniques for three phase inverter/converter", IPEC Tokyo 83"

[6] S.Ogasawara, H.Akagi, A.Nabae, "A novel PWM scheme of voltage source inverters based on space vector theory", EPE Aachen 1989.

[7] T.Koga, S.Sugowara, H.Hayashi, E.Kijima, "Instantaneous spatial vector controlled motor drive system using DSP'S and SI-thyristors" EPE Aachen 1989.

[8] Y.Ait-Gougam, MO.Mahmoudi, "Commande par la technique d'élimination d'harmoniques d'un onduleur de tension alimentant un moteur asynchrone " JTEA'93, Hammamat, Février 1993, Tunisie.

II. 2. Etude du convertisseur AC/DC

L'alimentation des systèmes à vitesse variable nécessite l'emploi des convertisseurs AC/DC à diodes ou thyristors comme étage d'alimentation des onduleurs. Cependant, ces redresseurs génèrent un fort taux d'harmonique dans le réseau entraînant des distorsions dans l'onde de tension, ce qui conduit à la détérioration du facteur de puissance du côté réseau [29],[30],[31],[32],[33],[35],[36], [39].

Pour éviter ces perturbations, on s'oriente de plus en plus vers le remplacement des redresseurs classiques par des convertisseurs à modulation de largeur d'impulsions capables de:

- imposer une forme de courant sinusoïdale quel que soit le type de charge,
- contrôler le facteur de puissance du réseau,
- assurer la réversibilité fonctionnelle de l'installation sans recourir à un pont auxiliaire.

Dans ce paragraphe, nous présentons deux publications concernant l'étude d'un convertisseur AC/DC monophasé à facteur de puissance unitaire assurant les exigences citées précédemment [41],[42].

Résumé des publications :

1) *Etude et Réalisation d'un Convertisseur AC/DC à Facteur de Puissance Unitaire* [41].

Ce travail est consacré à l'étude d'un convertisseur AC/DC monophasé à facteur de puissance unitaire commandé par deux stratégies de modulation de largeur d'impulsions, à savoir la stratégie triangulo-sinusoïdale et la stratégie delta (hystérésis). Ainsi, après avoir modélisé le convertisseur, il est présenté les résultats théoriques obtenus par simulation numérique en appliquant les deux stratégies. Une analyse de l'influence des paramètres de modulation sur le comportement du convertisseur vis-à-vis de ces stratégies est également détaillée.

Afin de valider l'étude théorique, un banc d'essai expérimental a été conçu et réalisé au laboratoire d'électronique de Puissance et Commande (ENP) [43].

Etude et Réalisation d'un Convertisseur AC/DC à Facteur de Puissance Unitaire

M.O. Mahmoudi, O. Stihi, S. Hamdani

Laboratoire d'Electronique de puissance et Commande, Ecole Nationale Polytechnique
10, Avenue Pasteur, El Harrach, 16200, Alger

Résumé

Ce travail est consacré à l'étude d'un convertisseur AC/DC monophasé à facteur de puissance unitaire commandé par deux stratégies de modulation de largeur d'impulsions, à savoir la stratégie triangulo-sinusoidale SPWM et la stratégie delta DPWM. Ainsi, après avoir décrit le principe de fonctionnement, sa modélisation et la commande du convertisseur. Nous présentons les résultats théoriques obtenus par simulation numérique en appliquant les deux stratégies, nous analysons l'influence des paramètres de modulation sur le comportement du convertisseur vis à vis de ces stratégies. L'étude est menée par simulation puis validée expérimentalement sur un banc d'essai conçu et réalisé au laboratoire.

Mots clés

Convertisseur AC/DC, stratégie triangulo-sinusoidale, stratégie delta, facteur de puissance.

1. Introduction

L'alimentation des systèmes à vitesse variable nécessite l'emploi des convertisseurs AC/DC à diodes ou thyristors comme étage d'alimentation des onduleurs. Cependant, ces redresseurs génèrent un fort taux d'harmonique dans le réseau entraînant des distorsions dans l'onde de tension, ce qui conduit à la détérioration du facteur de puissance du côté réseau [1],[2].

Pour éviter ces perturbations, on s'oriente de plus en plus vers le remplacement des redresseurs classiques par des convertisseurs à modulation de largeur d'impulsions capables de :

- imposer une forme de courant sinusoidale quel que soit le type de charge.
- contrôler le facteur de puissance du réseau.
- assurer la réversibilité fonctionnelle de l'installation sans recourir à un pont auxiliaire contrairement aux convertisseurs classiques [3],[4].

Dans ce travail, nous proposons l'étude d'un convertisseur AC/DC monophasé à MLI permettant de satisfaire ces exigences. Ainsi, après avoir modélisé le fonctionnement du convertisseur, nous avons étudié l'influence de deux stratégies de modulation sur son comportement. Il s'agit des stratégies triangulo-sinusoidale et à hystérésis.

L'étude est menée par simulation puis validée expérimentalement sur un banc d'essai conçu et réalisé au laboratoire.

2. Modélisation du système étudié

La figure 1 montre le schéma de principe et indique les notations adoptées. Le convertisseur est formé de quatre interrupteurs K_i ($i=1,4$) commandés en courant. Chacun contient un transistor bipolaire T_i et une diode D_i montée en antiparallèle avec le transistor. Le convertisseur est monté directement à la sortie du transformateur d'entrée.

On désigne par L_r l'inductance totale du réseau et des fuites de transformateur ramenée au secondaire de celui-ci. Dans ces conditions, v_r est la tension supposée sinusoidale et constante du réseau ramenée au secondaire. Une capacité C est placée à la sortie du convertisseur permettant ainsi le filtrage de la tension de sortie. Le convertisseur est alimenté par une source de courant à cause de l'inductance L_r et débite sur un récepteur de tension à cause de la capacité C .

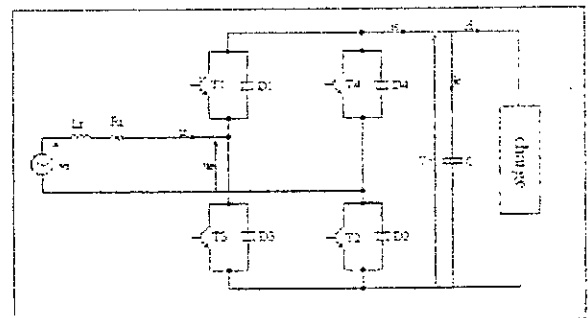


Figure 1: Schéma de principe du convertisseur AC/DC

Soit i_{r1} et u_{e1} les fondamentaux du courant i_r et de la tension u_e . En négligeant $R_r i_{r1}$ devant $L_r \omega i_{r1}$, on peut écrire :

$$\hat{v}_r = \hat{u}_{e1} + jL_r \omega \hat{i}_{r1} \quad (1)$$

\hat{v}_r , \hat{u}_{e1} , \hat{i}_{r1} sont des représentations complexes de v_r , u_{e1} et i_r respectivement. L'équation (1) traduit le diagramme vectoriel de la figure 2-a.

D'ordinaire, On cherche à mettre le fondamental du courant d'entrée i_{r1} en phase avec la tension v_r , le diagramme vectoriel est alors celui de la figure 2-b. Dans ce cas, on peut écrire :

$$U_{e1} = \sqrt{v_r^2 + (L_r \omega I_{r1})^2} \quad (2)$$

avec :

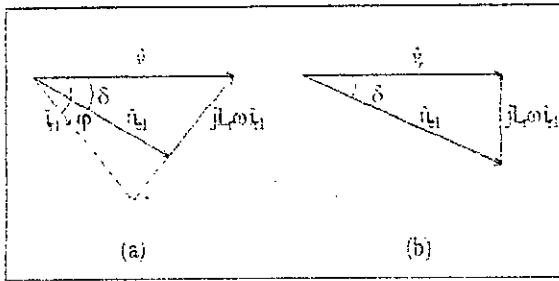


Figure 2 : Diagramme vectoriel

$$I_g \delta = \frac{L_r \omega I_{r1}}{V_r} \quad (3)$$

δ désigne le déphasage du fondamental de la tension d'entrée u_e par rapport à la tension v_c .

Pour une commande en modulation de largeur d'impulsions :

- δ est le déphasage de la référence servant à déterminer les instants de commutation des interrupteurs, par rapport à la tension d'alimentation.

Le sens de déphasage dépend du sens d'écoulement de puissance :

- il s'agit d'un déphasage arrière si la source fournit de la puissance à la charge à travers le convertisseur.
- il s'agit d'un déphasage avant lorsque la charge renvoie de la puissance à la source (fonctionnement onduleur).

Le fondamental de la tension d'entrée peut être donné par la relation :

$$U_{e1} = r \frac{V_c}{\sqrt{2}} \quad (4)$$

V_c est la valeur moyenne de la tension v_c .

Comme le rapport cyclique r est inférieur à 1, U_{e1} est supérieure à $\sqrt{2} U_{c1}$. Contrairement aux redresseurs classiques, ce convertisseur fonctionne en redresseur élévateur de tension [5].

Le fonctionnement réversible du convertisseur peut être représenté par le modèle suivant :

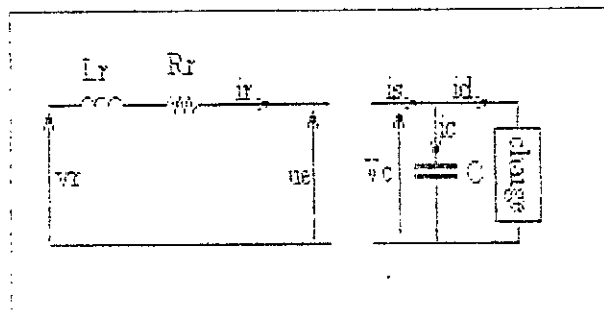


Figure 3 : modèle du convertisseur

Cela nous permet d'exprimer la relation entre les grandeurs d'entrée et celles de sortie du convertisseur par les équations suivantes :

$$\begin{cases} u_e = K_f v_c \\ i_s = K_f i_r \end{cases} \quad (5)$$

K_f est la fonction de commande du convertisseur, elle dépend des séquences de fermeture et d'ouverture des interrupteurs K_i .

$$K_f = \begin{cases} 1 & \text{si } (K_1, K_2) \text{ fermés et } (K_3, K_4) \text{ ouverts} \\ 0 & \text{si } (K_1, K_4) \text{ fermés et } (K_3, K_2) \text{ ouverts} \\ & \text{ou } (K_3, K_1) \text{ ouverts et } (K_4, K_2) \text{ fermés} \\ -1 & \text{si } (K_1, K_2) \text{ ouverts et } (K_3, K_4) \text{ fermés} \end{cases} \quad (6)$$

Les équations des courants et des tensions à l'entrée et à la sortie du convertisseur sont :

$$\begin{aligned} \frac{di_r}{dt} &= \frac{v_r - R_r i_r - u_e}{L_r} \\ \frac{dv_c}{dt} &= \frac{i_s - i_d}{C} \end{aligned} \quad (7)$$

i_d est le courant absorbé par la charge, son équation dépend de la nature de celle-ci.

3. Application des stratégies de modulation

Afin de montrer les performances du convertisseur en mode redresseur et ses réponses vis-à-vis de sa commande, nous avons simulé le fonctionnement du convertisseur en le commandant par deux techniques de modulation, il s'agit de la stratégie triangulo-sinusoidale et de la stratégie delta.

3.1. La stratégie triangulo-sinusoidale

La technique de commande triangulo-sinusoidale telle permet un réglage par les deux paramètres :

- L'indice de modulation noté m qui influe sur le contenu harmonique de l'onde désirée ;
- Le rapport de réglage r qui influe directement sur la valeur efficace de la tension u_e .

La figure 4 montre le principe de la stratégie triangulo-sinusoidale et la tension u_e obtenue à l'entrée du convertisseur.

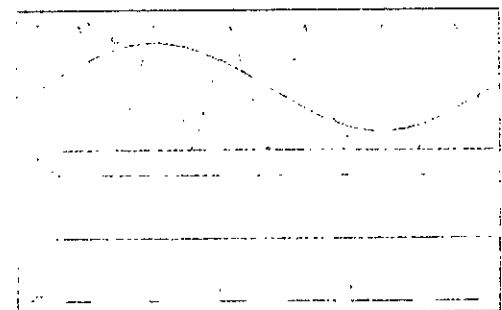


Figure 4: Principe de la stratégie triangulo-sinusoidale

Nous avons simulé le fonctionnement du convertisseur débitant dans une charge inductive, de paramètres $r=0.7$, $m=18$, $f=50\text{Hz}$. les résultats obtenus sont illustrés par la figure 5.

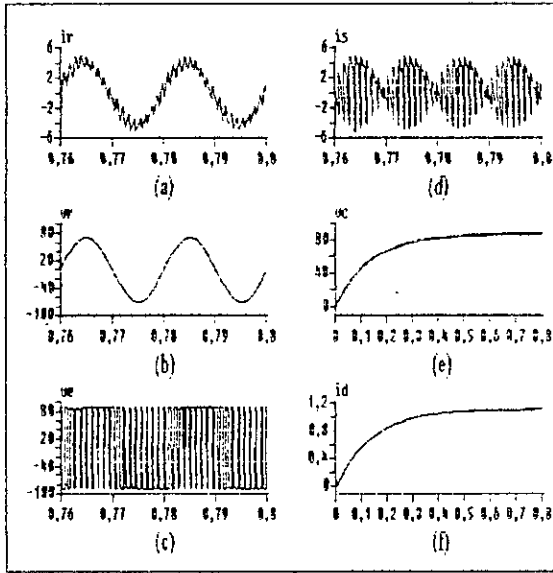


Figure 5 : Résultats de simulation obtenus par la stratégie triangulo-sinusoidale.

La figure 5-a montre le courant i_r au régime permanent, nous remarquons que ce dernier est sinusoïdal et en phase avec la tension v_r après le décalage de l'onde porteuse v_p d'un angle δ par rapport à la tension v_r . Il présente une forme ondulée selon les séquences de commutation des interrupteurs.

La figure 5-c illustre la tension u_c à l'entrée du convertisseur et la figure 5-d montre le courant à la sortie du convertisseur. Les figures 5-e et 5-f montrent la tension v_c et le courant absorbé par la charge. Nous remarquons que la tension augmente pour atteindre une valeur constante. Le temps de montée de la tension dépend de la capacité C placée à la sortie du convertisseur, et il croît avec l'augmentation de cette dernière. Le courant absorbé par la charge à pratiquement la même allure que la tension v_c .

3.2. La stratégie delta

La figure 6 montre le convertisseur AC/DC commandé par la technique à hystérésis (delta).

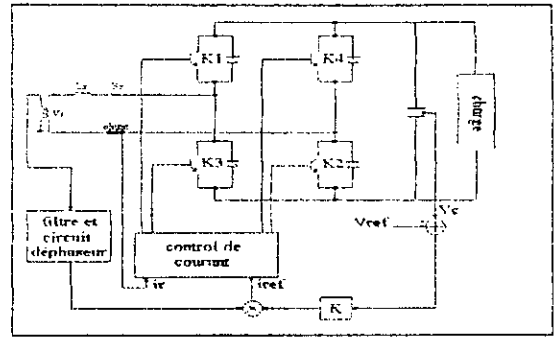


Figure 6 : Schéma de principe du convertisseur commandé par la stratégie delta.

La consigne du courant sinusoïdal est prise à travers un transformateur abaisseur. Un déphaseur permet d'avoir un facteur de puissance variable en introduisant un déphasage φ à la consigne. Pour assurer et contrôler le débit de puissance demandée par la charge, la tension v_c est mesurée et comparée avec une tension de référence V_{ref} . L'erreur obtenue est multipliée par un gain K et la consigne sinusoïdal, pour former le courant de référence i_{ref} donné par :

$$i_{ref} = K(V_{ref} - v_c) \sin(\omega t + \varphi) \quad (11)$$

La technique consiste à forcer le courant d'entrée i_r à osciller autour du courant de référence i_{ref} dans une fenêtre de largeur h réglée appelée bande d'hystérésis [6].

La figure 7 montre le principe de cette technique.

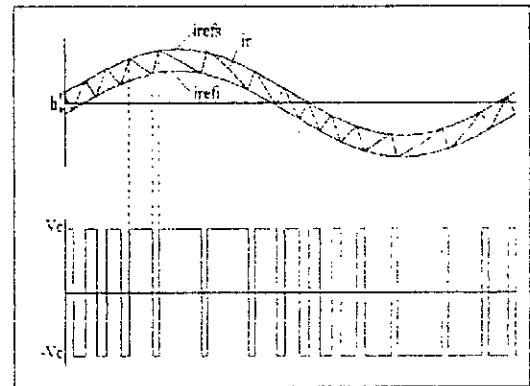


Figure 7 : Principe de la stratégie delta

Les séquences de fermeture et d'ouverture des interrupteurs sont fonction des états actuels et précédents du courant i_r par rapport aux limites de la bande hystérésis définies par :

$$\begin{aligned} i_{refh} &= i_{ref} + \frac{h}{2} \\ i_{refl} &= i_{ref} - \frac{h}{2} \end{aligned} \quad (12)$$

La forme de la tension d'entrée u_c est déterminée par l'intersection du courant i_r avec les limites de la bande. Nous avons simulé le fonctionnement du convertisseur commandé par cette stratégie dont les paramètres sont : $V_{ref}=100\text{V}$, $h=0.5\text{A}$, $L_1=0.01\text{H}$, $R_1=0.5\Omega$, $C=10000\mu\text{F}$, $f=50\text{Hz}$, $K=1$, $\varphi=0$.

La figure 8 illustre les formes d'ondes des différentes grandeurs d'entrée et de sortie obtenues par simulation numérique.

Dans la figure 8-a, nous remarquons que le courant i_r est sinusoïdal, en phase avec la tension d'alimentation v_e , il suit parfaitement la référence du courant imposé et il oscille à l'intérieur de la bande d'hystérésis.

Les résultats obtenus pour les autres grandeurs sont identiques à ceux obtenus par la stratégie triangulo-sinusoidale.

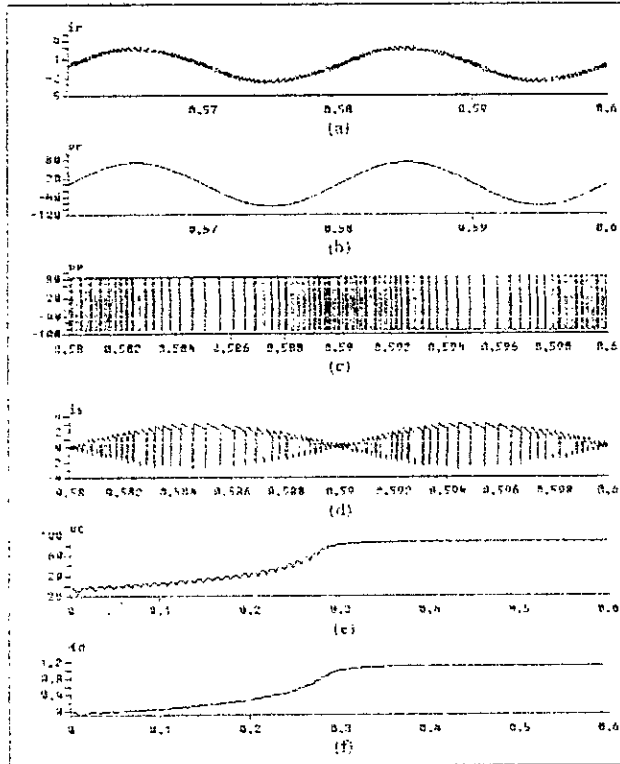


Figure 8 : Résultats de simulation pour la stratégie delta

Pour ce type de commande, la charge initiale du condensateur influence énormément sur le transitoire du courant i_r . Les figures 9-a et 9-b montrent respectivement le courant i_r et la tension v_c dans le cas d'un condensateur non chargé initialement.

Pendant le régime transitoire, le courant i_r atteint des valeurs très élevées. Cela peut être expliqué par le fait qu'au début, la tension v_c est nulle ce qui rend l'erreur $(i_r^* - v_c)$ très grande. Le courant i_r , suivant une référence d'amplitude élevée, atteint des surintensités considérables. Au fur et à mesure que la tension v_c augmente, l'amplitude de la référence diminue et le courant i_r tend à s'amortir pour prendre finalement une forme sinusoïdale.

Le choix d'un condensateur chargé initialement permet de réduire les surintensités du courant comme le montre les figures 9-c et 9-d.

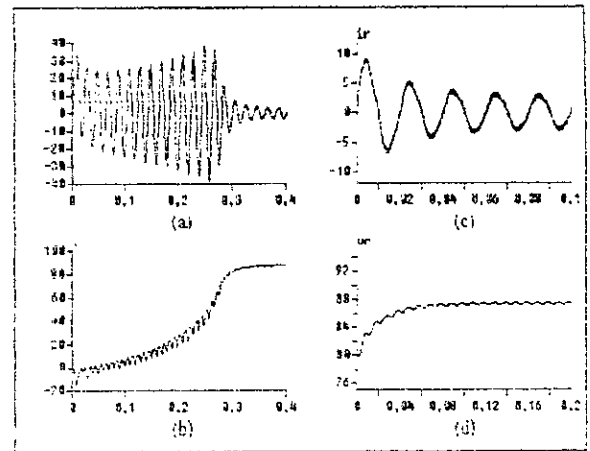


Figure 9 : influence de la charge initiale de condensateur

4. Vérification expérimentale

Pour mettre en évidence l'étude théorique faite sur le convertisseur AC/DC, nous avons conçu et réalisé les différents circuits qui le constituent.

Le montage pratique que nous avons réalisé au laboratoire contient deux principaux circuits.

- Un circuit de puissance formé de quatre bras, chacun contient un montage Darlington constitué de deux transistors bipolaires et de quatre diodes montées en antiparallèle. On mène chaque bras du convertisseur par ses circuits d'aide à la commutation permettant de réduire les surintensités à la fermeture et les surtensions à l'ouverture.

Les signaux de commande générés seront amplifiés grâce à des circuits de bases convenables liés aux transistors.

- Pour la commande du convertisseur, nous avons réalisé deux circuits : le premier pour la stratégie triangulo-sinusoidale et le second pour la technique delta. Le principe de réalisation de ces circuits est illustré par les figures 10 et 11 respectivement.

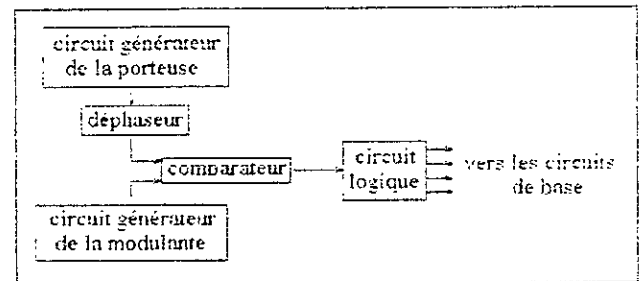


Figure 10 : Principe de circuit de commande de la stratégie triangulo-sinusoidale.

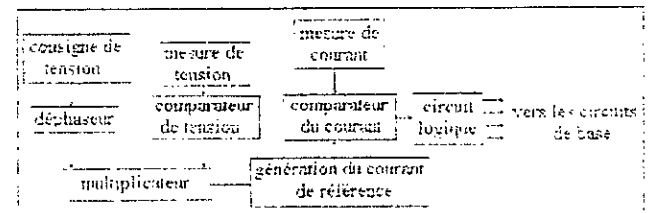
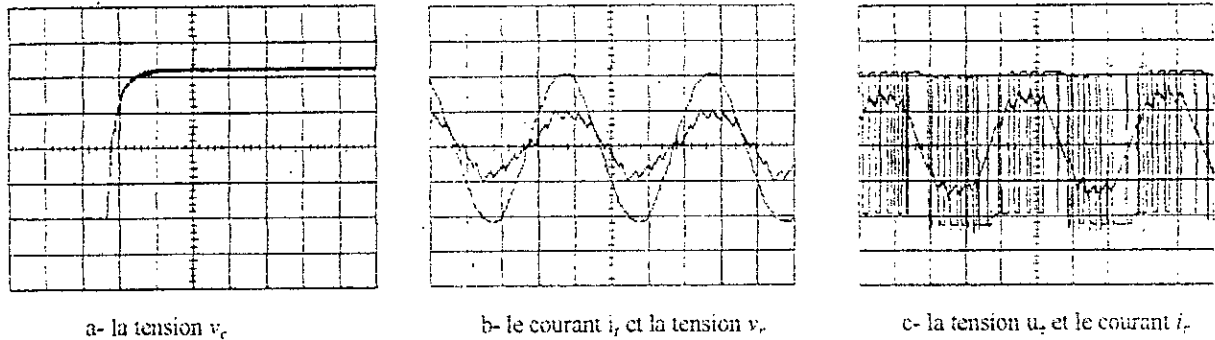


Figure 11 : Principe de circuit de commande de la stratégie delta.

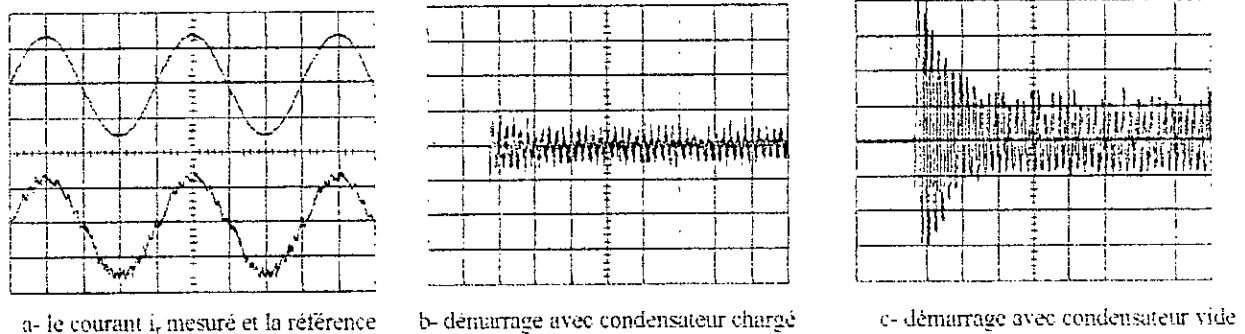


a- la tension v_e

b- le courant i_r et la tension v_e

c- la tension u_e et le courant i_r

Figure 12 : Résultats expérimentaux obtenus par l'application de la stratégie triangulo-sinusoidale



a- le courant i_r mesuré et la référence

b- démarrage avec condensateur chargé

c- démarrage avec condensateur vide

Figure 13 : Résultats expérimentaux obtenus par l'application de la stratégie delta

Après réalisation des différents circuits, le convertisseur a été testé au laboratoire. Il fonctionne en redresseur en débitant sur une charge passive formée d'une résistance et d'une inductance. Les résultats expérimentaux illustrés par les figures 12 et 13 ont été relevés sur un oscilloscope numérique (TEK 2211) lié à un PC.

Pour la stratégie triangulo-sinusoidale, nous avons pris un rapport cyclique égal à 0.7 et un indice de modulation égal à 12. La capacité de filtrage à la sortie du convertisseur est de 4500 μF .

La figure 12-b montre clairement que le courant i_r est en phase avec la tension v_e , donc le convertisseur fonctionne à facteur de puissance unitaire. La tension d'entrée suit parfaitement la commande imposée. La tension v_e croît de zéro à une valeur finale constante, le temps de montée dépend des valeurs des éléments du filtrage, il augmente lorsque la capacité C et l'inductance L_e placées prennent des valeurs élevées.

Pour la même charge, les résultats obtenus par l'application de la technique delta montrent que le courant i_r est en phase avec la tension d'alimentation en suivant fidèlement le courant de référence.

L'influence de la charge initiale du condensateur a été vérifiée également les résultats illustrés par la figure 12-b et 12-c montrent que le courant i_r présente des surintensités appréciables pour un condensateur vide initialement, ces surintensités peuvent être diminuées en travaillant avec un condensateur chargé.

5. Conclusion

Un convertisseur AC/DC monophasé a été étudié et réalisé. Ce convertisseur permet un fonctionnement à un facteur de puissance unitaire en introduisant un déphasage de la porteuse par rapport à la tension d'alimentation pour

la stratégie triangulo-sinusoidale ou en choisissant une référence de courant en phase avec la tension d'alimentation pour la technique delta. Les résultats obtenus par simulation ou par des essais pratiques sont très proches, ils montrent que :

- Les amplitudes des grandeurs d'entrée et de sortie du convertisseur dépendent du rapport cyclique pour la stratégie triangulo-sinusoidale et du courant de référence pour la stratégie delta.
- La forme d'onde de ces grandeurs sont affectées par l'indice de modulation pour la stratégie triangulo-sinusoidale et par la largeur de la bande d'hystérésis pour la stratégie delta.
- Pratiquement pour éviter des surintensités au régime transitoire, il faut prévoir un condensateur chargé initialement.
- La réversibilité fonctionnelle du convertisseur est assurée pour les deux commandes appliquées.

6. Références

- [1] J. W. Dixon, A. B. Kulkarni et M. Nishimoto, "Characteristics of a controlled-current PWM rectifier-inverter link", IEEE Trans. Indus. Appl., Vol. IA-23, No.6, Nov./Dec.1988, pp. 1022-1028.
- [2] O. Stihl et B. T. Ooi, "A single phase controlled-current PWM rectifier", IEEE Trans. in Power Electronics, Vol. 3, No. 4, Oct. 1988, pp. 453-459.
- [3] E. P. Wiechmann, P. D. Ziogas et V. R. Stefanovic "A novel bilateral power conversion scheme for variable frequency static power supplies", IEEE trans. Indus. Appl., Vol IA-21, No. 5, Sept./Oct. 1985, pp. 1226-1233.
- [4] B. T. Ooi, J. C. Salmon, J. W. Dixon et A. B. Kulkarni, "A three-phase controlled-current PWM converter with leading power factor", IEEE Trans. Indus. Appl., Vol. IA-23, No.1, jan-fev 87, pp 78-84
- [5] G. Seguier, F. Labrique, "Les convertisseurs de l'électronique de puissance, Tome IV la conversion continu - alternatif", Edition : TEC & DOC, Lavoisier, 1989 chapitre 2 pp 119-177.
- [6] M. A. Rahman, J. E. Quaicoe et M. A. Choudhury, "Performance analysis of delta modulated PWM inverter", IEEE Trans. on Power Electronics, Vol PE-2, No.3, juillet 87, pp 227-232.

Etude de l'Association Convertisseur AC/DC avec Onduleur MLI Alimentant une Machine Asynchrone

MO. MAHMOUDI, O. STIHL, B. HEMICI, R. GUEDOUANI
 Laboratoire d'Electronique de Puissance et Commande
 Ecole Nationale Polytechnique, 10 Av. Pasteur - El Harrach - Alger

Résumé: Ce travail est consacré à l'étude de l'association convertisseur AC/DC - onduleur de tension alimentant un moteur asynchrone. Le convertisseur AC/DC et l'onduleur sont commandés respectivement par la technique de modulation sinusoidale par la technique de modulation à flux constant. Cette dernière est réalisée par le circuit intégré HEF 4752 V conçu spécialement pour la commande des onduleurs alimentant les machines asynchrones à fréquence variable.

Mots-clés: Convertisseur AC/DC, Onduleur de tension, Machine asynchrone

1- Introduction

La conception et l'exploitation des convertisseurs de puissance alimentant les machines à courant alternatif représentent un domaine de recherche qui offre aujourd'hui un très vaste champ d'investigation pour l'électronique de puissance.

Pour la commande de la machine asynchrone, la solution ensemble redresseur-onduleur à commande pleine onde est actuellement abandonnée car l'alimentation en créneau de l'onduleur cause un fort taux d'harmoniques, ce qui augmente le volume du filtre et par conséquent le coût et l'encombrement du système. Pour éviter ce problème, on commande l'onduleur par la technique de modulation de largeur d'impulsions (MLI) [1].

L'utilisation des redresseurs classiques cause un fort taux d'harmoniques généré dans le réseau entraînant des distorsions dans l'onde de tension ce qui conduit à la détérioration du facteur de puissance du côté réseau [2].

Pour éviter cette perturbation, on s'oriente de plus en plus vers le remplacement des redresseurs classiques par des convertisseurs à modulation de largeur d'impulsions capables de:

- imposer une forme de courant sinusoidale quelque soit le type de charge.
- contrôler le facteur de puissance du réseau.
- assurer la réversibilité fonctionnelle.

Dans ce travail, nous proposons d'étudier l'association convertisseur AC/DC - onduleur de tension alimentant un moteur asynchrone. Le convertisseur est commandé par la technique de modulation sinusoidale alors que l'onduleur est commandé par la technique de modulation à flux constant réalisée par un circuit intégré (HEF 4752 V de Philips)

conçu spécialement pour la commande des onduleurs alimentant les machines asynchrones à fréquence variable.

2. Description et modélisation du système

Le système global est composé (fig.1) par un moteur asynchrone triphasé alimenté par un onduleur de tension à transistors, commandé par la technique de modulation à flux constant basée sur le circuit intégré HEF 4752V.

Le convertisseur statique AC/DC alimentant l'onduleur est composé, lui aussi de transistors shuntés par des diodes de récupération, commandé par la stratégie de modulation triangulo-sinusoidale.

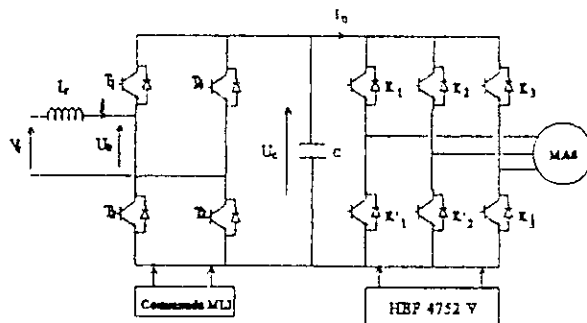


Fig.1: Schéma global de l'association convertisseur-onduleur-machine asynchrone

2.1: Convertisseur AC/DC:

La figure 2 montre le schéma de principe d'un redresseur à transistors commandé en MLI. Il est composé de quatre transistors (T_1, T_2, T_3, T_4) shuntés par des diodes de roue libre.

Plusieurs techniques de modulation peuvent être utilisées [2], pour notre part la technique triangulo-sinusoidale a été appliquée (fig. 3).

La self L_c permet de réduire les ondulations du courant de la source et la capacité C a pour rôle d'une part, de filtrer la tension de sortie du convertisseur et d'assurer le survoltage d'autre part.

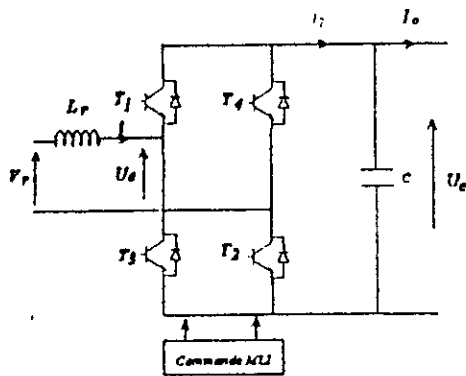


Fig. 2: Schéma de principe du convertisseur AC/DC

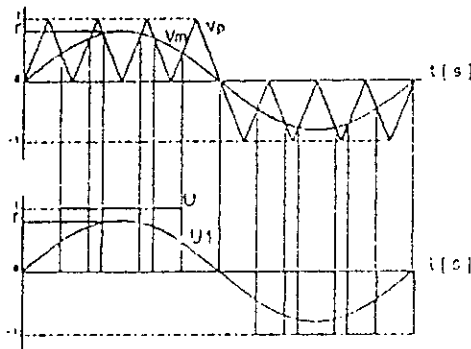


Fig. 3: Commande triangulo-sinusoidale unipolaire.

Le fonctionnement réversible du convertisseur peut être représenté par les trois configurations principales schématisées à la figure 4. Elles sont obtenues en considérant la fonction de connexion U dépendant des séquences de conduction des interrupteurs. En MLI, elle est le résultat de comparaison d'une onde de référence modulante avec un signal triangulaire dit onde porteuse (Fig. 3).

$$U = \begin{cases} 1 & \text{si } T_1 \text{ et } T_2 \text{ fermés } T_3 \text{ et } T_4 \text{ ouverts} \\ 0 & \text{si } T_1 \text{ et } T_4 \text{ fermés } T_2 \text{ et } T_3 \text{ ouverts} \\ -1 & \text{si } T_3 \text{ et } T_4 \text{ fermés } T_1 \text{ et } T_2 \text{ ouverts} \end{cases}$$

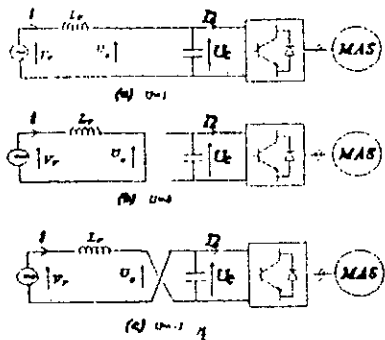


Fig. 4: Différents modes de fonctionnement du convertisseur AC/DC

Les équations qui régissent le système de puissance sont :

$$V_r = U_s + L_r \frac{di}{dt} \quad (1)$$

$$I_o = I_2 - C \frac{dU_c}{dt}$$

Où V_r est la tension de la source, donnée par:

$$V_r = \sqrt{2} V \sin(\omega t) \quad (2)$$

U_c est la tension d'entrée du redresseur, elle est traduit par la relation suivante:

$$U_s = U \cdot U_c \quad (3)$$

U étant la fonction de commande du convertisseur dépendant des séquences de conduction des interrupteurs T_i .

Les fondamentaux I_1 et U_1 du courant i et de la tension U_s sont liés à la tension V_r par la relation suivante:

$$\vec{V}_r = \vec{U}_1 + jL_r \omega \vec{I}_1 \quad (4)$$

qui traduit le diagramme vectoriel de la Figure (5.a)

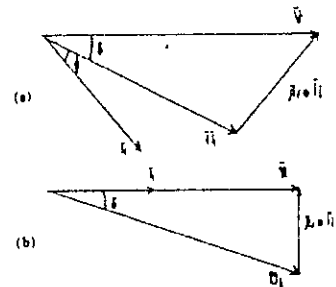


Fig. 5: Diagrammes vectoriels

Mais dans notre étude, nous cherchons à placer le fondamental du courant d'entrée en phase avec la tension d'entrée ($\phi=0$), donc le diagramme vectoriel de la figure 5.b. Ainsi, nous pouvons écrire les équations suivantes:

$$U_1 = \sqrt{V_r^2 - (L_r \omega I_1)^2} \quad (5)$$

$$\operatorname{tg}(\delta) = \frac{L_r \omega I_1}{V_r}$$

En désignant par δ le déphasage du fondamental de U_c en arrière de la tension V_r . Il est égal au déphasage par rapport à l'onde de référence servant à déterminer les instants de commande des interrupteurs [2,3].

2.2. Onduleur de tension [3]:

L'onduleur de tension est composé de six transistors (T₁, ..., T₆) shuntés en antiparallèle par des diodes (D₁, ..., D₆) de roue libre afin de renvoyer le courant négatif vers la capacité de filtrage. Les tensions simples V₁ peuvent être exprimées en fonction des signaux logiques S₁ obtenus par la stratégie imposée par le circuit intégré IITEF 4752V.

$$V_1 = \frac{U}{2} (2s_1 - s_2 - s_3)$$

$$V_2 = \frac{U}{2} (2s_2 - s_1 - s_3)$$

$$V_3 = \frac{U}{2} (2s_3 - s_2 - s_1)$$

Le courant à l'entrée de l'onduleur peut s'écrire

$$i_0 = s_1 i_a + s_2 i_b + s_3 i_c \quad (7)$$

où i₁, i₂, i₃ sont les courants de lignes de la machine

2.3. Machine asynchrone:

En adoptant les hypothèses simplifiées usuelles (symétrie de la machine, circuit magnétique non saturé etc...), le modèle de la machine dans la configuration de Park s'exprime dans le référentiel lié au stator s'écrit [3]:

$$A^s \frac{d\phi^s}{dt} = R^s i^s + \frac{d\phi^s}{dt}$$

$$A^r \frac{d\phi^r}{dt} = R^r i^r + \frac{d\phi^r}{dt}$$

$$0 = R^r i^r + \frac{d\phi^r}{dt} - \omega^m \phi^r$$

$$0 = R^s i^s + \frac{d\phi^s}{dt} + \omega^m \phi^s$$

Les flux couplés sont:

$$\phi_{ps}^s = L_{ps} i^s + L_{pm} i^r$$

$$\phi_{ps}^r = L_{pr} i^r + L_{pm} i^s$$

$$\phi_{pr}^s = L_{ps} i^s + L_{pm} i^r$$

$$\phi_{pr}^r = L_{pr} i^r + L_{pm} i^s$$

Le couple électromagnétique s'écrit:

$$T_{em} = \frac{2}{3} p L_{pm} (i^s i^r - i^r i^s) \quad (10)$$

L'équation mécanique est alors:

$$J \frac{d\omega^m}{dt} = T_{em} - T_r - f_r \omega^m \quad (11)$$

3. Résultats de simulation

L'étude a été appliquée sur une machine asynchrone triphasée à cage de 1.1 kW, 220/380 V, 4/4/2.6 A, dont les paramètres sont donnés en annexe.

Les résultats obtenus à la figure(6.a) montrent que le courant de source i est déphasé par rapport à la tension du réseau V₁ car l'angle de décalage est nul.

La figure(6.b) montre l'influence de la commande décalée sur le facteur de puissance. En effet, nous remarquons que le déphasage entre le fondamental du courant i et la tension du réseau V₁ est nul, par conséquent le facteur de puissance du côté réseau est égal à l'unité.

La tension de sortie U₀ est parfaitement constante pour une capacité de valeur suffisante. Elle est supérieure à celle de la tension d'entrée, ce qui confirme que le convertisseur AC/DC fonctionne comme un redresseur élévateur de tension contrairement au redresseur simple.

La figure 7 montre les résultats de simulation au démarrage du moteur fonctionnant à flux constant. Y sont représentées les ondes donnant la vitesse de rotation, le couple électromagnétique et la tension simple.

4. Conclusion

L'utilisation du convertisseur AC/DC à MLI comme étage d'alimentation de l'ensemble onduleur-machine asynchrone améliore considérablement le facteur de puissance du côté réseau.

La technique de commande MLI utilisée limite les harmoniques de tension de bas ordre. Les harmoniques de courant d'ordre supérieur qui influent directement sur le couple sont filtrés par la self de la machine.

Bibliographie

- [1] G. Séguier, L. Labrique, *Les convertisseurs de l'électronique de puissance*, Tome 4, Dunod, 1989.
- [2] G. Subil, H. Yot, "Signal phase controlled current rectifier", *IEEE Trans on Ia*, 1988
- [3] R. Guedouan, M. Ameziane, *Etude et simulation de l'association convertisseur AC/DC - onduleur-machine asynchrone* - Projet de fin d'étude, ENP, Juin 1994

Annexe

Paramètres de la machine:

$$L_{pm} = 791.8 \text{ mH}, f_p = 9 \cdot 10^3 \text{ kg.m}^{-2}, I_g = 0.22 \cdot 10^3 \text{ Nm.s}^{-2}$$

$$R_s = 7 \Omega, R_r = 7.5 \Omega, L_s = 18.2 \text{ mH}, L_r = 18.2 \text{ mH}$$

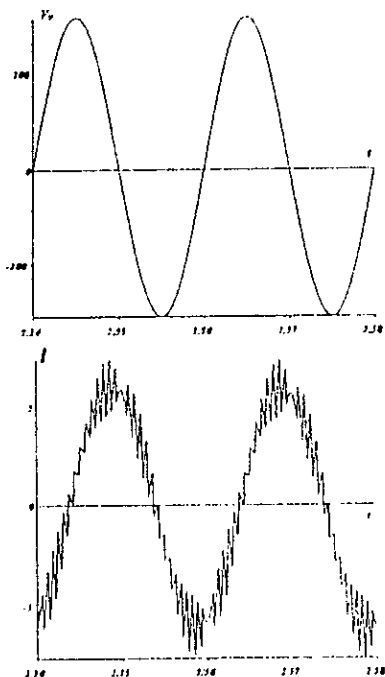


Fig.6.a: Formes d'ondes pour angle de calage $\delta=0$.

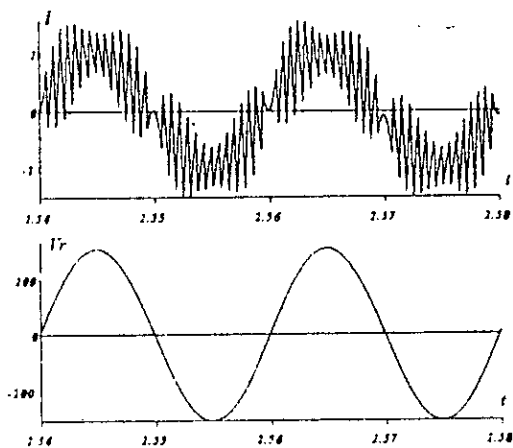


Fig.6.b: Formes d'ondes pour une commande décalée.

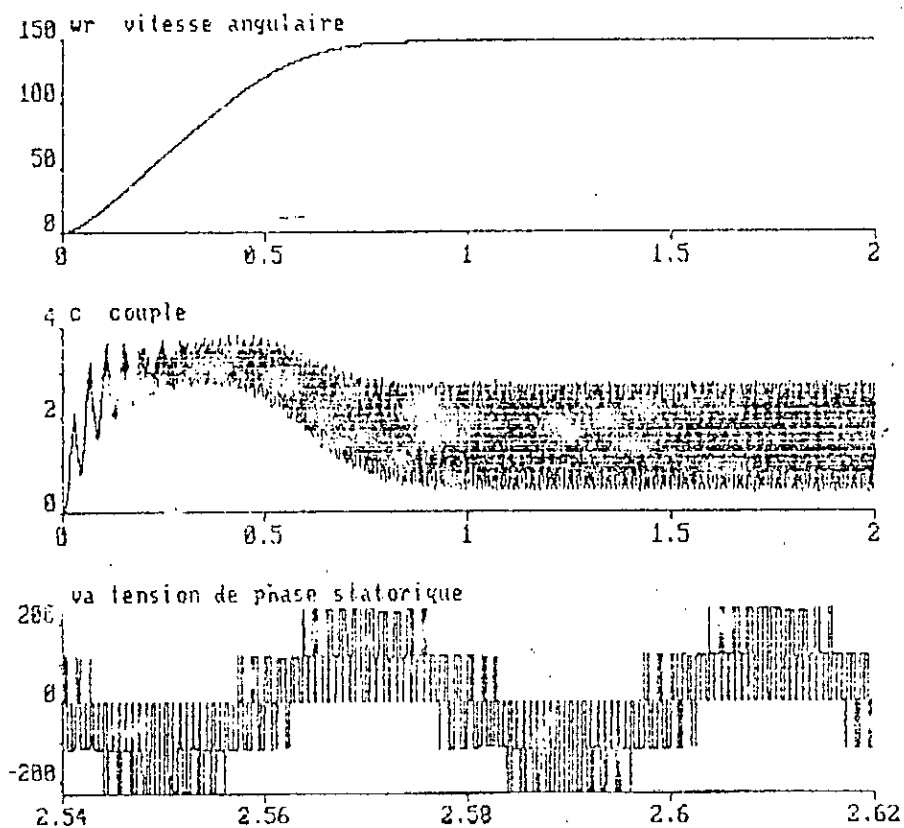


Fig.7: Evolution des grandeurs vitesse, couple et tension simple au démarrage du moteur.

II.3. Conclusion

Ce chapitre a été consacré à l'étude de l'étage d'alimentation de la machine asynchrone, c'est-à-dire les stratégies de modulation de l'onduleur et le convertisseur AC/DC alimentant cet onduleur. Cette étude a pour objectif d'imposer un fonctionnement optimal de l'association onduleur-machine sans pour autant détériorer le facteur de puissance du réseau d'alimentation auquel le système est connecté.

Ainsi, dans le premier paragraphe, plusieurs stratégies de modulation de largeur d'impulsions (MLI) ont été développées et appliquées à l'onduleur de tension alimentant une machine asynchrone.

Ces techniques ont été classées en deux groupes: monophasées et triphasées. Pour les techniques monophasées, la modulation s'effectue sur une phase de la machine, les deux autres phases sont déduites de la première en considérant l'hypothèse de symétrie de phase de cette dernière. Parmi ces techniques, notons la technique triangulo-sinusoidale, ainsi que la technique par élimination d'harmoniques. Pour les techniques triphasées, nous trouvons, tout particulièrement la modulation par tronçon et la technique de modulation vectorielle.

Pour la technique de modulation par élimination d'harmoniques, celle-ci a été développée et implémentée sur microprocesseur 8085 d'Intel. Les résultats expérimentaux pour la suppression des harmoniques 5,7,11 de l'onde de tension délivrée par l'onduleur alimentant un moteur asynchrone ont été présentés.

De plus, une étude comparative entre ces stratégies de modulation a été présentée. Cette étude qui est basée sur le coefficient de performance THDi, a révélé la supériorité des techniques triphasées sur les techniques monophasées. En effet, la technique de modulation par tronçon présente un THDi plus faible et un spectre de fréquence élevée tandis que la technique de modulation par contrôle de flux garde un faible THDi pour un rapport cyclique supérieur à 0.36.

Le second paragraphe de ce chapitre a été consacré à l'étude du convertisseur AC/DC monophasé à facteur de puissance unitaire assurant les exigences suivantes :

- forme du courant d'entrée est sinusoidale quel que soit le type de charge,
- facteur de puissance du réseau est unitaire,
- réversibilité fonctionnelle de l'installation est assurée.

Ainsi, deux travaux ont été présentés, l'un concerne la réalisation du convertisseur AC/DC et l'autre concerne l'association de ce convertisseur avec l'ensemble onduleur-machine asynchrone.

Dans le premier travail, un banc d'essai expérimental a été conçu et réalisé au laboratoire (LEPC) afin de valider l'étude théorique. De plus, une analyse de l'influence des paramètres de modulation sur le comportement du convertisseur vis-à-vis de ces stratégies est également détaillée.

Le second travail est consacré à l'étude de l'association de l'étage convertisseur AC/DC-onduleur-machine asynchrone. Le convertisseur AC/DC et l'onduleur sont commandés respectivement par la technique de modulation sinusoïdale et par la technique de modulation à flux constant.

Il ressort de ces études que l'utilisation du convertisseur AC/DC à MLI en remplacement du redresseur à thyristors améliore considérablement le facteur de puissance du côté réseau.

Chapitre III

Commande vectorielle de la machine asynchrone

Introduction

La difficulté pour commander la machine asynchrone réside dans le fait que le modèle mathématique du système dans la configuration de Park est non linéaire, multivariable et fortement couplé. Les commandes qui consistent à contrôler le couple électromagnétique par la pulsation rotorique et le flux par le rapport tension/fréquence ne peuvent répondre aux exigences technologiques actuelles nécessitant des stratégies de réglage performantes [57].

Dans la machine asynchrone, le couple électromagnétique est le résultat d'une interaction entre les courants imposés dans les enroulements du stator et les courants induits dans le rotor en court-circuit. Ainsi, toute variation de couple par variation des courants statoriques se traduit aussi par une évolution du flux induit dans le rotor. Donc pour obtenir un contrôle dynamique performant du couple, il faut, par un système de commande extérieur à la machine, réaliser un découplage des grandeurs du couple et du flux [3],[44],[45].

Ce découplage des armatures statorique et rotorique de la machine est réalisé en lui appliquant la théorie de la commande par flux orienté (commande vectorielle). Cette dernière a

été proposée en 1971 par "Blashke" [44], elle consiste à séparer la commande du flux de celle du couple par orientation d'un flux selon l'axe direct du repère choisi. Cette méthode fait deux choix, le premier concerne les variables d'état, le second, le choix du repère. Cela permet d'obtenir une structure de commande découplée [44],[45],[46],[48],[50],[51]. Le découplage peut alors être réalisé par orientation du flux statorique, du flux dans l'entrefer ou du flux rotorique.

Depuis son apparition, la commande vectorielle des machines asynchrones n'a cessé d'intéresser les chercheurs dans le domaine des entraînements électriques à vitesse variable. Cela s'explique par les nombreux travaux de recherche effectués dans ce domaine [44] à [86]. Certains de ces travaux [48],[56],[63],[65],[67],[71],[75] ont montré que les performances de la commande étudiée dépendent considérablement de la précision avec laquelle les paramètres du moteur sont connus. Comme ces paramètres varient avec la température et l'état magnétique de la machine, l'étude de l'influence de la variation de ces paramètres sur la commande est nécessaire.

Ce chapitre est consacré à l'étude de la commande vectorielle de la machine asynchrone alimentée par onduleur de tension. Ainsi, après avoir présenté les principes de base de la commande, nous abordons les principales méthodes d'orientation du flux, à savoir, la méthode directe et la méthode indirecte. Ensuite nous présentons, après vérification du découplage, les caractéristiques de réglage de vitesse en boucle fermée de la machine asynchrone alimentée par onduleur de tension à stratégie de modulation sinusoïdale (indice de modulation $m=21$).

De plus, nous présentons une publication [62] sur l'étude comparative utilisant deux types de régulateurs *PI* et *IP* pour le réglage de vitesse d'une machine asynchrone alimentée par onduleur de tension et commandée par la technique du flux orienté. Les résultats obtenus en boucle fermée ont bien mis en évidence l'apport des régulateurs *IP* dans le domaine de la régulation.

III.1. Principes de base de la commande vectorielle:

III.1.1. Description

Le principe du découplage permet de modéliser la machine asynchrone comme une machine à courant continu, par application de cette technique de commande. Pour réaliser un contrôle similaire à celui des machines à courant continu à excitation séparée, il est nécessaire

d'orienter le flux en quadrature avec le couple. On dissocie ainsi le courant statorique en deux composantes i_{ds} et i_{qs} en quadrature de telle sorte que le courant i_{ds} soit orienté suivant l'axe du flux rotorique. A flux rotorique constant, le couple dépend alors uniquement du courant i_{qs} (fig. III.1).

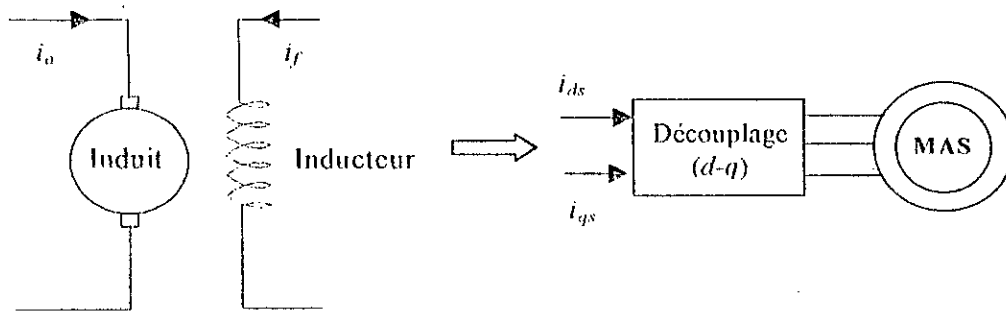


Fig. III.1: Principe de la commande découplée.

Pour la machine asynchrone, la commande du champ orienté consiste à réaliser un découplage des grandeurs génératrices du couple électromagnétique et du flux rotorique. Ceci peut se faire en coïncidant le flux rotorique avec l'axe d du référentiel lié au champ tournant (Fig. III.2).

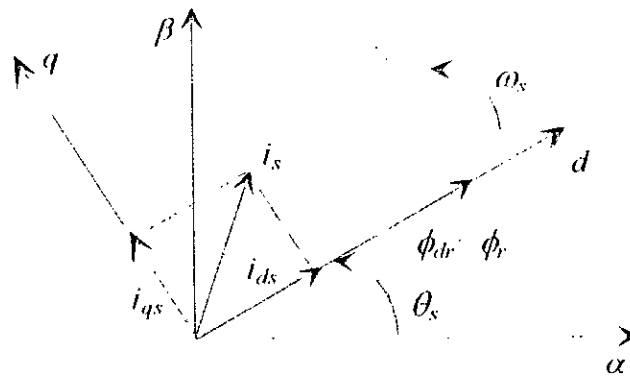


Fig. III.2 : Orientation du flux rotorique sur l'axe d

Ainsi, en agissant sur les variables i_{ds} et i_{qs} , les grandeurs ϕ_r et T_e sont commandées séparément; cela se traduit par :

$$\begin{cases} \phi_d = \phi_r \\ \phi_q = 0 \end{cases} \quad (\text{III.2})$$

Les méthodes d'orientation sont directe et indirecte. La méthode directe consiste à déterminer la position et le module du flux. Pour cela, deux procédés sont utilisés à savoir la mesure du flux dans l'entrefer de la machine à l'aide de capteurs et l'estimation de flux à l'aide de modèles mathématiques [48],[53],[62]. En revanche, la méthode indirecte consiste à ne pas utiliser l'amplitude du flux, mais seulement sa position. Dans ce cas le flux n'est pas contrôlé directement, c'est une variable intermédiaire, liée au flux par un modèle de référence, qui est contrôlée [48],[54],[56],[72],[73].

III.1.2. Contrôle du flux rotorique par la méthode directe

Pour une machine asynchrone triphasée alimentée en tension, les tensions statoriques (v_{ds}, v_{qs}) sont considérées comme variables de commande, les courants statoriques (i_{ds}, i_{qs}) , les flux rotoriques (ϕ_{dr}, ϕ_{qr}) ou statoriques (ϕ_{ds}, ϕ_{qs}) ou d'entrefer (ϕ_{ds}, ϕ_{qs}) et la vitesse mécanique (Ω) comme variables d'état. Pour réaliser le contrôle vectoriel du flux, il faut que le repère (d,q) et le flux aient la même vitesse de rotation, d'où la nécessité de choisir le référentiel lié au champ tournant.

Nous développons la structure par orientation du flux rotorique car celle-ci est particulièrement avantageuse puisqu'elle conduit à un découplage parfait entre le flux rotorique présent dans la machine et le couple électromagnétique engendré [48][53].

III.1.2.1. Modèle en tension en vue d'un contrôle du flux rotorique

Considérons les deux courants statoriques (i_{ds}, i_{qs}) , les flux rotoriques (ϕ_{dr}, ϕ_{qr}) , et la vitesse mécanique (Ω) comme variables d'état, le modèle de la machine asynchrone avec orientation du flux rotorique s'écrit:

$$\begin{cases} \frac{d i_{ds}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left[-R_{sm} i_{ds} + \omega_s \sigma L_s i_{qs} + \frac{L_m}{L_r} \frac{d \phi_r}{dt} + v_{ds} \right] \\ \frac{d i_{qs}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left[-R_{sm} i_{qs} - \omega_s \sigma L_s i_{ds} - \frac{L_m}{L_r} \omega_s \phi_r + v_{qs} \right] \\ \frac{d \phi_r}{dt} = \frac{L_m i_{ds} - \phi_r}{T_r} \\ \omega_s = \frac{L_m i_{qs}}{T_r \phi_r} \quad \text{et} \quad \Gamma_r = \frac{p L_m}{L_r} \phi_r i_{qs} \end{cases} \quad (III.3)$$

$$\text{avec: } R_{sm} = R_s + \frac{L_m^2}{L_r} R_r \quad \omega_s = p \Omega_r \quad \omega_d = \omega_r - \omega_s$$

Dans ce qui suit, nous développons la technique favorisée par le développement des microprocesseurs et qui consiste à estimer le flux à partir des grandeurs plus faciles à acquérir (vitesse, courants, tensions) et du modèle de la machine.

Le schéma bloc de modèle de flux rotorique est représenté par la figure (fig. III.3):

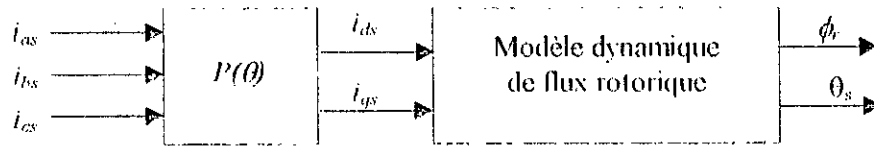


Fig. III.3: Schéma bloc de commande utilisant une estimation du flux.

Pour obtenir les composantes i_{ds} et i_{qs} des courants statoriques, il suffit de capter les courants i_{as} , i_{bs} , i_{cs} et d'appliquer ensuite la transformation de Park avec $\theta_s = \int \omega_s dt$.

L'estimation de flux rotorique et sa position est obtenue par les équations suivantes:

$$\begin{cases} \frac{d\phi_r}{dt} = \frac{L_m i_{ds} - \phi_r}{T_r} \\ \frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s = \omega_r + \frac{L_m i_{qs}}{T_r \phi_r} \end{cases} \quad (III.4)$$

Ce modèle est représenté par le schéma suivant:

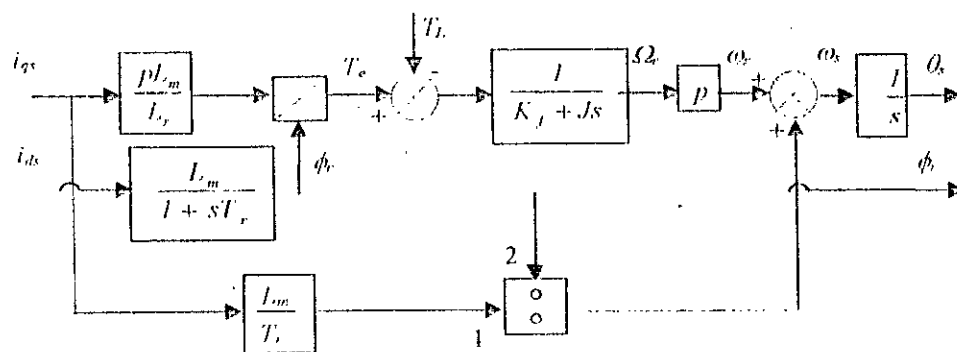


Fig. III.4: Modèle dynamique du flux rotorique

L'estimation du flux par les modèles dynamiques dépend fortement des paramètres internes de la machine (constante de temps rotorique, conductance...), ce qui entraînera, en cas de mauvaise identification, des erreurs sur l'orientation du flux et le découplage dans ce cas n'est jamais total.

III.1.2.2. Vérification par simulation du découplage entre le flux et le couple

Le modèle d'orientation de flux rotorique a été utilisé pour calculer la commande à appliquer avec un couple de référence $(T_e)_{ref} = [+10, -10]$ Nm et un flux de référence de $(\phi_r)_{ref} = 1$ Wb. Les graphes de la figure (Fig. III.5) montrent clairement une période d'initialisation du flux rotorique (ϕ_r) qui atteint sa valeur de référence après 0.35 sec. A partir de cet instant, le couple électromagnétique de la machine suit la référence imposée. Le dépassement n'est pas gênant pendant le transitoire et l'erreur statique est nulle en régime permanent. Notons aussi que la variation brusque du couple n'affecte pas le flux rotorique, représenté par ses composantes ϕ_{dr} et ϕ_{qr} . Cette constatation permet de conclure sur le découplage entre le couple et le flux que permet la commande par orientation de flux.

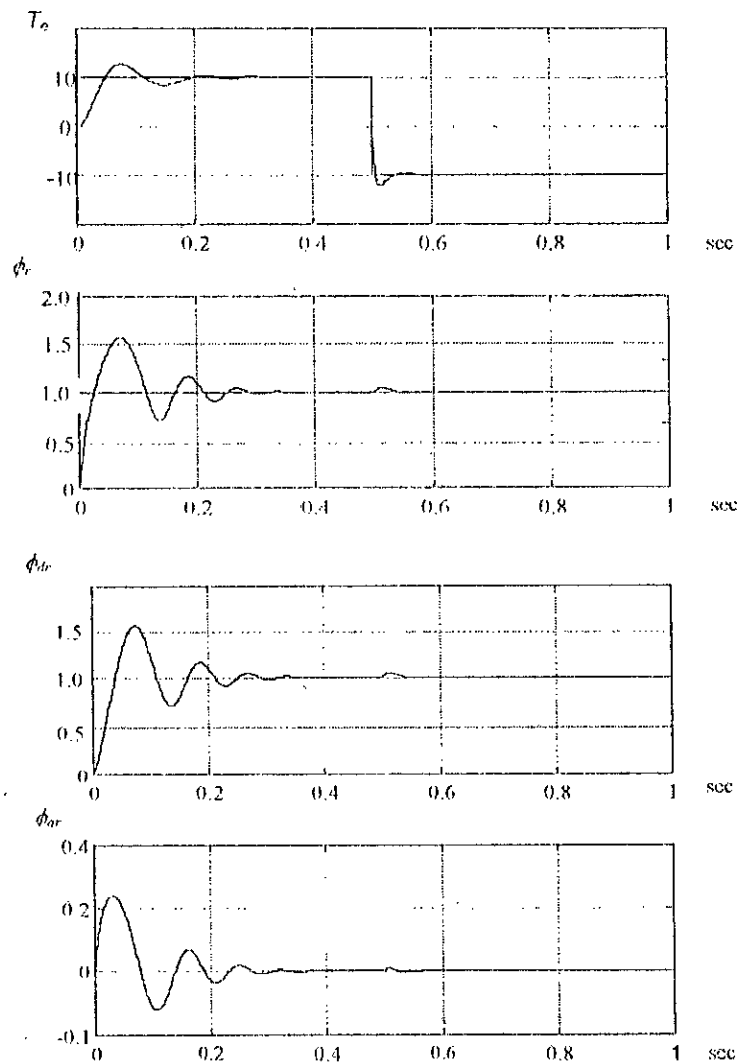


Fig III.5 : Commande par orientation du flux rotorique

III.1.2.3. Contrôle vectoriel par la méthode directe en boucle fermée

La figure (fig.III.6) schématise le principe de la commande vectorielle (méthode directe) de la machine asynchrone alimentée par onduleur de tension où le flux rotorique et la position sont estimés à partir de la mesure des courants de phase statoriques et de la vitesse de rotation, comme précisé par le modèle de la figure (fig.III.4).

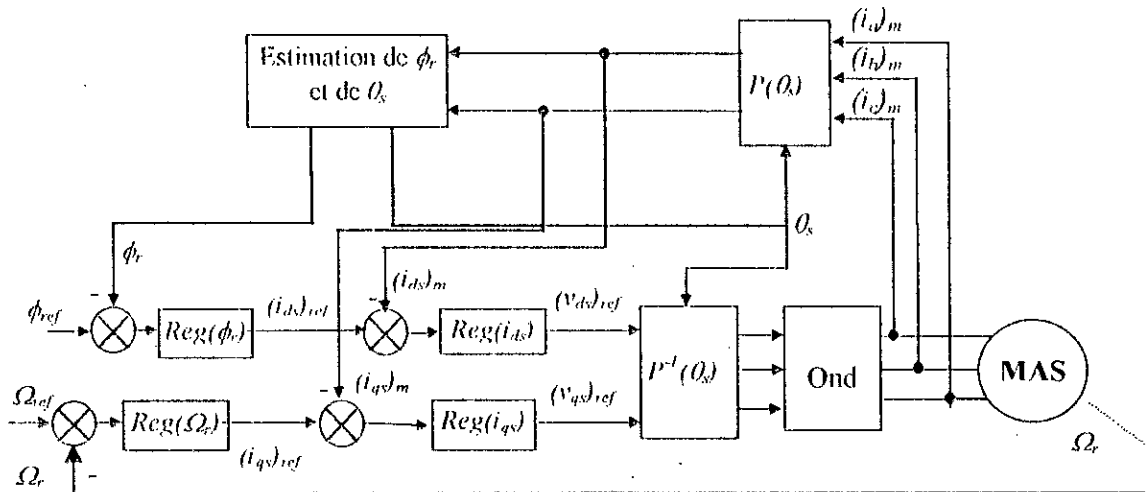


Fig. III.6 : Schéma de réglage de vitesse de la machine asynchrone commandée par la méthode directe du champ orienté.

Notre objectif consiste à déterminer les actions exercées sur les grandeurs de réglage v_{ds} et v_{qs} . Ces actions ne sont autres que les sorties $(v_{ds})_{ref}$ et $(v_{qs})_{ref}$ des correcteurs représentant respectivement les valeurs instantanées souhaitées pour les tensions de réglage après découplage.

Des équations (III.3), les composantes directe et en quadrature du courant statorique s'écrivent :

$$i_{ds} = \frac{\frac{v_{ds}}{\sigma L_s} - e_q}{s + \frac{R_{sm}}{\sigma L_s}} \quad \text{et} \quad i_{qs} = \frac{\frac{v_{qs}}{\sigma L_s} - e_d}{s + \frac{R_{sm}}{\sigma L_s}} \quad (III.5)$$

où e_d et e_q sont des termes de découplage entre les axes d et q définis par :

$$e_d = \omega_r i_{ds} + \frac{1 - \sigma}{\sigma L_m} \omega_r \phi_r$$

$$e_q = -(\omega_r i_{qs} + \frac{1 - \sigma}{\sigma L_m} \frac{\phi_r}{T_r}) \quad (III.6)$$

Les tensions de référence $(v_{ds})_{ref}, (v_{qs})_{ref}, (v_{\omega})_{ref}$ appliquées à l'onduleur de tension s'écrivent :

$$\begin{pmatrix} (v_a)_{ref} \\ (v_b)_{ref} \\ (v_c)_{ref} \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \cos(\theta_s) & -\sin(\theta_s) \\ \cos(\theta_s - 2\pi/3) & -\sin(\theta_s - 2\pi/3) \\ \cos(\theta_s + 2\pi/3) & -\sin(\theta_s + 2\pi/3) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} (v_{ds})_{ref} \\ (v_{qs})_{ref} \end{pmatrix} \quad (III.7)$$

La position du flux est donnée par l'équation suivante:

$$\theta_s = \int \left(\omega_r + \frac{I_m (i_{qs})_{ref}}{T_r (\phi_r)_{ref}} \right) dt \quad (III.8)$$

Simulation:

Le schéma de contrôle simulé est celui présenté à la figure (fig. III.6), la machine étant alimentée par un onduleur de tension à stratégie de modulation sinusoïdale (indice de modulation $m=21$ pour une vitesse de consigne initiale de 100 rd/sec). Un fonctionnement tel qu'une réponse de 100 rd/sec suivie d'une application d'une charge de 10 Nm entre 1 et 1.5 sec et puis d'une inversion de vitesse de -100 rd/sec à partir de 2 sec a été imposé. Il est représenté à la figure (fig. III.7) les réponses suivantes :

- évolution du couple développé par la machine,
- évolution de la vitesse de rotation,
- évolution du courant statorique,
- évolution des flux rotoriques réel, direct et en quadrature.

De ces résultats, nous tirons les remarques suivantes :

- la machine répond à un échelon de vitesse, au démarrage et à l'inversion de sens de marche, au bout de 0.5 sec et l'application d'un couple de charge de 10 Nm n'affecte guère la vitesse de rotation souhaitée.
- le flux rotorique est installé au bout de 0.2 sec de manière à fournir un couple important au démarrage ne dépassant pas la valeur limitée (20 Nm),
- le découplage est maintenu le long du régime de fonctionnement sévère imposé à la machine puisque la composante directe du flux rotorique tend vers sa valeur de référence $(\phi_{dr})_{ref}=1$ Wb et la composante en quadrature ϕ_{qr} tend vers sa valeur nulle.

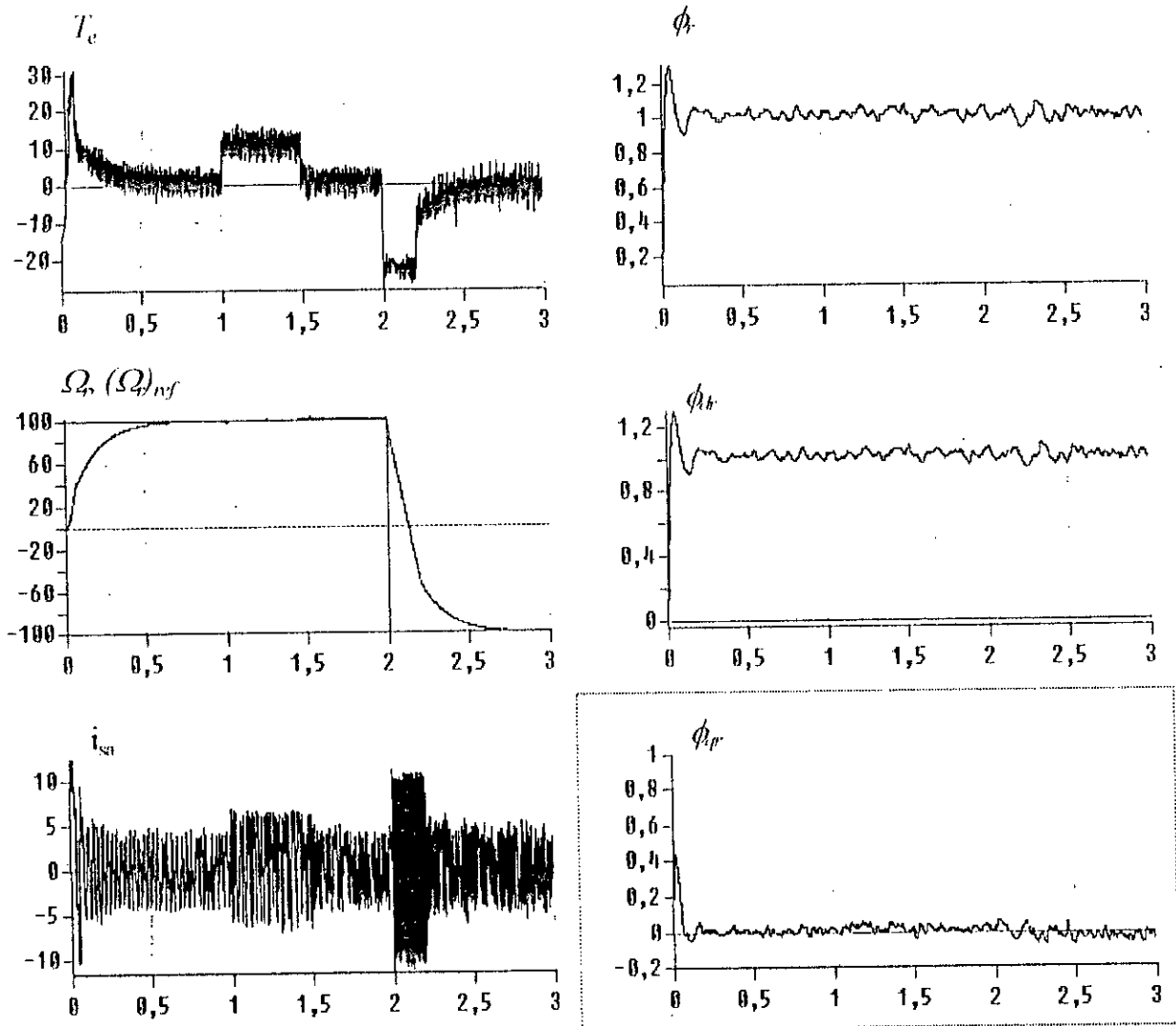


Fig. III.7: Commande vectorielle directe de la machine asynchrone alimentée par onduleur de tension. Réponses à l'échelon de vitesse de 100 rd/sec suivi d'une application d'un couple de charge de 10 Nm entre 1 et 1.5 sec. puis d'une inversion de vitesse à partir de 2 sec.

III.1.3. Contrôle du flux rotorique par la méthode indirecte

Comme nous l'avons précisé précédemment la méthode indirecte consiste à ne pas utiliser l'amplitude du flux, mais seulement sa position. Dans ce cas le flux n'est pas contrôlé directement, c'est une variable intermédiaire, liée au flux par un modèle de référence.

Ainsi, en reprenant la description de la commande vectorielle par orientation du flux rotorique sur l'axe d du repère lié au champ tournant et en réécrivant le système d'équations (III. 3) de la manière suivante :

$$\begin{cases} v_{ds} = R_{sm} i_{ds} + \sigma L_s \frac{di_{ds}}{dt} - \frac{L_m}{L_r} \frac{\phi_r}{T_r} - \omega_s \sigma L_s i_{qs} \\ v_{qs} = R_{sm} i_{qs} + \sigma L_s \frac{di_{qs}}{dt} + \frac{L_m}{L_r} \omega_s \phi_r + \omega_s \sigma L_s i_{ds} \\ \phi_r = \frac{L_m i_{ds}}{1 + sT_r} \\ T_r = \frac{pL_m}{L_r} \phi_r i_{qs} \quad \text{et} \quad \omega_{sl} = \frac{L_m i_{qs}}{T_r \phi_r} \end{cases} \quad (\text{III.9})$$

nous constatons que seule la composante directe du courant statorique i_{ds} détermine l'amplitude du flux rotorique ϕ_r , alors que le couple ne dépend que de la composante en quadrature i_{qs} , si le flux rotorique ϕ_r est toutefois maintenu constant (fig. III.8). Par contre, les équations de tensions montrent un couplage indésirable, ce qui nécessite d'utiliser un circuit de découplage lors de l'implémentation de la commande.

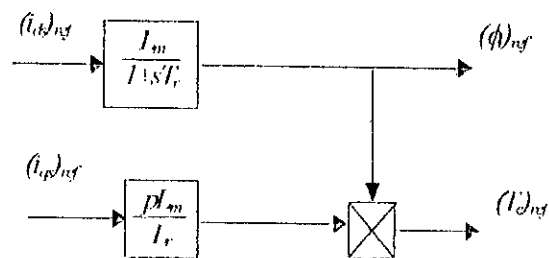


Fig. III.8: Découplage avec orientation du flux rotorique.

D'où nous tirons une commande découplée en tension qui consiste à contrôler la composante directe v_{ds} et en quadrature v_{qs} , de façon à obtenir le couple électromagnétique et le flux souhaités dans la machine. Le bloc de découplage en tension, appelé F.O.C, est donné par la figure (Fig. III.9).

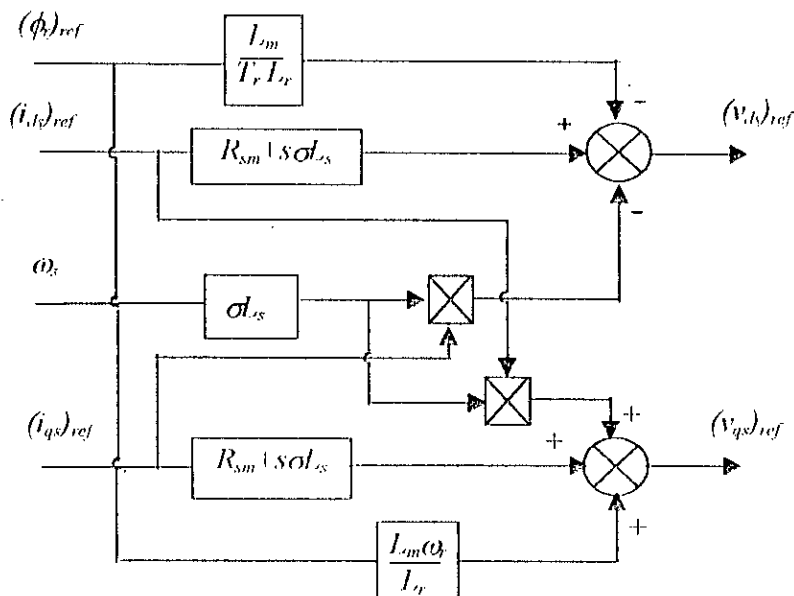


Fig. III.9: Découplage entre v_{ds} et v_{qs} avec orientation du flux rotorique.

Nous réalisons finalement la commande suivante :

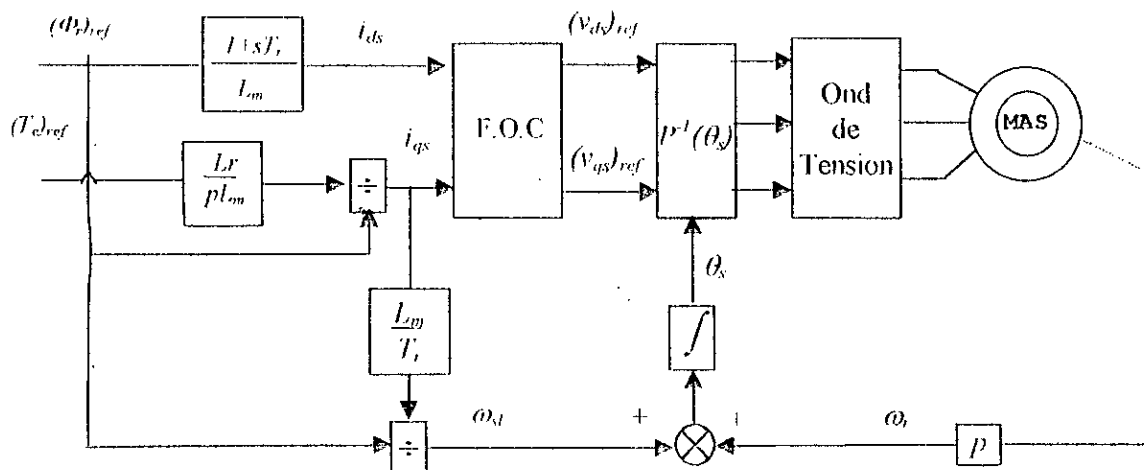


Fig.III.10: Schéma de la commande découplée par orientation du flux rotorique

Afin de vérifier le découplage introduit par cette commande entre le flux et le couple, nous simulons le système en imposant une référence de flux rotorique de $(\phi_r)_{ref} = 1$ Wb, et un couple de référence de forme en créneau $[+10,-10]$ Nm (fig. III.11). Nous remarquons que le couple électromagnétique suit parfaitement la référence du couple imposée et que le flux rotorique s'oriente suivant l'axe d puisque la composante ϕ_{dr} tend vers sa valeur de référence et la composante ϕ_{qr} tend vers zéro.

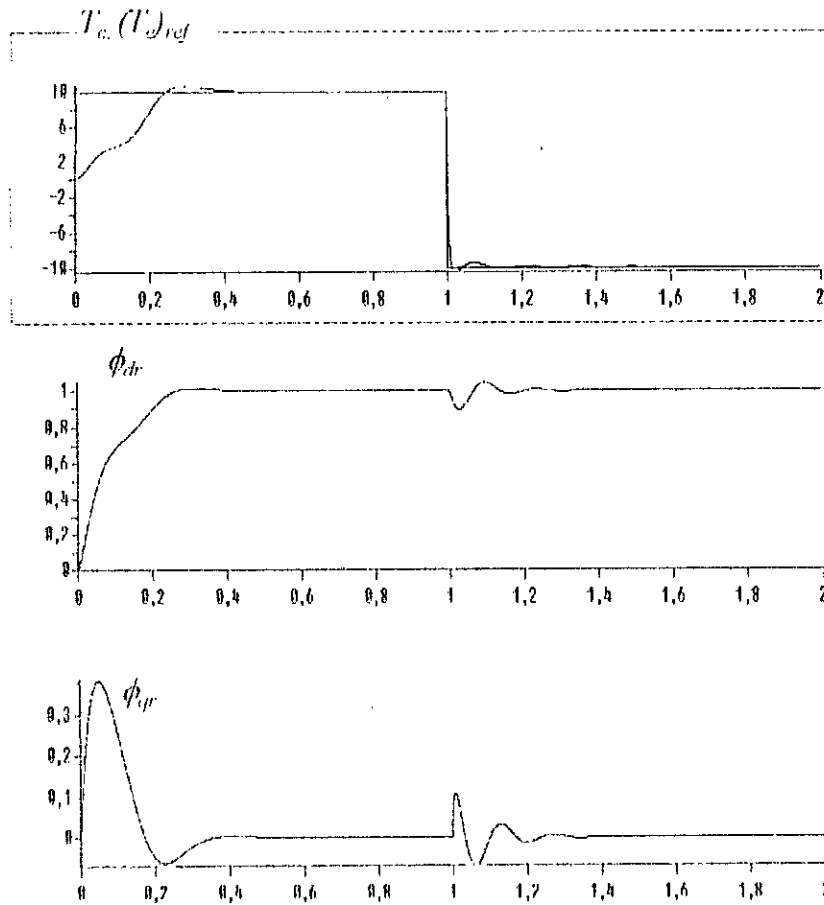


Fig. III. 11 : Réponses des composantes de flux pour un couple de référence en forme de créneau.

Concernant le réglage de la vitesse, celui-ci est donné par le schéma fonctionnel de régulation de la figure (III.12). Un régulateur de type PI et un bloc de défluxage ont été rajoutés au montage de découplage de la figure (III.10) dont ce dernier a pour but d'imposer un fonctionnement à flux constant pour des vitesses inférieures ou égales à la vitesse nominale et un fonctionnement à puissance constante pour des vitesses supérieures à la vitesse nominale.

$$\phi_r = \begin{cases} \phi_n & \text{si } |\Omega_r| \leq \Omega_n \\ \phi_n \frac{\Omega_n}{\Omega_r} & \text{si } |\Omega_r| > \Omega_n \end{cases} \quad (III.10)$$

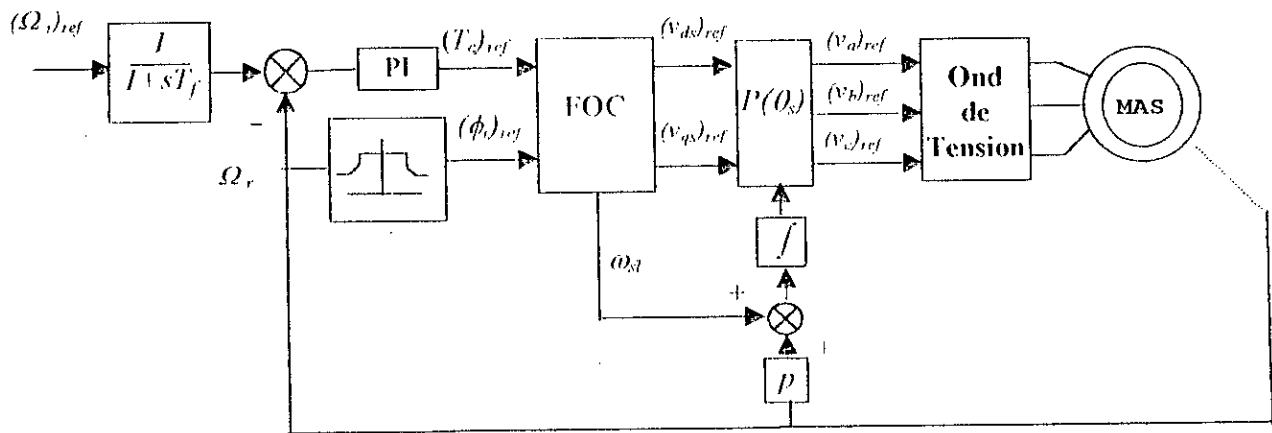


Fig. III.12 : Schéma fonctionnel de régulation de vitesse d'une machine asynchrone commandée par la technique du flux orienté (méthode indirecte).

Simulation :

Nous avons simulé le montage de la figure ci-dessus pour une vitesse de consigne initiale de 100 rd/sec, la machine étant alimentée par un onduleur de tension à stratégie de modulation sinusoïdale (indice de modulation $m=21$). Un fonctionnement tel qu'une réponse de 100 rd/sec suivie d'une application d'une charge de 10 Nm entre 1 et 1.5 sec et puis d'une inversion de vitesse de -100 rd/sec à partir de 2 sec a été imposé. Il est représenté les réponses suivantes (fig. III.13):

- évolution du couple développé par la machine,
- évolution de la vitesse de rotation,
- évolution du courant statorique,
- évolution des flux rotoriques réel, direct et en quadrature.

Ainsi, le flux rotorique est installé au bout de 0.25 sec de manière à fournir un couple important au démarrage et la machine répond à un échelon de vitesse au bout de 0.5 sec et l'application d'un couple de charge de 10 Nm n'affecte guère la vitesse de rotation souhaitée.

Nous vérifions également le découplage par les composantes du flux rotorique ($\phi_r = (\phi_{dr})_{ref} = 1$ Wb et $\phi_{qr} = 0$) qui est maintenu, malgré le fonctionnement sévère imposé à la machine.

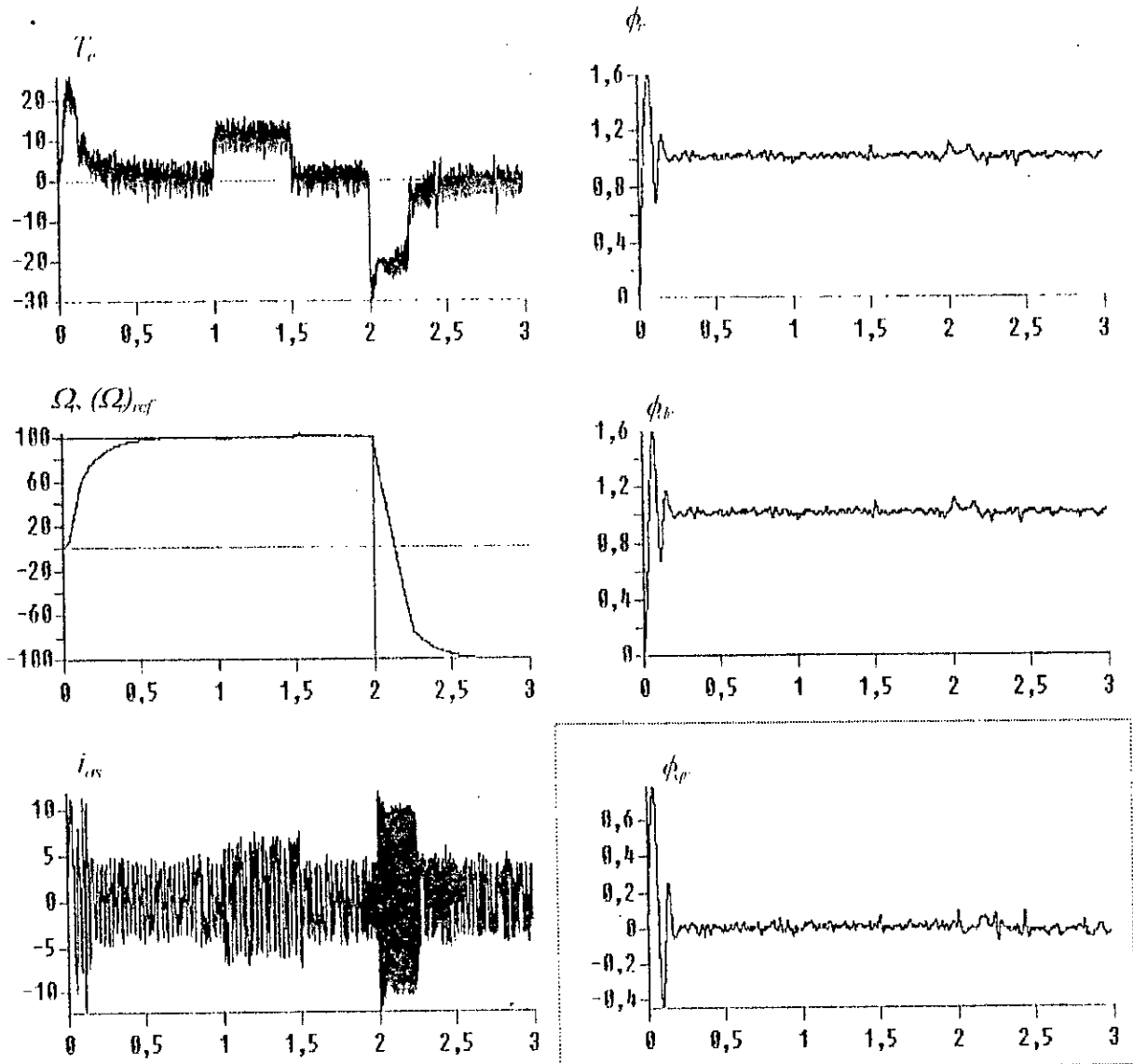


Fig. III.13 : Commande vectorielle indirecte de la machine asynchrone alimentée par onduleur de tension.
 Réponses à l'échelon de vitesse de 100 rd/s suivi d'une application d'un échelon de couple résistant de 10 Nm entre 1 et 1.5 sec, puis d'une inversion de sens de marche de -100 rd/s à partir de 2 sec.

III.2. Comparaison des régulateurs *PI* et *IP* pour la commande vectorielle directe d'une machine asynchrone

Dans ce travail, nous proposons l'étude de la régulation de vitesse d'une machine asynchrone alimentée par onduleur de tension et commandée par la technique du flux orienté. Deux types de régulateurs sont proposés dont les actions proportionnelle et intégrale sont msdxutilisées différemment, le régulateur *PI* où ces actions sont mises en parallèle et le régulateur *IP* où elles sont mises en série.

L'étude est menée par simulation puis validée expérimentalement sur un banc d'essai pratique. Ainsi, une étude comparative mettant en évidence l'intérêt de l'utilisation du régulateur *IP* a été détaillée, ensuite les paramètres de chacun des régulateurs seront déterminés [62].

Dans ce qui suit, nous présentons l'article détaillé.

courant statorique (i_{qs}) et que le flux rotorique (ϕ_r) est constant, l'expression du couple s'écrit comme suit :

$$T_{em} = \frac{pL_m}{L_r} \phi_{ref} i_{qr} = K_r i_{qr} \quad (8)$$

avec $K_r = \frac{pL_m}{L_r} \phi_{ref}$

• Cas du régulateur PI :

Le schéma fonctionnel de régulation de vitesse, déduit à partir des équations (2) et (8), est donné par la figure 3.

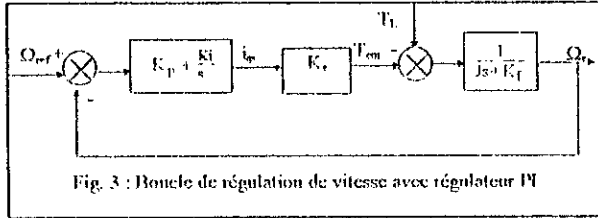


Fig. 3 : Boucle de régulation de vitesse avec régulateur PI

Après compensation du pôle dominant J/K_f , la sortie Ω_r en fonction des paramètres du régulateur est donnée par :

$$\Omega_r = \frac{K_r K_f}{Js + K_r K_f} \Omega_{ref} - \frac{s}{(Js + K_f)(Js + K_r K_f)} T_L \quad (9)$$

En régime permanent ($\Omega = \Omega_{ref}$), la poursuite se fait à une dynamique dépendant des paramètres du régulateur ($J/K_r K_f$) et le rejet de perturbation se fera à la dynamique du système car $\frac{J}{K_r K_f} \ll \frac{J}{K_f}$.

La perturbation s'annule avec la dynamique de la boucle ouverte, c'est à dire que le rejet de perturbation s'effectue avec un temps de réponse qui est fonction de (J/K_f) dépendant des paramètres de la machine. Le régulateur n'intervient donc pas à ce niveau.

• Cas du régulateur IP

Soit le circuit de régulation représenté par le schéma fonctionnel de la figure 4.

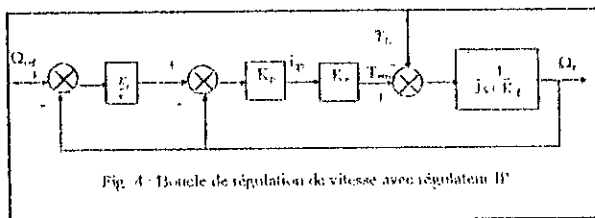


Fig. 4 : Boucle de régulation de vitesse avec régulateur IP

Comme précédemment, l'expression de la sortie Ω_r sera :

$$\Omega_r = \frac{K_r K_f K_i \Omega_{ref} - s T_L}{Js^2 + (K_f + K_r K_c)s + K_c K_r K_i} \quad (10)$$

En régime permanent ($\Omega = \Omega_{ref}$), la perturbation s'annule, mais cette fois-ci le rejet se fait à la même dynamique que la poursuite (réponse du second ordre dépendant de K_p et K_i), étant donné que T_L et Ω_{ref} sont multipliés par des fonctions ayant le même dénominateur. Pour un régulateur IP, la dynamique de poursuite égale à la dynamique de régulation, elle dépend à la fois des coefficients des régulateurs et des paramètres de la machine. De ce fait il rejette rapidement la perturbation.

3.2. Calcul des paramètres des régulateurs PI et IP

• Cas des régulateurs PI

La machine étant découplée selon deux axes d et q, la régulation sur chacun des deux axes est faite par deux boucle interne et externe (fig. 1). La composante du courant sur l'axe d contrôlera le flux rotorique et celle sur l'axe q contrôlera le couple.

Pour la régulation du courant i_{ds} , la boucle de régulation correspondante est schématisée par la figure 5.

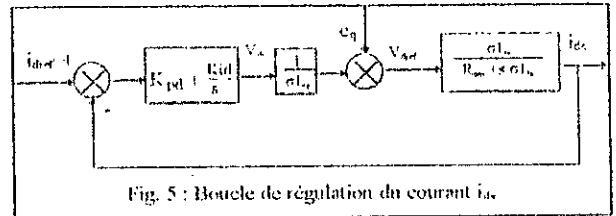


Fig. 5 : Boucle de régulation du courant i_{ds}

Sachant que la boucle interne, plus rapide, a déjà atteint la valeur de référence désirée, la fonction de transfert en boucle ouverte, est alors :

$$F_{ids} = K_{pid} \cdot \frac{s + \frac{K_{id}}{s}}{s} \cdot \frac{1}{s + \frac{R_{sm}}{\sigma L_s}} \quad (11)$$

En utilisant la méthode de compensation des pôles $\frac{K_{id}}{K_{pid}} = \frac{R_{sm}}{\sigma L_s}$, la fonction de transfert en boucle fermée sera :

$$F_{ids(f)} = \frac{F_{ids}}{1 + F_{ids}} = \frac{1}{1 + \frac{s \sigma L_s}{K_{pid}}} \quad (12)$$

Le temps de réponse en boucle fermée du système est :

$$\tau = \frac{\sigma L_s}{K_{pid}}$$

Afin d'améliorer la dynamique du système, un temps de réponse pour le mode électrique de $\tau = 2ms$ sera choisi [3,5], d'où :

$$K_{pid} = \frac{\sigma L_s}{\tau} \quad \text{et} \quad K_{id} = K_{pid} \frac{R_{sm}}{\sigma L_s} \quad (13)$$

Pour la régulation du flux rotorique, le schéma fonctionnel de régulation est donné par la figure 6 :

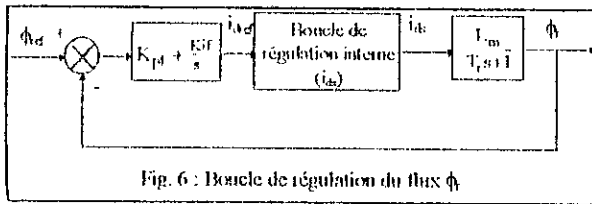


Fig. 6 : Boucle de régulation du flux ϕ

La fonction de transfert en boucle ouverte est :

$$F_{\phi} = K_{pd} \frac{K_{if}}{s} \frac{L_m}{T_r s + 1} \frac{1}{s + \frac{1}{T_r}} \quad (14)$$

Après compensation du pôle dominant, le temps de réponse en boucle fermée sera de $(T_r/K_{pd}I_m)$ et celui-ci sera choisi dix (10) fois plus grand que le temps de réponse de la boucle interne pour permettre à cette dernière d'atteindre la valeur de référence $\tau_r = 10\tau$ [3.5].

Les paramètres du régulateur seront donc :

$$K_{pd} = \frac{T_r}{L_m \cdot 10 \cdot I} \quad \text{et} \quad K_{if} = \frac{K_{if}}{T_r} \quad (15)$$

De même que sur l'axe q , nous avons une boucle interne $i_{q\Omega}$ et une boucle externe Ω . De l'équation (6), on constate que le courant $i_{q\Omega}$ a la même dynamique que le courant i_{dq} , on trouve alors les mêmes paramètres que précédemment :

$$K_{pq} = \frac{\sigma L_s}{\tau} \quad \text{et} \quad K_{iq} = K_{pq} \frac{R_{sm}}{\sigma L_s} \quad (16)$$

Le temps de réponse de la boucle externe doit être plus grand que celui de la boucle interne car il faut que les courants s'établissent et que la machine se magnétise et atteigne le flux de référence, On prendra donc le temps de réponse 50 fois plus grand que pour le courant [3.5].

En considérant le courant $i_{q\Omega}$ parfaitement régulé, la fonction de transfert en boucle ouverte est donnée par :

$$F_{\Omega} = \frac{K_e \cdot i_{q\Omega}}{J \cdot s + K_f} \cdot K_{pq} \cdot \frac{K_{iq}}{s} \quad (17)$$

En utilisant la méthode de compensation de pôles ($\frac{K_f}{J} = \frac{K_{iq}}{K_{pq}}$), les paramètres du régulateur sont alors :

$$K_{p\Omega} = \frac{J}{K_e \cdot 50 \cdot \tau} \quad \text{et} \quad K_{i\Omega} = \frac{K_p \cdot K_f}{J} \quad (18)$$

• Cas des régulateurs IP

Comme pour les régulateurs PI, on déterminera les paramètres des régulateurs selon chacun des axes d et q. Pour la régulation du courant i_{dq} , le schéma de régulation est donné par la figure 7.

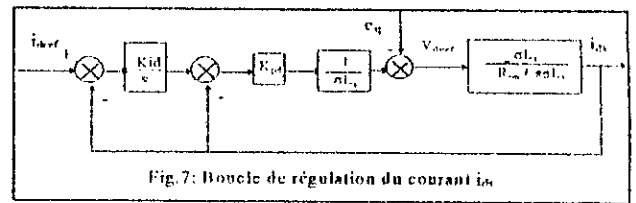


Fig. 7: Boucle de régulation du courant i_{dq}

Le courant i_{dq} s'écrit :

$$i_{dq} = \frac{1}{\sigma L_s} \frac{K_{pd} K_{id} i_{dq_ref} - e_q \cdot s}{s^2 + \frac{1}{\sigma L_s} (R_{sm} s + K_{pd} \cdot s + K_{pd} \cdot K_{id})} \quad (19)$$

En supposant le système parfaitement découplé ($e_q = 0$), et par identification à un système du second ordre de fonction de transfert :

$$\frac{K \omega_n^2}{s^2 + 2\xi \omega_n s + \omega_n^2}$$

on aura :

$$K_{pd} = 2\xi \omega_n \sigma L_s - R_{sm} \quad \text{et} \quad K_{id} = \frac{\omega_n^2 \sigma L_s}{K_{pd}} \quad (20)$$

Pour mettre en évidence la rapidité des boucles internes des composantes du courant par rapport aux boucles externes de flux et de vitesse, nous imposons la dynamique des courant à $\omega_n = 800$ rd/s pour les courants i_{dq} et $i_{q\Omega}$, $\omega_n/10$ pour le flux et $\omega_n/50$ pour la vitesse, ainsi la machine a le temps de se magnétiser et d'atteindre donc la référence de flux.

Concernant la régulation du flux ϕ , des calculs identiques à ceux de la boucle de courant (i_{dq}) permettent d'aboutir aux paramètres suivants :

$$K_{if} = \frac{2\xi (\omega_n / 10) T_r - 1}{I_m} \quad , \quad K_{pd} = \frac{T_r (\omega_n / 10)^2}{I_m K_{if}} \quad (21)$$

Quant à la régulation sur l'axe q , nous faisons de même pour le courant $i_{q\Omega}$, nous obtenons les paramètres suivants :

$$K_{pq} = 2\xi \omega_n \sigma L_s - R_{sm} \quad \text{et} \quad K_{iq} = \frac{\omega_n^2 \sigma L_s}{K_{pq}} \quad (22)$$

et pour la régulation de la vitesse, les paramètres sont :

$$K_{p\Omega} = \frac{I_m J (\omega_n / 50)^2}{p L_m \phi_{ref}} \quad , \quad K_{i\Omega} = \frac{I_m J}{p L_m \phi_{ref}} (2 \xi \cdot (\omega_n / 50) - K_f / J)$$

4. Résultats de simulation et vérification expérimentale :

Les graphes de la figure (8) représentent la réponse dynamique à une référence de vitesse suivie d'une application d'un couple résistant dans le cas du

régulateur PI. Y sont représentés la vitesse, le couple résistant et les composantes du flux rotorique. Ainsi, une diminution de la vitesse est constatée, celle-ci se rétablit très lentement à la dynamique du système comme on l'a montré dans l'étude faite. Ainsi, on conclut que le régulateur PI n'intervient pas dans la dynamique du rejet de perturbation et que celle-ci se fait à la dynamique du système (J/K_f).

La figure (9) représente l'évolution de la vitesse, du couple résistant et des composantes du flux rotorique à la suite d'un échelon de vitesse suivi d'une application d'un couple résistant dans le cas du régulateur IP.

La machine répond de façon identique qu'avec les régulateurs PI, avec cependant une nette amélioration au niveau du rejet de perturbation, celle-ci s'effectue rapidement avec une légère diminution et un rapide rétablissement de la vitesse.

Ce résultat constitue une avance par rapport à la régulation classique, cependant ce type de commande est très sensible aux variations de paramètres qui peuvent être dus, soit à une mauvaise identification, soit à un changement au cours du fonctionnement.

Un autre résultat mérite d'être mentionné c'est que le découplage de la machine, pour les deux régulateurs (PI et IP), est effectivement réalisé. En effet, les composantes du flux rotorique $\phi_{dr} = \phi_{ref}$ et $\phi_{qr} = 0$ indépendamment des variations du couple électromagnétique.

En ce qui concerne la vérification expérimentale, les résultats de simulation obtenus ont été validés par des tests expérimentaux. Ainsi, la phase d'implantation a été réalisée grâce au logiciel 'Real time Workshop' et une carte temps réel dSPACE. Les algorithmes de commande ont été implantés sur un banc d'essai pratique.

Les résultats illustrés par les figures (10-a et 10-b) représentent l'évolution de la vitesse lors d'une inversion de sens de marche suivie d'un échelon perturbateur du couple résistant.

Ces graphes montrent que la vitesse de rotation de la machine dans le cas du régulateur PI présente une erreur statique, car un couple résistant a été appliqué et celui-ci est rejeté à la dynamique du système, comme cela a été montré par les résultats de simulation et le calcul théorique. Par contre les graphes de la vitesse pour les régulateurs IP ne présentent pas cette erreur.

5. Conclusion

Cette étude a mis en évidence les caractéristiques des régulateurs intégral proportionnel (IP) qui sont introduits dans le souci de compenser la perturbation du couple résistant au niveau de la réponse de la vitesse de rotation. Les résultats obtenus en boucle fermée mettent bien en évidence l'apport des régulateurs IP dans le domaine de la régulation. Ce résultat peut s'expliquer par la structure même du régulateur. L'action proportionnelle, qui

intervient en régime transitoire, est utilisée en boucle interne et l'action intégrale, qui intervient plutôt en régime permanent, est utilisée en boucle externe. L'action d'une boucle interne étant plus rapide que celle d'une boucle externe, l'action proportionnelle intervient plus rapidement, donc plus efficacement qu'avec la structure PI.

Cependant, que ce soit pour le PI ou pour les IP, ces deux types de régulateurs dépendent fortement des paramètres de la machine, et une erreur d'identification de paramètres ou d'estimation des grandeurs à contrôler conduira obligatoirement à une détérioration des performances de commande.

Références

- [1] G. Joos, P. Sicard, E. Goodman, "A comparison of microcomputer based implementations of cascade and parallel speed and current loops in DC motor drives" *IEEE trans. Indus. App.*, Vol 28, N°1, Jan. Rev. 1992, pp 136-143
- [2] K. Pradeep, Nandan, P. C. Sen, "Analog and Digital speed control of DC drives using proportional-integral and integral-proportional control techniques", *IEEE trans. Indus. Elec.*, Vol 34, N° 2, May 1987, pp 227-233.
- [3] N. Madani "Contribution à l'étude de la commande vectorielle avec réglages linéaire et par mode de glissement de la machine asynchrone" Thèse de Magister, Novembre 96, Université Mouloud Mammeri, Tizi Ouzou.
- [4] P. Vas "Vector control of AC machines" Edition Clarendon Press-Oxford, 1990.
- [5] Edward Y. Y. Ho, Patesh.C. Sen, "Decoupling control of induction motors", *IEEE trans. Indus. Elect.*, Vol 35 N° 2, May 1988, pp 253-262.
- [6] A. Fried, E. von Westerholt, B. de Fornel, "Non-linear control of induction motor via input-output decoupling", *ETEP*, vol 4, N°4, July/August 1994.

Annexe:

1) Liste des principaux symboles:

R_s, R_r : Résistances statorique et rotorique.

L_s, L_r : Inductances cycliques statorique et rotorique.

T_r : Constante de temps rotorique.

L_m : Inductance mutuelle.

V_{sd}, V_{sq} : Tensions statoriques d'axes d et q .

i_{sd}, i_{sq} : Courants statoriques d'axes d et q .

ϕ_{dr}, ϕ_{dq} : Flux rotoriques d'axes d et q .

ω_s : Pulsation du champ statorique.

ω_r : Vitesse électrique de la machine.

θ_r : Position angulaire.

σ : Coefficient de dispersion.

J : Moment d'inertie des masses tournantes.

K_f : Coefficient de frottement.

p : Nombre de paires de pôles

s : Opérateur Laplacien.

2) Paramètres de la machine :

Machine de 0.3 kW , 175 V

$R_s = 21.2 \Omega$, $R_r = 1.51 \Omega$, $L_s = 1.225$ H, $L_r = 0.0931$ H,

$L_m = 0.3176$ H, $J = 4.44 \times 10^{-3}$ Kg.m², $K_f = 5.13 \times 10^{-4}$ Nm/rds⁻¹

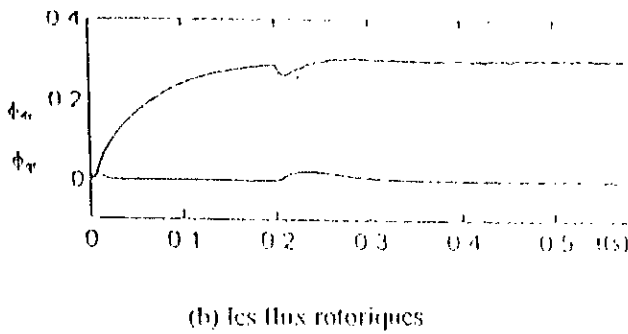
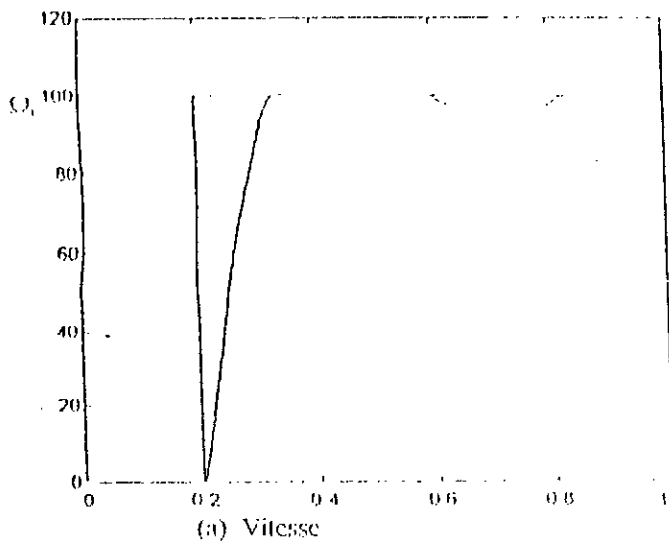


Fig 8: Réponses à l'échelon de vitesse suivi d'une application du couple résistant (cas du régulateur PI).

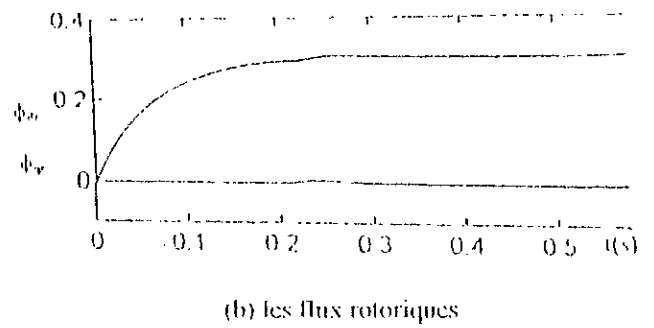
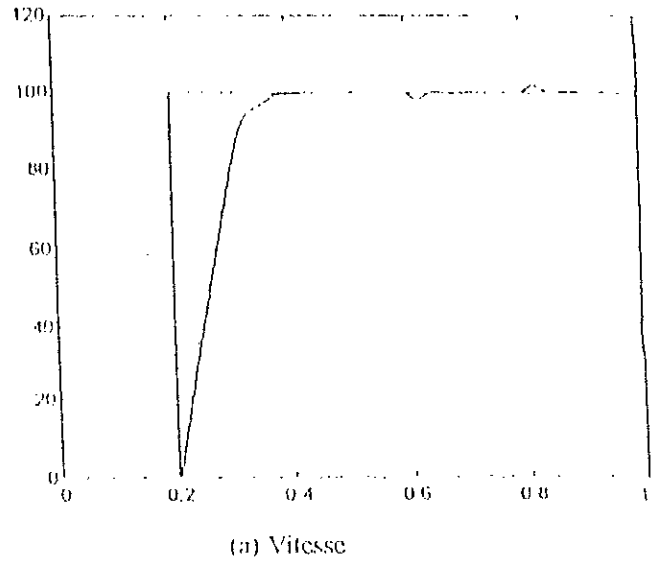


Fig 9: Réponses à l'échelon de vitesse suivi d'une application du couple résistant (cas du régulateur IP).

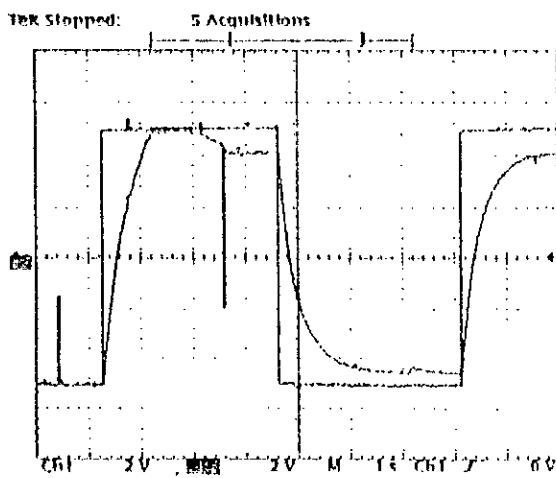


Fig 10-a: Réponses de la vitesse à un échelon carré, suivi d'un échelon du couple résistant (cas du régulateur PI)

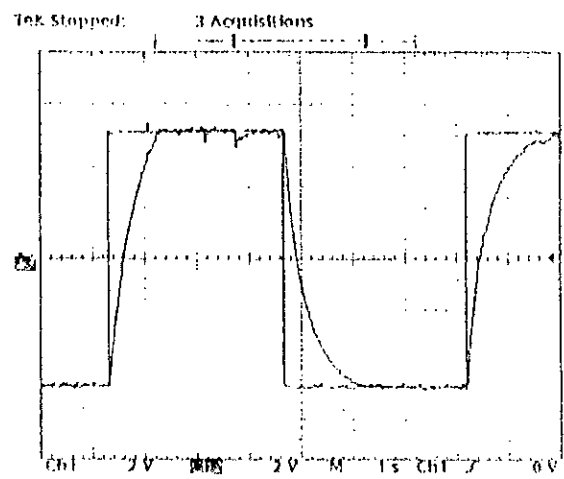


Fig 10-b: Réponses de la vitesse à un échelon carré, suivi d'un échelon du couple résistant (cas du régulateur IP).

III.3. Conclusion

L'orientation suivant l'axe direct du repère d'observation (d, q) a eu pour but d'obtenir des modèles de contrôle réduits et découplés, semblables à ceux de la machine à courant continu à excitation indépendante.

La performance d'un tel contrôle nécessite une certaine précision de l'estimateur de flux. Les méthodes utilisées pour l'acquisition du vecteur flux sont basées sur plusieurs types de mesure, elles sont partagées en deux grandes familles (directe et indirecte). Ces deux méthodes sont caractérisées par leur dépendance des paramètres de la machine.

Les résultats de simulation montrent bien que l'on a réalisé une orientation au niveau du flux rotorique, ce résultat a entraîné une utilisation systématique de ce schéma de commande dans le domaine industriel. A cet effet, il suffit d'adjoindre à la commande en boucle fermée des régulateurs (flux, vitesse et courants), et ceci nécessite une mise en équation adéquate et un choix judicieux du vecteur d'état.

Nous avons vu qu'un découplage parfait entre les axes d et q conduit à transformer notre système initial, comportant deux entrées et deux sorties, en deux sous systèmes mono-entrée et mono-sortie. Comme principaux avantages, de cette mise en équation, est l'obtention de deux systèmes monovariables au lieu d'un système multivariable, qu'est la machine asynchrone, et les simplifications de calcul qui en découlent dans la suite du travail pour le dimensionnement des régulateurs car ceci permet d'étudier séparément les boucles de régulation sur deux axes.

L'étude de régulation de la vitesse par un réglage classique de la machine asynchrone découplée par la méthode directe a permis de mettre en évidence les caractéristiques des régulateurs intégral proportionnel (IP) qui sont introduits dans le souci de compenser la perturbation du couple résistant au niveau de la réponse de la vitesse de rotation. Les résultats obtenus en boucle fermée ont mis en évidence l'apport des régulateurs IP dans le domaine de la régulation. Ce résultat peut s'expliquer par la structure même du régulateur. L'action proportionnelle, qui intervient en régime transitoire, est utilisée en boucle interne et l'action intégrale, qui intervient plutôt en régime permanent, est utilisée en boucle externe. L'action d'une boucle interne étant plus rapide que celle d'une boucle externe, l'action proportionnelle intervient plus rapidement, donc plus efficacement qu'avec la structure PI.

Cependant, que ce soit pour le régulateur PI ou IP, ces deux types de régulateurs dépendent fortement des paramètres de la machine, et une erreur d'identification de paramètres ou d'estimation des grandeurs à contrôler conduira obligatoirement à une détérioration des performances de la commande.

Par ailleurs, l'inconvénient majeur de la méthode indirecte c'est que le calcul de la vitesse de glissement ω_{sl} nécessite la connaissance de la constante du temps rotorique de la machine T_r . Cette constante de temps varie durant le fonctionnement de la machine asynchrone, principalement à cause de la variation de la résistance rotorique avec la température, mais aussi à cause de la saturation du circuit magnétique de la machine. Cette imprécision sur la valeur de T_r conduit à une erreur sur la détermination de la position du flux rotorique, ce qui introduit un couplage entre le flux et le couple. Ce couplage peut conduire à des instabilités du système à contrôler [65],[67],[70],[71],[76][77]. De nombreuses solutions, plus au moins efficaces, ont été proposées pour palier ce problème. Nous pouvons citer l'intégration l'adaptation des paramètres qui fera l'objet du chapitre suivant.

Chapitre IV

Adaptation de la constante de temps rotorique dans la Commande vectorielle de la machine asynchrone

Introduction

Depuis son apparition, la commande vectorielle des machines asynchrones n'a cessé d'intéresser les chercheurs dans le domaine des entraînements électriques à vitesse variable. Cela s'explique par les nombreux travaux de recherche effectués dans ce domaine [44] à [86]. Certains de ces travaux [48],[56],[63],[65],[67],[71],[75] ont montré que les performances de la commande étudiée dépendent considérablement de la précision avec laquelle les paramètres du moteur sont connus. Comme ces paramètres varient avec la température et l'état magnétique de la machine, l'étude de l'influence de la variation de ces paramètres sur la commande est nécessaire.

En effet, plusieurs méthodes d'adaptation sont proposées dans la littérature en se basant sur des concepts automatiques ou électrotechniques. Le principe d'adaptation est de comparer deux grandeurs de même nature (flux, tensions, puissances...) calculées de deux manières différentes, et d'utiliser l'erreur de comparaison pour générer la loi d'adaptation. Certains proposent un algorithme qui adapte la constante de temps en comparant deux expressions de l'énergie réactive [63], [80] et d'autres, utilisent une méthode qui sert à injecter des impulsions de courants à l'entrée et d'adapter la constante de temps T_r suivant l'influence de ces impulsions sur le flux [82].

D'une manière générale, nous pouvons classer ces méthodes en deux catégories à savoir la commande adaptative par modèle de référence et la commande auto-ajustable. Dans la commande par modèle de référence, la loi d'adaptation est conçue afin de minimiser l'erreur de poursuite entre les sorties du modèle réel et d'un modèle de référence [80],[84],[90]. Dans la commande auto-ajustable, on fait une prédiction de la sortie, et on conçoit la loi d'adaptation pour minimiser l'erreur entre cette prédiction et la sortie réelle [83],[93]. Ces méthodes exigent une paramétrisation linéaire du système par rapport aux paramètres à adapter.

Dans ce chapitre, après avoir positionné le problème, nous présentons des travaux de recherche que nous avons effectués sur l'adaptation de la constante de temps rotorique [76],[78],[79],[83]. En effet, comme nous l'avons déjà signalé, les performances de la commande vectorielle des machines asynchrones dépendent sensiblement de la précision avec laquelle sont connus les paramètres de la machine, la variation de la constante de temps rotorique peut rendre la commande inefficace ou entachée d'effets indésirables à tel point de perdre le découplage et les performances souhaitées. Par conséquent, une attention particulière a été donnée à l'estimation ou l'identification de la valeur instantanée de la constante de temps rotorique pour calculer la valeur désirée de la pulsation de glissement.

IV.1. Influence de la constante de temps sur la commande vectorielle:

Le modèle mathématique de la machine asynchrone fait apparaître la constante de temps rotorique T_r et l'inductance mutuelle entre le stator et le rotor L_m . Souvent nous rencontrons une difficulté pour identifier ces paramètres, qui varient avec l'état de fonctionnement, à cause des phénomènes divers tels que la saturation magnétique, l'effet de peau ou la variation de la température. L'erreur entre les paramètres utilisés dans le modèle de la commande et les paramètres réels se répercutent sur une mauvaise orientation du flux dans le repère choisi [53],[56],[65].

Les inductances cycliques du stator et du rotor sont composées de l'inductance mutuelle, et des inductances de fuite statorique et rotorique. Les variations des inductances de fuite sont faibles devant celle de l'inductance mutuelle. Dans ce qui suit nous allons étudier la sensibilité de la commande vectorielle aux variations de la constante de temps rotorique.

IV.1.1. Modèle mathématique du couple et du flux:

Dans ce qui suit, nous explicitons la relation mathématique qui lie le couple électromagnétique et le flux rotorique aux variations des paramètres de la machine.

Posons:

$$\begin{aligned} L_m &= k_f L_m^* \\ L_r &= k_f L_m^* \cdot L_r \approx k_f L_r^* \\ R_r &= k_r R_r^* \end{aligned}$$

avec :

L_m et R_r : paramètres réels de la machine.

L_m^* et R_r^* : valeurs utilisées dans la commande.

La valeur effective de la constante de temps T_r vaut:

$$T_r = \frac{k_f T_r^*}{k_r} = P T_r^* \quad (IV.1)$$

Le bloc de découplage impose à la commande de l'onduleur les grandeurs v_{ds} , v_{qs} , et ω_d . En faisant abstraction des termes différentiels dans le système d'équations (III.3), nous obtenons les grandeurs estimées suivantes en régime permanent:

$$\begin{aligned} T_r^* &= \frac{P L_m^*}{L_r^*} \hat{\phi}_r^* i_{qr}^* = \frac{P L_m^* s^2}{L_r^*} i_{ds} i_{qr}^* \\ \omega_d^* &= \frac{1}{T_r^*} \frac{i_{qr}^*}{i_{ds}} \\ \hat{\phi}_r^* &= L_m^* i_{ds} \end{aligned} \quad (IV.2)$$

A partir des équations du modèle de Park développées au chapitre I, nous tirons les composantes directe et en quadrature du flux rotorique et du couple réel de la machine en régime permanent :

$$\begin{aligned} \hat{\phi}_d &= L_m \frac{i_{ds} + \omega_d T_r i_{qs}}{1 + (\omega_d T_r)^2} \\ \hat{\phi}_q &= L_m \frac{i_{qs} - \omega_d T_r i_{ds}}{1 + (\omega_d T_r)^2} \\ T_r &= \frac{P L_m}{L_r} (\hat{\phi}_d i_{qr} + \hat{\phi}_q i_{ds}) \end{aligned} \quad (IV.3)$$

Sachant que la valeur de T_r imposée dans la commande est fixe et en tenant compte de (IV.1) et (IV.2) nous écrivons:

$$\omega_{sl} T_r = \frac{k_1 i_{qs}}{k_2 i_{ds}} = \rho \frac{i_{qs}}{i_{ds}} \quad (IV.4)$$

D'où, nous tirons les valeur du couple et le module du flux rotorique :

$$T_c = \rho \frac{k_1^2}{k_2} \left(\frac{L_m}{L_r} \right)^2 i_{ds} i_{qs} \frac{1 + \left(\frac{i_{qs}}{i_{ds}} \right)^2}{1 + \left(\rho \frac{i_{qs}}{i_{ds}} \right)^2} \quad (IV.5)$$

$$\phi_r = k_1 L_m i_{ds} \sqrt{\frac{1 + \left(\frac{i_{qs}}{i_{ds}} \right)^2}{1 + \left(\rho \frac{i_{qs}}{i_{ds}} \right)^2}}$$

Les rapports du flux rotorique réel et du couple sur leurs valeurs estimées respectives sont:

$$\frac{\phi_r}{\phi_r^*} = k_1 \sqrt{\frac{1 + \left(\frac{i_{qs}}{i_{ds}} \right)^2}{1 + \left(\rho \frac{i_{qs}}{i_{ds}} \right)^2}} \quad (IV.6)$$

$$\frac{T_c}{T_c^*} = \frac{k_1^2}{k_2} \frac{1 + \left(\frac{i_{qs}}{i_{ds}} \right)^2}{1 + \left(\rho \frac{i_{qs}}{i_{ds}} \right)^2} = \frac{1}{k_2} \left(\frac{\phi_r}{\phi_r^*} \right)^2$$

Les expressions de l'erreur sur la composante directe et la valeur de la composante en quadrature du flux rotorique en fonction de ρ sont données par:

$$\Delta\phi_{dr} = \phi_{dr} - \phi_r^* = \phi_r^* \left[k_1 \frac{1 + \rho \left(\frac{i_{qs}}{i_{ds}} \right)^2}{1 + \left(\rho \frac{i_{qs}}{i_{ds}} \right)^2} - 1 \right] \tag{IV.7}$$

$$\phi_{qr} = L_m \frac{(1 - \rho) i_{qs}}{1 + \left(\rho \frac{i_{qs}}{i_{ds}} \right)^2}$$

Discussion: Cas de la variation de R_r

- si $\rho = 1$: $\begin{cases} \Delta\phi_{dr} = 0 \\ \phi_{qr} = 0 \end{cases} \Rightarrow \phi_r$ garde son module et sa phase et reste en phase avec l'axe d (fig.IV.1a).

- si $\rho < 1$: $\begin{cases} \Delta\phi_{dr} > 0 \\ \phi_{qr} > 0 \end{cases} \Rightarrow \phi_r$ augmente et s'oriente en avance par rapport à l'axe d (fig. IV.1 b).

- si $\rho > 1$: $\begin{cases} \Delta\phi_{dr} < 0 \\ \phi_{qr} < 0 \end{cases} \Rightarrow \phi_r$ diminue et s'oriente en arrière par rapport à l'axe d (fig.IV.1c).

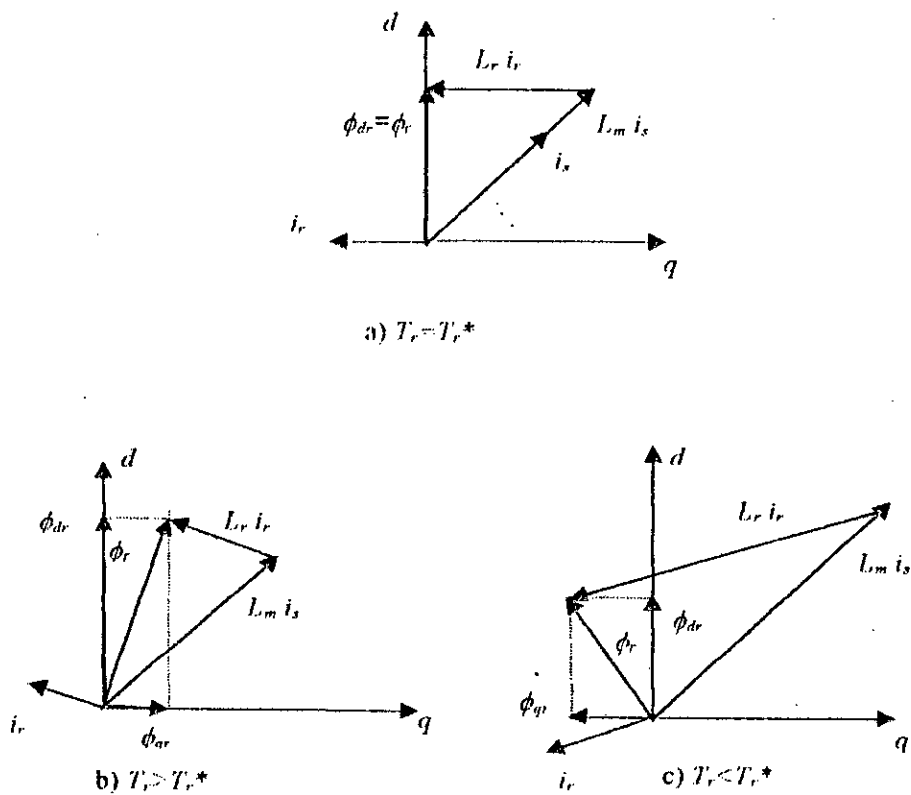


Fig.IV.1 : Diagramme vectoriel d'orientation du flux rotorique avec variation de T_r

La déviation de T_r de sa valeur prédite conduit à la création d'une composante en quadrature du vecteur flux rotorique. Ce vecteur perd donc son orientation suivant l'axe d . Nous pouvons s'attendre alors à une dégradation des performances de la commande vectorielle qui peut conduire à une instabilité du système quand l'erreur est importante.

Les variations des quantités $\frac{T_e}{T_e^*}$ et $\frac{\phi_r}{\phi_r^*}$ en fonction des rapports k_1 et k_2 sont données à la figure (fig.IV.2).

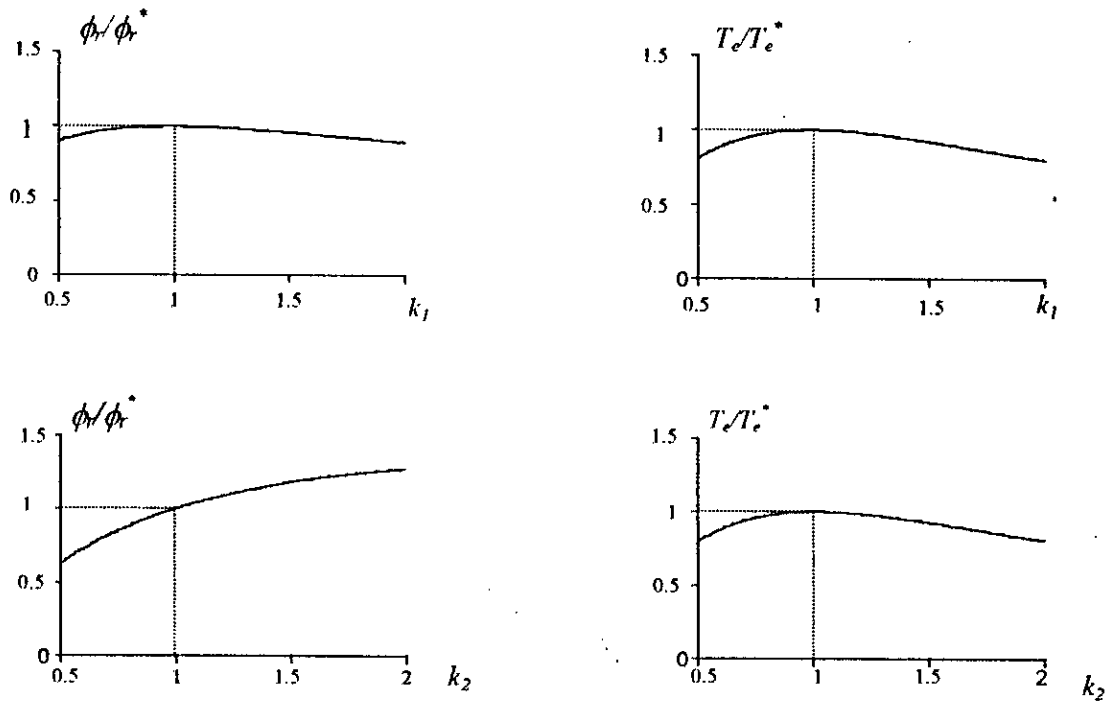


Fig. IV.2 : Variation du flux rotorique et du couple en fonction des rapports k_1 et k_2

Et nous concluons :

- Pour $\rho=1$, les courbes passent évidemment par le point (1,1).
- Pour $\rho<1$, ce qui correspond à une diminution de l'inductance L_m (cas de saturation) ou à une augmentation de la résistance R_r (par échauffement), le flux rotorique subit une augmentation, tandis que le couple électromagnétique va diminuer.
- Pour $\rho>1$, ce qui correspond à une augmentation de l'inductance L_m ou à une diminution de la résistance R_r , le flux rotorique ainsi que le couple développé par la machine subissent une diminution.

IV.1.2. Influence de la variation de T_r sur le découplage et le réglage en boucle fermée

Nous avons vu précédemment que la structure de la commande vectorielle du moteur asynchrone fait apparaître les paramètres physiques de la machine. En pratique, il est montré que l'influence de la variation des paramètres physiques de la machine asynchrone sur la constante de temps rotorique se traduit par la variation de cette dernière de $\pm 50\%$ de sa valeur à température nominale de fonctionnement [70],[71],[73],[75].

Pour montrer l'influence de la variation de la constante de temps rotorique, nous avons étudié, par simulation, la sensibilité de la commande vectorielle en boucle ouverte à une variation de 50% de la constante de temps rotorique par rapport à sa valeur nominale [76]. Les résultats de simulation sont donnés à la figure (fig.IV.3).

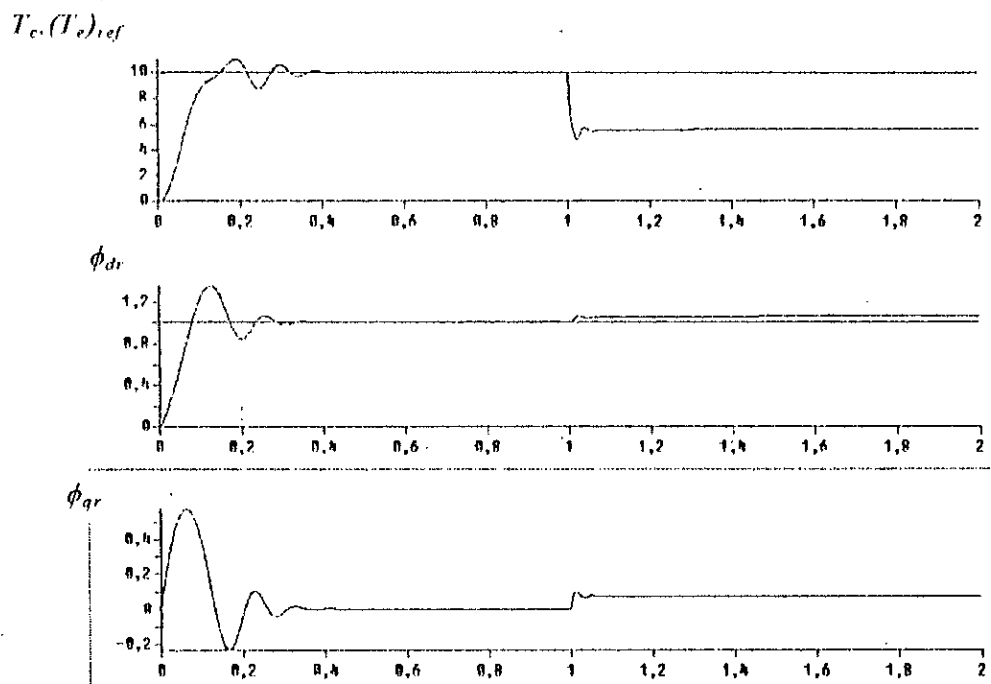


Fig. IV.3 : Sensibilité du découplage à une variation brusque de 50% de T_r .

A partir de l'instant $t=1$ sec nous provoquons un désaccord brusque de 50% entre T_r et T_r^* ($\rho=0.5$). Nous constatons alors une déviation des grandeurs réelles de leurs valeurs de référence, c'est-à-dire le flux rotorique augmente et le couple diminue, ce qui est parfaitement en accord avec l'étude précédente.

La figure (fig. IV.4) montre l'influence de la déviation de T_r de sa valeur prédite sur la réponse dynamique du réglage en boucle fermée par orientation du flux rotorique de la machine asynchrone alimentée par onduleur de tension. Cette figure représente les réponses dynamiques de couple, de vitesse, de courant statorique et de flux rotorique lors du démarrage de la machine suivi d'une application d'un couple de charge de 10 Nm et d'une inversion de sens de marche.

Ainsi, pour $T_r = 0.5 T_r^*$ ($\rho=0.5$), Le flux rotorique et le couple réels dévient de leurs valeurs de référence notamment lors de l'inversion de sens de marche. La vitesse de rotation subit également des perturbations importantes lors de l'inversion de sens de marche. Le courant de phase i_{sa} subit une augmentation.

Cette étude montre qu'en tenant compte des variations réelles des paramètres de la machine au cours de son fonctionnement, une adaptation en temps réel est indispensable pour avoir une commande vectorielle robuste et fiable.

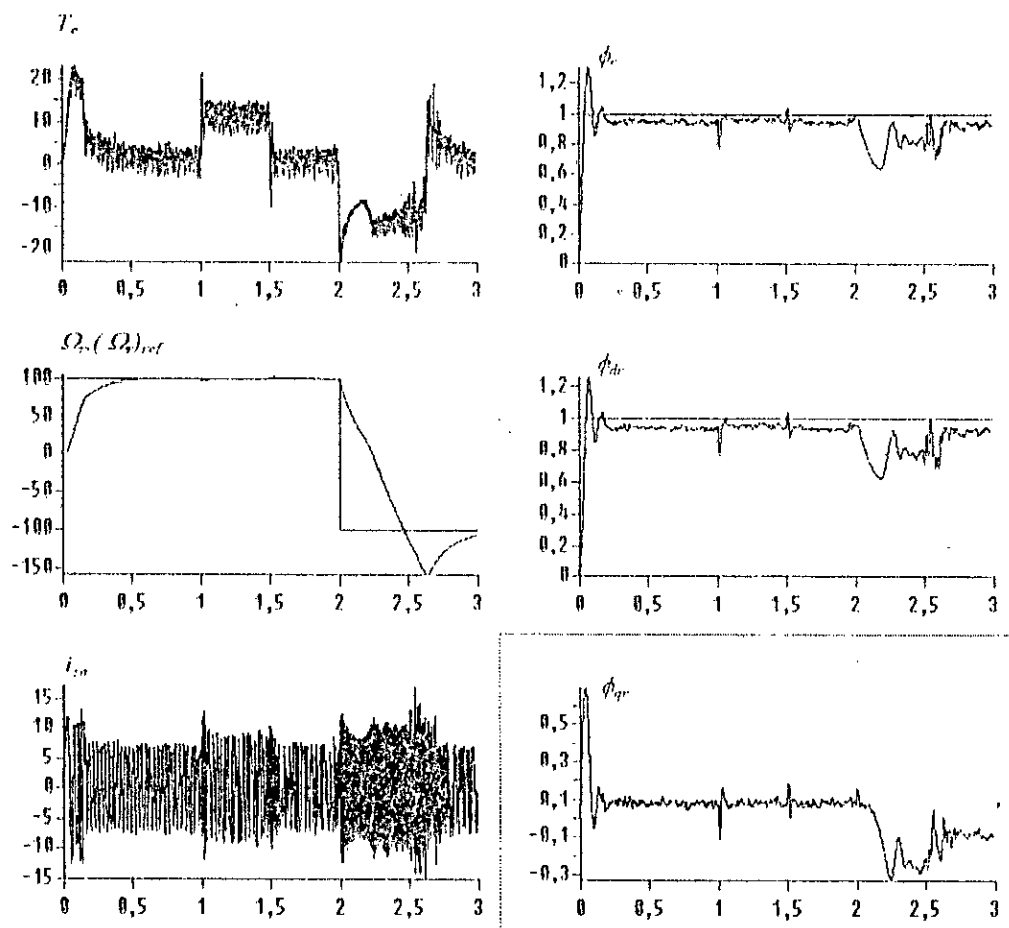


Fig.IV.4 : Réponses dynamiques à un échelon de vitesse de 100 rd/sec suivi d'une application d'un couple résistant de 10 Nm entre 1 et 1.5 sec puis d'une inversion de rotation à partir de $t=2$ sec. Cas d'une diminution de 50% de T_r dans la machine.

En conclusion, les résultats obtenus montrent clairement que le découplage entre le flux et le couple électromagnétique est très affecté par les variations des paramètres et par suite la constante de temps rotorique de la machine, que ce soit dans le cas de la boucle ouverte ou de la boucle fermée. Les performances de la commande vectorielle de la machine à induction se trouvent alors affectées.

A cet effet, pour obtenir des performances meilleures il est indispensable de procéder à l'identification précise de la constante de temps rotorique de la machine. Cette identification permet, par une adaptation en temps réel des algorithmes de commande, de garantir le découplage entre le flux rotorique et le couple, et de préserver ainsi, les performances de la commande vectorielle de la machine asynchrone.

IV.2. Identification de la constante de temps rotorique:

La nécessité de l'adaptation de la constante de temps rotorique T_r en temps réel dans la commande vectorielle a été montré précédemment. Une erreur sur l'estimation de T_r peut entraîner des erreurs sur le couple électromagnétique et sur l'amplitude et la phase du flux rotorique, comme il a été montré ci-dessus. Ceci a pour effet de réduire l'efficacité du système de contrôle. Donc l'intégration d'un algorithme d'adaptation de T_r en temps réel s'avère nécessaire pour le fonctionnement correct de la commande.

Certaines méthodes adaptent la constante de temps rotorique pour la commande non linéaire avec linéarisation partielle utilisant un référentiel lié au stator, où les grandeurs à régler sont la vitesse mécanique et le module de flux rotorique [87],[88],[89][90],[103]. Dans ce qui suit, nous appliquons l'adaptation de la constante de temps rotorique sur la commande non linéaire avec linéarisation exacte utilisant un référentiel lié au champ tournant où les grandeurs à régler sont la vitesse mécanique et les deux composantes ϕ_{dr} et ϕ_{qr} du flux rotorique. Ainsi, nous reprenons les méthodes d'adaptation proposées par Garces [63] et par Trzynadlowsky [91] que nous appliquerons à la commande vectorielle de la machine asynchrone alimentée en tension [78]. De plus, nous présentons une étude sur l'identification de la constante de temps rotorique par un correcteur à modèle de référence [83],[84].

La figure (fig.IV.5) représente le schéma fonctionnel de la commande vectorielle indirecte de la machine asynchrone alimentée par onduleur de tension avec adaptation en temps réel de la constante de temps T_r .

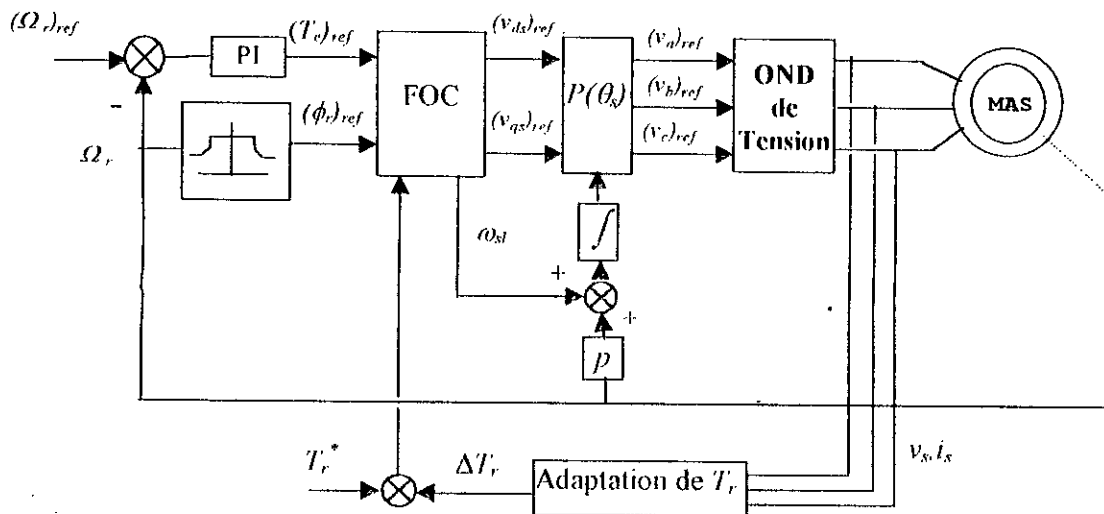


Fig. IV.5 : Schéma fonctionnel de la commande vectorielle indirecte d'une machine asynchrone alimentée par onduleur de tension avec adaptation de la constante de temps T_r .

IV.2.1. Identification de T_r basée sur l'expression de l'énergie réactive [78],[79]

Cette méthode d'adaptation a été proposée pour la première fois par Garces [63]. Elle est basée sur la comparaison de deux expressions de l'énergie réactive de la machine. Comme cette énergie est liée au flux rotorique ϕ_r , tout écart entre la valeur actuelle T_r et la valeur estimée T_r^* de la constante de temps rotorique correspond à une variation du flux rotorique et de l'énergie réactive. En modifiant la valeur estimée de la constante du temps rotorique, nous pouvons minimiser le changement dans l'énergie réactive et nous aboutissons alors à un alignement adéquat de ϕ suivant l'axe d .

La puissance réactive de la machine en régime permanent est donnée par:

$$Q_r = v_{ds} i_{qs} - v_{qs} i_{ds} \tag{IV.8}$$

Les expressions des tensions dans le repère tournant sont données par:

$$\begin{aligned} v_{ds} &= r_s i_{ds} - \sigma L_s \omega_s i_{qs} + \sigma L_r \frac{di_{ds}}{dt} + \frac{L_m}{L_r} \frac{d\phi_{dr}}{dt} - \frac{L_m}{L_r} \omega_s \phi_{qr} \\ v_{qs} &= r_s i_{qs} + \sigma L_s \omega_s i_{ds} + \sigma L_r \frac{di_{qs}}{dt} + \frac{L_m}{L_r} \frac{d\phi_{qr}}{dt} + \frac{L_m}{L_r} \omega_s \phi_{dr} \end{aligned} \tag{IV.9}$$

En substituant (IV.9) dans (IV.8), la puissance réactive s'écrit :

$$\begin{aligned}
Q_r = & \sigma L_s \frac{di_{ds}}{dt} i_{qs} - \sigma L_s \frac{di_{qs}}{dt} i_{ds} - \sigma L_s \omega_s (i_{ds}^2 + i_{qs}^2) - \frac{L_m}{L_r} \frac{d\phi_{qr}}{dt} i_{ds} \\
& + \frac{L_m}{L_r} \frac{d\phi_{dr}}{dt} i_{qs} - \frac{L_m}{L_r} \omega_s (\phi_{qr} i_{qs} + \phi_{dr} i_{ds})
\end{aligned} \quad (IV.10)$$

En faisant l'égalité entre (IV.8) et (IV.10), nous définissons la fonction F :

$$F = (v_{ds} - \sigma L_s \frac{di_{ds}}{dt}) i_{qs} - (v_{qs} - \sigma L_s \frac{di_{qs}}{dt}) i_{ds} + \sigma L_s \omega_s (i_{ds}^2 + i_{qs}^2) \quad (IV.11)$$

L'expression de F peut être exprimée en fonction des composantes du flux rotorique :

$$F = \frac{L_m}{L_r} \frac{d\phi_{dr}}{dt} i_{qs} - \frac{L_m}{L_r} \frac{d\phi_{qr}}{dt} i_{ds} - \frac{L_m}{L_r} \omega_s (\phi_{dr} i_{ds} + \phi_{qr} i_{qs}) \quad (IV.12)$$

En introduisant les conditions d'orientation du flux rotorique ($\phi_{qr} = 0$, $\frac{d\phi_{qr}}{dt} = 0$), F s'écrit :

$$F = \frac{L_m}{L_r} \left(\frac{d\phi_{dr}}{dt} i_{qs} - \omega_s \phi_{dr} i_{ds} \right) \quad (IV.13)$$

En régime permanent ($\frac{d\phi_{dr}}{dt} = 0$) :

$$F_0 = -\frac{L_m}{L_r} \omega_s \phi_{dr} i_{ds} \quad (IV.14)$$

La différence $\Delta F = F - F_0$ peut être utilisée pour la correction de la constante de temps rotorique T_r , selon le schéma de la Figure (fig.IV.6).

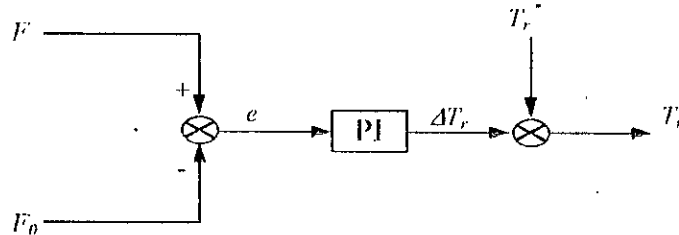


Fig. IV.6: Schéma d'adaptation de la constante de temps rotorique T_r .

Nous pouvons évidemment exprimer l'écart entre F_0 et F en fonction de T_r et T_r^* :

$$\Delta F = F - F_0 = \omega_s \omega_{sl} \frac{\phi_{dr}^2}{L_r} \Delta T_r \frac{T_r + T_r^*}{1 + (\omega_{sl} T_r^*)^2} \quad (IV.15)$$

La figure (fig.IV.7) montre un test de simulation validant ainsi l'algorithme d'adaptation de T_r pour une machine asynchrone alimentée par onduleur de tension. Ainsi, à l'instant $t=1$ sec nous

introduisons une augmentation brusque de 100% de la résistance rotorique dans le modèle de la machine, nous constatons que la valeur estimée de T_r , exprimée par l'écart ΔT_r converge vers la valeur réelle. Grâce à cette adaptation, la variation de T_r (une diminution de près de 50%) n'affecte guère le découplage comme le montre la figure puisque la composante ϕ_{dr} tend vers sa valeur de référence de 1Wb et la composante ϕ_{qr} tend vers sa valeur nulle tandis que le couple est maintenu à sa valeur de référence de 10 Nm.

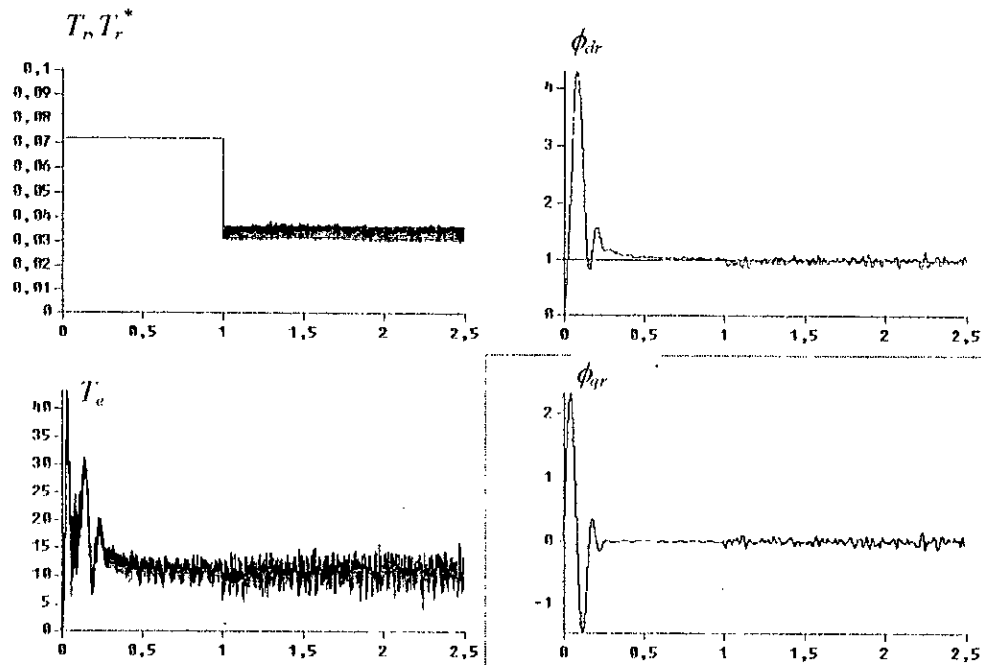


Fig.IV.7 : Adaptation de T_r par le modèle de l'énergie réactive.
Réponses dynamiques de couple et de composantes du flux rotorique pour une diminution de T_r de 50% à l'instant $t=1$ sec.

IV.2.2. Adaptation de T_r par la méthode de comparaison des flux

Le principe de la méthode a été développé par Trzynadlowsky [91]. Pour notre part, nous l'appliquons à l'ensemble onduleur de tension- machine asynchrone. La méthode consiste à comparer la valeur réelle et la valeur estimée du vecteur de flux rotorique. L'erreur de comparaison est appliquée à un régulateur de type PI pour adapter la constante de temps rotorique T_r (fig. IV.8).

Du modèle de la machine, nous tirons les équations de l'estimateur :

$$\begin{aligned}\dot{\phi}_{dr} &= -\frac{1}{T_r}\phi_{dr} + \omega_{sl}\phi_{qr} + \frac{L_m}{T_r}i_{ds} \\ \dot{\phi}_{qr} &= -\frac{1}{T_r}\phi_{qr} - \omega_{sl}\phi_{dr} + \frac{L_m}{T_r}i_{qs}\end{aligned}\tag{IV.16}$$

Le schéma d'adaptation est donné par la figure suivante :

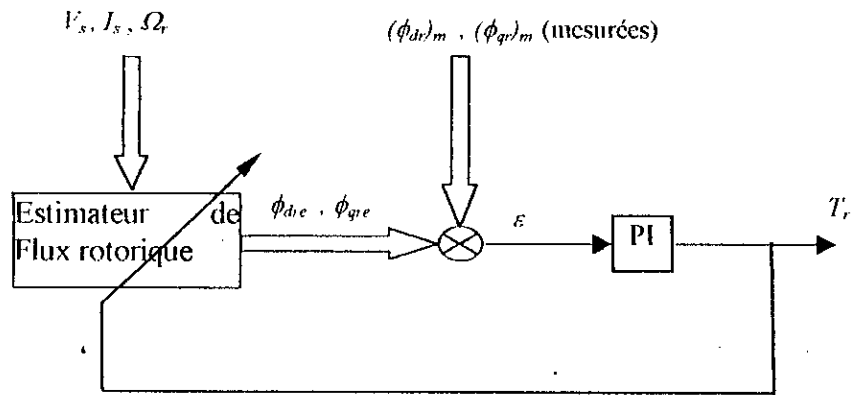


Fig. IV.8: Schéma d'adaptation par la méthode de comparaison des flux réel et estimé

L'équation d'erreur proposée est la norme du produit vectoriel entre le flux mesuré ϕ_{rm} et le flux estimé ϕ_{re} :

$$\epsilon = \phi_{drm} \phi_{qe} - \phi_{qrm} \phi_{de} \tag{IV.17}$$

Si T_r coïncide avec la valeur réelle, nous avons $\phi_{rm} = \phi_{re}$, et donc $\epsilon = 0$.

Nous remarquons que le schéma proposé, en plus de l'adaptation, donne une estimation adaptative du flux rotorique. Il peut être alors utilisé comme observateur de flux [91].

La Figure (fig.IV.9) montre la convergence de T_r vers sa valeur réelle avec une valeur initiale quelconque et l'erreur d'adaptation ϵ tend vers zéro.

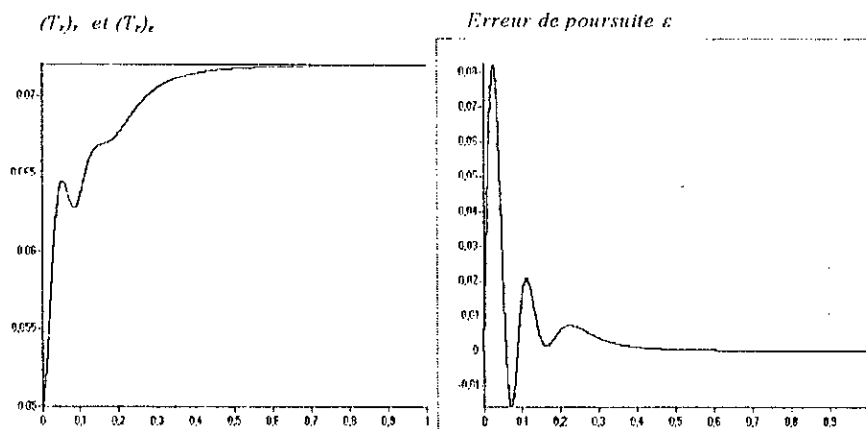


Fig. IV.9 : Adaptation de T_r par la méthode de comparaison des flux réel et estimé

IV.2.3. Identification de T_r par un correcteur à modèle de référence

Nous procédons de la même manière que la méthode de l'énergie réactive. L'estimation est basée sur la construction de deux grandeurs F^* et \hat{F} , avec F^* est la grandeur du modèle de référence et \hat{F} est l'estimation de la grandeur auxiliaire utilisée [75],[80].

Le principal intérêt de cette méthode d'identification est de réaliser une identification des paramètres exprimant la position du flux. C'est-à-dire le facteur:

$$k_s = \frac{L_m}{T_r(\phi_r)_{ref}} \tag{IV.18}$$

La vitesse de glissement est donnée par:

$$\omega_{sl} = k_s i_{qs} \tag{IV.19}$$

L'identification de k_s se fait suivant le schéma de la structure à correcteur adaptatif de la figure (fig.IV.10).

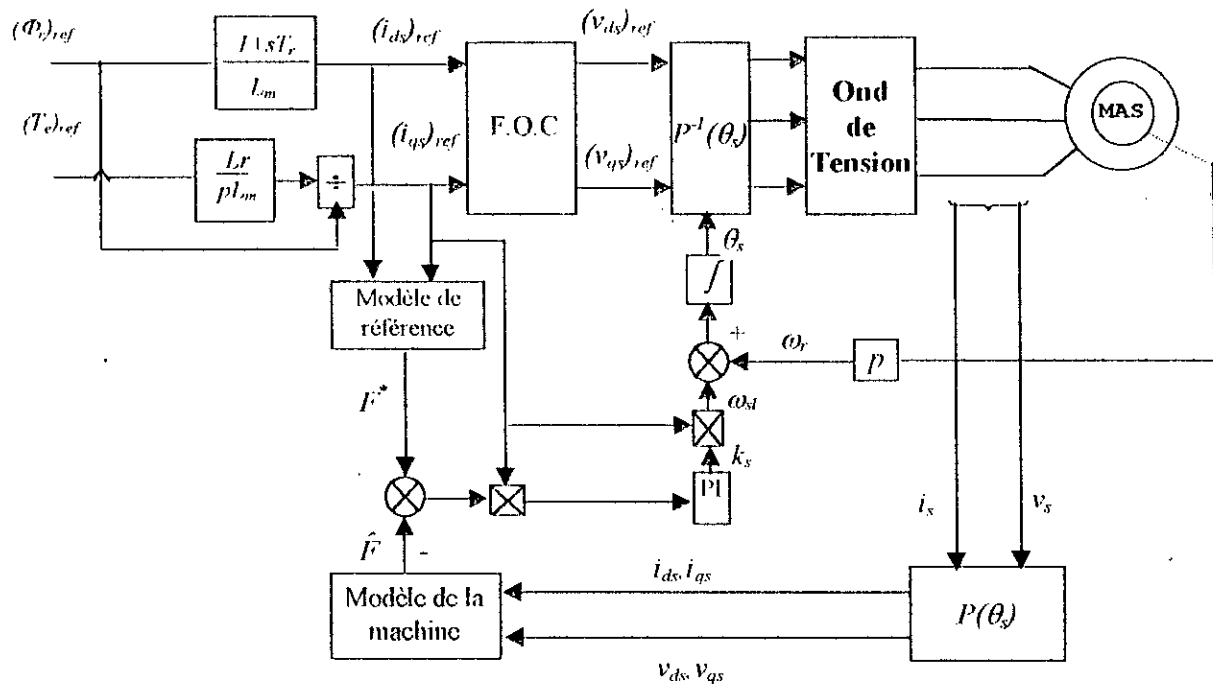


Fig.IV.10: Structure du correcteur adaptatif à modèle de référence pour l'identification de k_s .

• Estimation de k_s par la tension v_{ds} :

L'équation électrique statorique du modèle de Park, exprimée dans le repère du flux rotorique, s'écrit en régime permanent:

$$v_{ds} = R_s i_{ds} - \omega_s \sigma L_s i_{qs} \quad (\text{IV.20})$$

La tension de référence $(v_{ds})_{ref} = F^*$ est obtenue par:

$$(v_{ds})_{ref} = R_s (i_{ds})_{ref} - \omega_s \sigma L_s (i_{qs})_{ref} \quad (\text{IV.21})$$

Cette expression constitue le modèle de référence de la machine et la tension estimée à partir de la mesure des tensions aux bornes de la machine vaut:

$$\hat{F} = \hat{v}_{ds} \quad (\text{IV.22})$$

Il est nécessaire d'étudier le rapport $\hat{v}_{ds}/(v_{ds})_{ref}$ en fonction de \hat{k}_s/k_s afin de s'assurer qu'un écart entre k_s et \hat{k}_s provoque effectivement un écart entre $(v_{ds})_{ref}$ et \hat{v}_{ds} . Pour cela, nous proposons l'étude de ce rapport pour différentes charges en imposant une valeur souhaitée du flux $(\phi_r)_{ref}$ égale à la valeur nominale. La figure (fig.IV.11) montre le comportement du rapport $\hat{v}_{ds}/(v_{ds})_{ref}$ en fonction de \hat{k}_s/k_s pour des charges égales à 10%, 50% et 100% de la charge nominale et cela pour une vitesse de 100% de la vitesse nominale.

A l'issue de cette étude, nous constatons qu'un estimateur de k_s réalisé à partir de la tension directe v_{ds} est difficilement mis en œuvre puisqu'en fonction de la charge, les pentes des courbes ne gardent pas le même signe. En effet, l'étude de cet estimateur nécessiterait de changer le signe du gain du correcteur en fonction de la charge et de la vitesse. D'autre part, le calcul de la grandeur de référence $(v_{ds})_{ref} = F^*$ nécessite la connaissance d'autres paramètres de la machine, en particulier la résistance statorique R_s qui est sujette, de la même manière que T_r et L_m , à de fortes variations causées par des changements de température.

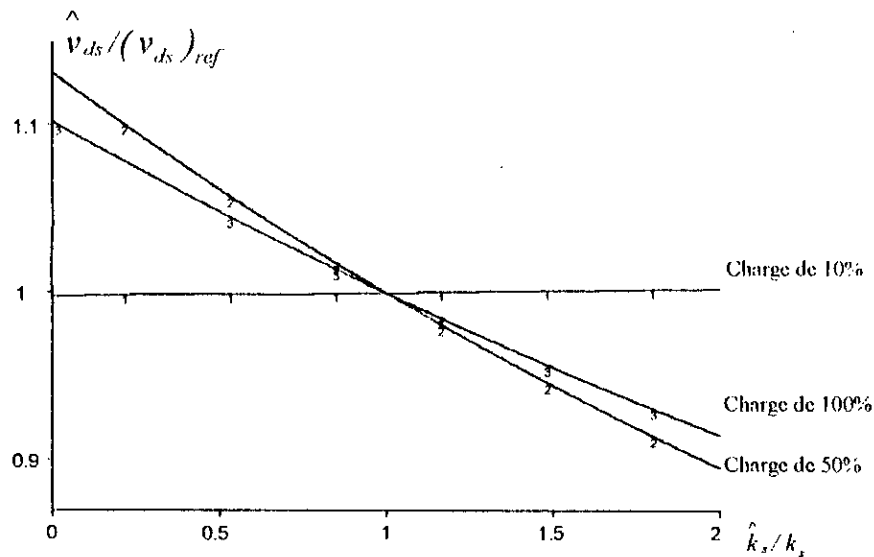


Fig. IV.11 : Estimation de k_s par la tension directe v_{ds} à 100% de la vitesse nominale.

• Estimation de k_s par la tension v_{qs} :

Nous procédons de la même manière que précédemment. La tension de référence $(v_{qs})_{ref} = I^*$ est obtenue à partir de l'équation de la tension statorique du modèle de Park :

$$(v_{qs})_{ref} = R_s(i_{qs})_{ref} + \omega_s L_s (i_{ds})_{ref} \tag{IV.23}$$

et la tension estimée:

$$\hat{v} = \hat{v}_{qs} \tag{IV.24}$$

La figure (fig.IV.12) montre le comportement du rapport $\hat{v}_{qs} / (v_{qs})_{ref}$ en fonction de \hat{k}_s / k_s pour des charges égales à 10%, 50% et 100% de la charge nominale et pour une vitesse de 100% de la vitesse nominale.

Les courbes de cette figure présentent un intérêt certain pour l'estimation car les pentes conservent le même signe quelle que soit la charge ou la vitesse de la machine. Cet estimateur est donc très facile à mettre en œuvre car le gain du correcteur garde toujours le même signe. Néanmoins, il présente des inconvénients importants tels que, d'une part il reste insensible à la mauvaise connaissance de k_s au fonctionnement aux faibles charges, comme le montre la figure

avec une pente quasi nulle et d'autre part, la tension de référence peut être mal évaluée en raison de la méconnaissance de la résistance statorique R_s .

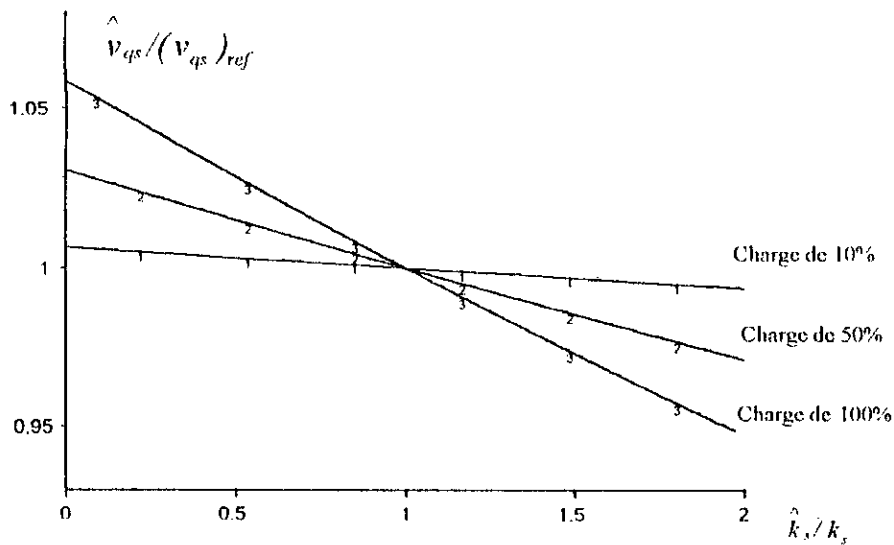


Fig. IV.12 : Estimation de k_s par la tension en quadrature v_{qs} à 100% de la vitesse nominale.

• Estimation de k_s par la puissance réactive:

En régime permanent, la puissance réactive absorbée par la machine est définie par:

$$Q_r = v_{qs} j_{ds} - v_{ds} j_{qs} \quad (IV.25)$$

La grandeur de référence $F^* = Q_r^*$ sera évaluée à partir du modèle de la machine en régime permanent:

$$F^* = Q_r^* = \omega_s L_s (i_{ds}^2)_{ref} + \sigma \omega_s L_s (i_{qs}^2)_{ref} \quad (IV.26)$$

La grandeur estimée sera évaluée à partir de la mesure des tensions et des courants comme l'indique l'équation (IV.27):

$$\hat{F} = \hat{Q}_r = \hat{v}_{qs} \hat{i}_{ds} - \hat{v}_{ds} \hat{i}_{qs} \quad (IV.27)$$

D'où l'étude du rapport \hat{Q}_r/Q_r^* en fonction du rapport \hat{k}_s/k_s .

Cet estimateur est indépendant de la résistance statorique et dépend de deux paramètres, l'inductance statorique et le coefficient de fuites. Ces deux paramètres sont toutefois supposés connus. La figure (fig. IV.13) représente le comportement de la fonction étudiée. Ainsi, Les courbes offrent un comportement satisfaisant pour l'identification de k_s pour un couple délivré au-delà de 50% de la valeur nominale. En effet, le rapport \hat{Q}_r/Q_r^* connaît une variation relativement importante lors des variations du rapport \hat{k}_s/k_s avec des courbes qui gardent toujours le même sens de variation.

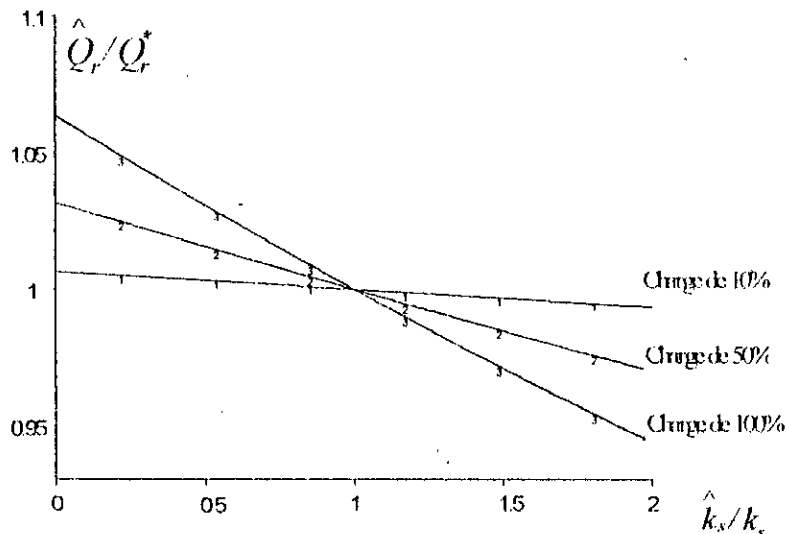
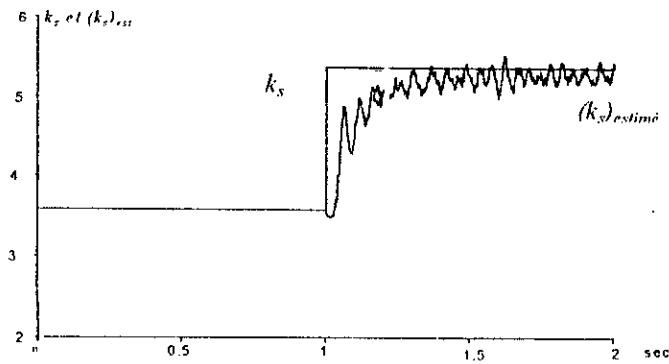


Fig IV. 13: Estimation de k_s par la puissance réactive à 100% de la vitesse nominale.

Le schéma d'identification de la figure (fig.IV.10) a été élaboré en utilisant la puissance réactive comme grandeur auxiliaire. La figure (fig.IV.14) montre un essai de simulation effectué avec une charge égale à 100% de la valeur nominale et une vitesse de rotation nominale. Ainsi, à l'instant $t=1\text{sec}$, nous imposons une valeur de k_s égale à +50% de la valeur réelle. Nous constatons que la valeur estimée par le modèle de la puissance réactive suit parfaitement la valeur imposée par le modèle de la machine asynchrone avec cependant quelques ondulations dues à la modulation appliquée à l'onduleur de tension.

Fig. IV.14 : Identification de k_s

La figure (fig. IV.15) montre le réglage de vitesse de la machine asynchrone commandée par la technique du flux orienté avec variation des paramètres R_s et R_r de la machine et adaptation de ces derniers par estimation de k_s par la méthode de l'énergie réactive. Y sont représentées les réponses dynamiques de la vitesse, du couple, des composantes de flux rotoriques et du courant statorique. Ainsi, grâce à l'adaptation de k_s donc de T_r , le découplage est parfaitement maintenu comme le montre les réponses dynamiques du flux rotorique notamment lors de l'application d'un couple de charge à $t=1$ sec.

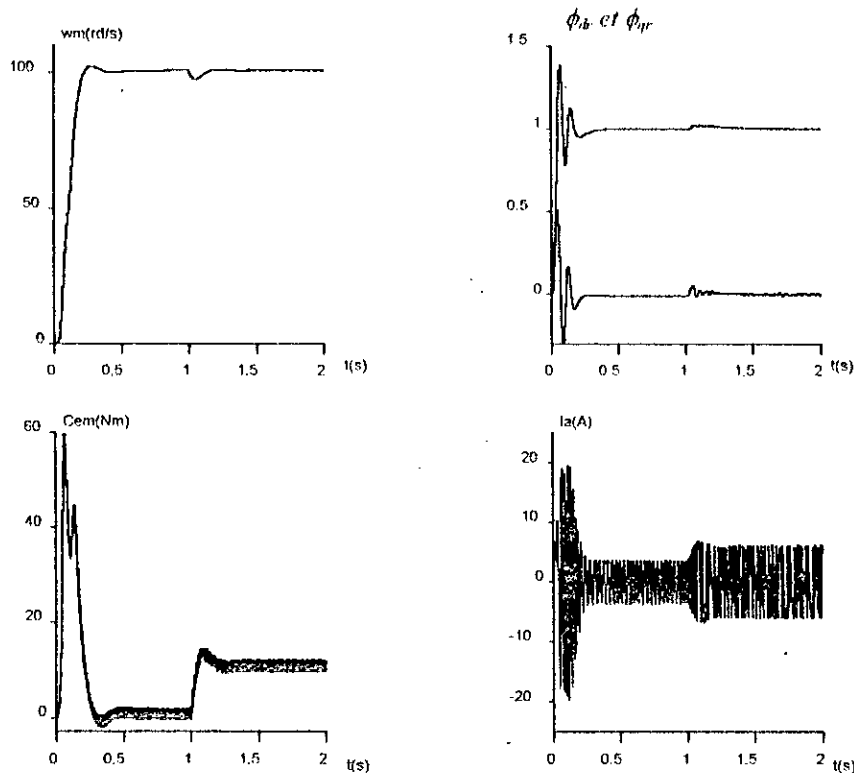


Fig. IV.15: Réponses dynamiques à une consigne de vitesse de 100 rd/sec suivies d'une application du couple de charge à $t=1$ sec.
Cas de réglage de la vitesse avec variation des paramètres ($R_s=50\% R_{s0}$, $R_r=50\% R_{r0}$), plus adaptation de k_s .

IV.3. Conclusion

Dans ce chapitre nous avons traité le problème d'adaptation de la constante de temps de la machine asynchrone. Nous avons montré la dégradation de la qualité de la commande vectorielle lorsque la constante de temps rotorique est mal connue. Pour remédier à ce problème une estimation en temps réel de T_r est nécessaire.

Les méthodes d'adaptation exposées utilisent de différentes sources d'informations sur l'état du système. Ces sources d'informations sont représentées par un signal d'erreur entre deux grandeurs de même nature calculées de deux manières différentes. Ainsi, la méthode de Garces compare deux expressions de l'énergie réactive, celle de Trzynadlovsky compare le flux rotorique réel et estimé en module et en direction et l'adaptation par modèle de référence utilise l'erreur de poursuite entre le module du flux réel et du flux de référence.

Ainsi, ces méthodes offrent une robustesse de la commande vectorielle vis-à-vis des entrées de consigne et de perturbation en présence de la variation de la constante de temps rotorique. Cependant, comme nous l'avons montré au chapitre III, le réglage classique avec régulateurs PI dépend fortement des paramètres (autres que T_r) de la machine, et une erreur d'identification de ces paramètres ou d'estimation des grandeurs à contrôler conduira obligatoirement à une détérioration des performances du réglage.

Vu cet inconvénient majeur, le réglage par mode de glissement, qui est une technique de commande à structures variables, sera introduit au chapitre V comme une solution à cet inconvénient.

Chapitre V

Commande par mode de glissement De la machine asynchrone alimentée en tension

Introduction:

Les systèmes physiques étant de nature non linéaires, leur comportement est le plus souvent décrit par des équations différentielles non linéaires. Si le domaine de fonctionnement du système est limité et/ou si la non linéarité est douce, le système est linéarisé et représenté par un ensemble d'équations qui décrit son comportement dynamique.

Par contre, l'analyse des systèmes non linéaires, qui sont plus riches et plus complexes que les systèmes linéaires, est plus difficile. Nous disposons dans la littérature d'un riche inventaire de moyens puissants d'analyse et de conception, chacun pouvant être la meilleure application pour une certaine classe particulière de la commande. Parmi les moyens d'analyse les plus classiques, nous pouvons citer le plan de phase et la théorie de Lyapunov [95],[103],[106]. Ce n'est qu'à partir du début des années 80 que la commande des systèmes à structures variables par le mode de glissement est devenue très intéressante et attractive, elle est considérée comme une des approches la plus simple pour la commande des systèmes ayant un modèle imprécis [94],[95],[96],[97],[101],[103], [104], [106].

Aujourd'hui, grâce au développement de l'électronique de puissance et de la micro-informatique, la commande en vitesse et en position de la machine asynchrone est rendue possible grâce à l'application des techniques d'orientation du champ. Néanmoins, l'alimentation de la machine par onduleur lui impose un comportement discontinu et rend le modèle global beaucoup plus complexe et non linéaire, il est souhaitable alors de faire appel à des techniques de réglage non linéaires qui s'adaptent mieux au fonctionnement discontinu imposé par ces

convertisseurs. En particulier, la technique des modes de glissement associées aux systèmes à structure variable, permet d'obtenir des lois de commande performantes et robustes vis-à-vis des incertitudes sur les paramètres et les perturbations extérieures [94] à [110].

La technique des modes glissants consiste à amener la trajectoire d'état vers la surface de *glissement* et de la faire commuter à l'aide d'une logique de commutation appropriée autour de celle-ci jusqu'au point d'équilibre, d'où le phénomène de glissement. Ce dernier rend le système bouclé insensible aux variations des paramètres et des perturbations.

Partant de cette idée et en combinant deux techniques différentes, à savoir la commande vectorielle et le réglage par mode de glissement, nous contribuons à la conception de commande robuste de la machine asynchrone connue par sa complexité est dont l'utilisation s'impose de plus en plus dans l'industrie. En effet, nous proposons l'étude du réglage de la vitesse par la technique du mode de glissement de la machine asynchrone alimentée par onduleur de tension munie de sa commande vectorielle [112],[113],[114],[115].

Deux publications seront présentées dans ce chapitre qui sont :

- *Cascade sliding mode control of a field oriented induction machine drive* [112].
- *Application of the equivalent control by sliding mode to a field oriented induction motor drive* [113],[114].

V.1. Commande en cascade par mode de glissement de la machine asynchrone avec orientation du champ [112].

Cette étude concerne l'application de la théorie des modes glissants à la machine asynchrone triphasée alimentée par onduleur de tension. La commande de l'onduleur est de type MLI imposant à la machine une commande vectorielle d'orientation du champ. Ainsi, après avoir élaboré le modèle découplé de la machine nous avons appliqué des surfaces de glissement simples à une structure en cascade et nous avons déterminé les commandes associées à ces surfaces. De plus pour diminuer le phénomène de «chattering», une commande adoucie à un seuil est choisie. L'étude est menée par simulation puis validée expérimentalement sur un prototype d'essai conçu à cette fin.

Dans ce qui suit nous présentons la publication détaillée.

Cascade Sliding Mode Control of a Field Oriented Induction Machine Drive

Abstract- This study deals with the application of sliding mode control theory to induction machine fed by a PWM voltage source inverter in which the system operates in the field oriented control. Thus, after determining the decoupled model of the machine, a set of simple surfaces have been applied to a cascade structure and the associated control laws have been synthesized. Furthermore, in order to reduce chattering phenomenon, smooth control functions with appropriate threshold have been chosen. Simulation study is conducted to show the effectiveness of the proposed method and then validated by an experimental prototype.

Key Words

Induction machine, Vector control, Sliding mode control, Cascade structure.

I. INTRODUCTION

The difficulty to control the induction machine is related to the fact that the mathematical model in Park configuration is nonlinear and highly coupled. Due to the development of power electronics and microprocessors, the induction motor control is possible by applying field oriented techniques [1],[2],[3]. These techniques provide the decoupling stator and rotor machine frames that allow to obtain a dynamical model similar to that of DC machine.

Nevertheless, a discontinuous behavior is imposed by the switching devices of the inverter that supply the induction machine, and yields to a complex mathematical model. Therefore, it is suitable to look for some techniques, which are appropriate to discontinuous operation of the switching devices. Among these techniques, one can choose variable structure control method and its associated sliding modes. This latter allows a high performance of the control scheme and especially the robustness of the algorithm with regard to changing parameters and external disturbances [4],[5],[6],[7],[8],[9].

The sliding mode control concept consists of moving the state trajectory of the system towards and to maintain it around the sliding surface with the appropriate logic commutation. This latter gives birth to a specific behavior of the state trajectory in a neighborhood of the sliding surfaces known as sliding regimes.

In this paper, we propose a new control scheme based on two different techniques to achieve the goal of speed regulation with field oriented induction machine drive. These techniques consist on a decoupling method and sliding mode control. Once the decoupled model of the machine is obtained, some sliding surfaces are chosen for which an appropriate logic commutation associated to these surfaces is determined. One important characteristic of the proposed controller is its cascade structure, which gives a high performance using simple sliding surfaces [10]. Furthermore, in order to reduce chattering phenomenon, a smooth control function with a threshold has been added in the control scheme.

Simulation study is carried out to show the performances of the proposed controller and an experimental prototype is realized to validate the proposed method.

II. SYSTEM DESCRIPTION AND MACHINE MODELING

The controlled system is an induction machine fed by a PWM voltage source inverter. A combined controller is applied to the inverter via reference voltages, which allow not only the decoupling of the machine but also its operation in sliding regimes for speed regulation (Fig. 1).

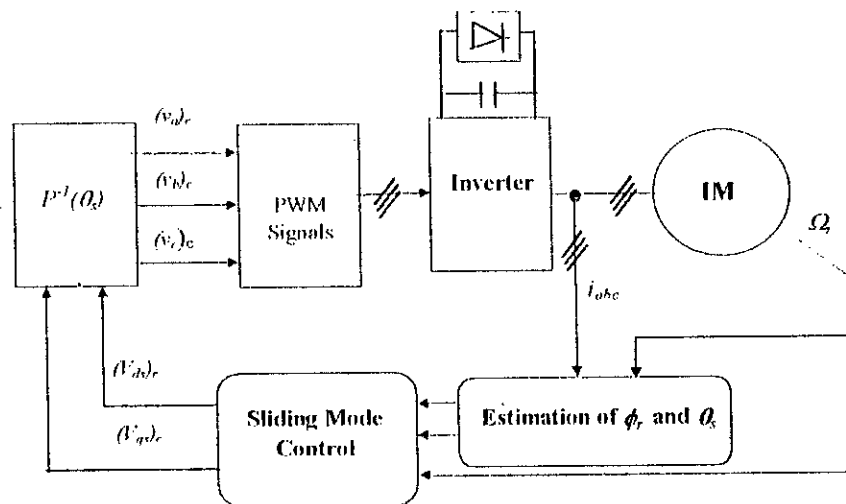


Fig. 1 : Sliding mode control structure of an induction machine.

A. Modeling of the induction machine

Using the frequently adopted assumptions, thus by assuming sinusoidally distributed air-gap flux density distribution and linear magnetic conditions and considering the stator voltages (v_{ds} , v_{qs}) as control inputs, the stator currents (i_{ds} , i_{qs}), the rotor flux (ϕ_{dr} , ϕ_{qr}) and the speed (Ω_r) as state variables. In the d-q referential axis linked to rotating field, the following electrical equations are deduced

$$\begin{cases} \frac{di_{ds}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left[-R_{sm} i_{ds} + \omega_s \sigma L_s i_{qs} + \frac{L_m}{L_r} \left(\frac{d\phi_{dr}}{dt} + \omega_r \phi_{qr} \right) + v_{ds} \right] \\ \frac{di_{qs}}{dt} = \frac{1}{\sigma L_s} \left[-R_{sm} i_{qs} - \omega_s \sigma L_s i_{ds} + \frac{L_m}{L_r} \left(\frac{d\phi_{qr}}{dt} - \omega_r \phi_{dr} \right) + v_{qs} \right] \\ \frac{d\phi_{dr}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} i_{ds} + \omega_{sl} \phi_{qr} - \frac{1}{T_r} \phi_{dr} \\ \frac{d\phi_{qr}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} i_{qs} - \omega_{sl} \phi_{dr} - \frac{1}{T_r} \phi_{qr} \end{cases} \quad (1)$$

where

$$R_{sm} = R_s + \frac{m}{L_r^2} R_r, \quad \omega_r = p\Omega_r, \quad \omega_{sl} = \omega_s - \omega_r$$

The mechanical modeling part of the system is given by

$$J \frac{d\Omega_r}{dt} = T_{em} - T_L - K_f \Omega_r \quad (2)$$

and the electromagnetic torque by

$$T_{em} = \frac{pL_m}{L_r} (\phi_{dr} i_{qs} - \phi_{qr} i_{ds}) \quad (3)$$

Using the system equations given by (1), one can remark the interaction of both inputs, which makes the control design more difficult.

B. Field oriented control

The first step of our work is to obtain a decoupled system in order to control the electromagnetic torque via stator quadrature current i_{qs} with a similar manner of a DC machine.

This field orientation is obtained by

$$\begin{cases} \phi_{dr} = \phi_r \\ \phi_{qr} = 0 \end{cases} \quad (4)$$

The rotor flux and its position are estimated by means of stator current and speed measurements (direct method) and are given as follows [12].

$$\begin{aligned} \phi_r &= \frac{L_m}{1+sT_r'} i_{ds} \\ \theta_s &= \int \left(\frac{L_m i_{qs}}{T_r' \phi_r} + p\Omega_r \right) dt \end{aligned} \quad (5)$$

With taking into account the field orientation of the machine, the stator equations on d,q-axis become

$$\begin{aligned} \frac{di_{ds}}{dt} &= \frac{1}{\sigma L_s} \left[V_{ds} - R_{sm} i_{ds} + \sigma L_s \omega_s i_{qs} + \frac{L_m}{T_r' L_r} \phi_r \right] \\ \frac{di_{qs}}{dt} &= \frac{1}{\sigma L_s} \left[V_{qs} - R_{sm} i_{qs} - \sigma L_s \omega_s i_{ds} - \frac{L_m}{L_r} \omega_r \phi_r \right] \end{aligned} \quad (6)$$

III. SLIDING MODE CONTROL

A. General concept

The variable structure systems and their associated sliding regimes are characterized by a discontinuous nature of the control action with which a desired dynamic of the system is obtained by choosing appropriate sliding surfaces. The control actions provide the switching between subsystems which give a desired behavior of the closed loop system [4],[7],[9],[11]. Figure 2 illustrates a sliding mode phenomenon, which consists of an infinite switching of the control action within the neighborhood of the sliding surface.

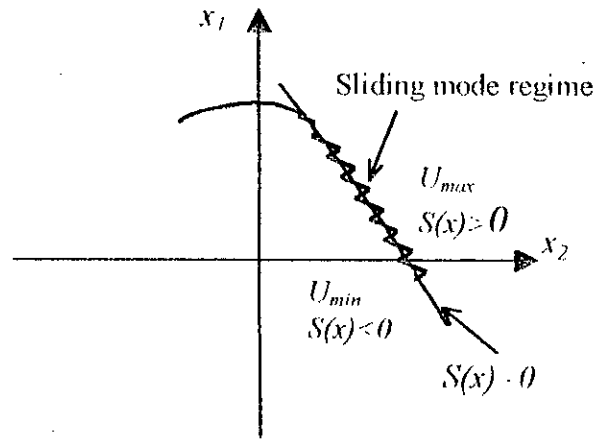


Fig.2 : State trajectory in sliding mode regime.

Let us consider a class of nonlinear system described by the following equation

$$\begin{aligned} \dot{x} &= f(x) + g(x)U \\ y &= h(x) \end{aligned} \quad (7)$$

where $x(t) \in R^n$ is the state vector, $U(t) \in R^m$ is the control action and $y(t) \in R^p$ is the output.

Assuming that the system is controllable and observable, the sliding mode control objectives consist of the following steps:

- Design of the switching surface $S(x) \in R^m$ so that the state trajectories of the plant restricted to the equilibrium surface have a desired behavior such as tracking, regulation and stability.
- Determine a switching control strategy, $U(x)$ so that to drive the state trajectory to the equilibrium surface and maintain it on the surface. This strategy has the form

$$U = \begin{cases} U_{\max} & \text{if } S(x) > 0 \\ U_{\min} & \text{if } S(x) < 0 \end{cases} \quad (8)$$

where $S(x)$ is the switching manifold.

- Reduce the chattering phenomenon due to discontinuous nature of the control.

A well known surface chosen to obtain a sliding mode regime which guarantee the convergence of the state x to its reference x_{ref} is given as follows [5]

$$S(x) = \left(\frac{d}{dt} + \lambda \right)^{r-1} (x_{ref} - x) \quad (9)$$

where r is the degree of the sliding surface.

Two parts have to be distinguished in the control design procedure. The first one concerns the attractivity of the state trajectory to the sliding surface and the second represents the dynamic response of the representative point in sliding mode. This latter is very important in terms of application of nonlinear control techniques, because it eliminates the uncertain effect of the model and external perturbation. Among the strategies of the sliding mode control available in the literature, one can chose for the controller the following expression

$$U_c = U_{eq} + U_n \quad (10)$$

where U_{eq} is the control function defined by Utkin, and noted equivalent control, for which the trajectory response remains on the sliding surface [4],[9]. In this case, the invariance condition is expressed as

$$S(x) = 0 \quad \text{and} \quad \dot{S}(x) = 0 \quad (11)$$

The equivalent control can be interpreted as the average value of the control switching representing the successive commutation in the range $[U_{max}, U_{min}]$ [4].

Let us consider the system described by equ. 7, when the sliding mode regime arise, the dynamic of the system in sliding mode is subjected to the following equation $S(x) = 0$ thus for the ideal sliding mode we have also $\dot{S}(x) = 0$

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} \frac{\partial x}{\partial t} = \frac{\partial S}{\partial x} [f(x) + g(x)U_{eq}] + \frac{\partial S}{\partial x} [g(x)U_n] \quad (12)$$

For $\dot{S}(x) = 0$, and $U_n = 0$ (on $S(x) = 0$), we obtain

$$U_{eq} = - \left[\frac{\partial S}{\partial x} g(x) \right]^{-1} \left[\frac{\partial S}{\partial x} f(x) \right] \quad (13)$$

By replacing U_{eq} in (12) we obtain

$$\dot{S}(x) = \frac{\partial S}{\partial x} g(x) U_n \quad (14)$$

the term U_n is added to the global function of the controller in order to guarantee the attractiveness of the chosen sliding surface. This latter is achieved by the condition $S(x)\dot{S}(x) < 0$ then

$$\dot{S}(x)S(x) = S(x) \frac{\partial S}{\partial x} g(x) U_n < 0 \quad (15)$$

A simple form of the control action using sliding mode theory is a relay function, which is given by equ.16 (Fig. 3). However, this latter produces a drawback in the performances of a control system, which is known as chattering phenomenon.

$$U_n = K \operatorname{sgn}(S(x)) \quad (16)$$

Replacing U_n in equ. (15), we obtain

$$\dot{S}(x)S(x) = \frac{\partial S}{\partial x} g(x) K |S(x)| < 0 \quad (17)$$

The term $\frac{\partial S}{\partial x} g(x)$ is negative for the class of the system considered, whereas the gain K is chosen positive to satisfy attractivity and stability conditions. In this context, we can verify the stability of the sliding surface with using theorem of Lyapunov. Let us choose the following positive function ($V(x) > 0$) such us

$$V(x) = \frac{1}{2} S^2(x) \quad (18)$$

Its derivative is given by

$$\dot{V}(x) = S(x) \dot{S}(x) \quad (19)$$

One must verify the decreasing of the Lyapunov function to zero. For this purpose it is sufficient to assure that its derivative is negative.

In order to reduce the chattering phenomenon due to the discontinuous nature of the controller, a smooth function is defined in some neighborhood of the sliding surface with a threshold (Fig. 4). If a representative point of the state trajectory moves within this interval, a smooth function replaces the discontinuous part of the control action. Thus, the controller becomes

$$U_n = \begin{cases} \frac{K}{\varepsilon} S(x) & \text{if } |S(x)| < \varepsilon \neq 0 \\ K \operatorname{sgn}(S(x)) & \text{if } |S(x)| > \varepsilon \end{cases} \quad (20)$$

where K takes the admissible value.

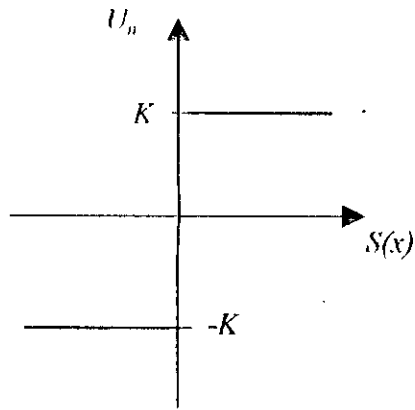


Fig. 3 : Relay control function.

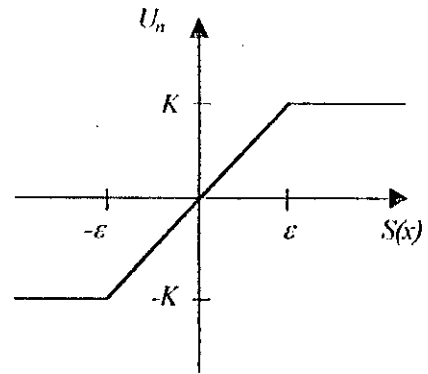


Fig. 4 : Smoothed sign function.

B. Application to the induction machine

In this study, the sliding mode control theory is applied to the rotor field oriented induction machine model, in such a way to obtain simple surfaces. The proposed control scheme is a cascade structure as it is shown in (fig. 5) in which two surfaces for each axis are required. The internal loops allow to control the stator current components (i_{ds} , i_{qs}), whereas the external loops provide the speed and the rotor flux (Ω_r , ϕ_r) regulations.

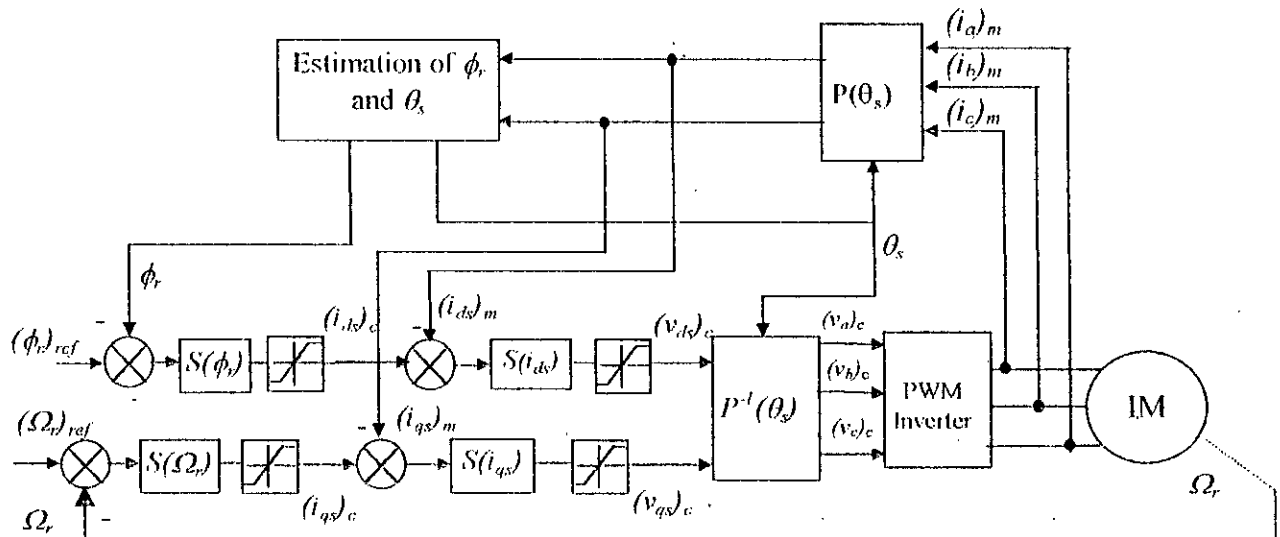


Fig. 5 : Sliding mode control scheme of the cascade structure.

The sliding surfaces for each axis are chosen as follows

$$d\text{-axis} : \begin{cases} S(\phi_r) = (\phi_r)_{ref} - \phi_r \\ S(i_{ds}) = (i_{ds})_{ref} - i_{ds} \end{cases} \quad (21)$$

$$q\text{-axis} : \begin{cases} S(\Omega_r) = (\Omega_r)_{ref} - \Omega_r \\ S(i_{qs}) = (i_{qs})_{ref} - i_{qs} \end{cases} \quad (22)$$

$S(\phi_r)$ and $S(\Omega_r)$ are related to the outer loop, whereas $S(i_{ds})$ and $S(i_{qs})$ are related to the inner loop. The $(i_{ds})_{ref}$ and $(i_{qs})_{ref}$ references are determined by the outer loop, and take respectively the values of $(i_{ds})_c$ and $(i_{qs})_c$ control.

Using equ. (5),(6), (11) and (20), it follows

- On d-axis: For the rotor flux regulation

$$\dot{S}(\phi_r) = 0 \Rightarrow (i_{ds})_{eq} = \frac{\phi_r + T_r (\phi_r)_{ref}}{L_m} \quad (23)$$

$$\dot{S}(\phi_r) S(\phi_r) < 0 \Rightarrow (i_{ds})_n = \begin{cases} \frac{K_\phi}{\varepsilon_\phi} S(\phi_r) & \text{if } |S(\phi_r)| < \varepsilon_\phi \\ K_\phi \operatorname{sgn}(S(\phi_r)) & \text{if } |S(\phi_r)| > \varepsilon_\phi \end{cases} \quad (24)$$

thus the controller is $(i_{ds})_c = (i_{ds})_{eq} + (i_{ds})_n$

and for direct current regulation, it follows

$$\dot{S}(i_{ds}) = 0 \Rightarrow (v_{ds})_{eq} = \sigma L_s (\dot{i}_{ds})_{ref} + R_{sm} i_{ds} - \sigma L_s \omega_s i_{qs} - \frac{L_m}{L_r T_r} \phi_r \quad (25)$$

$$\dot{S}(i_{ds}) S(i_{ds}) < 0 \Rightarrow (v_{ds})_n = \begin{cases} \frac{K_d}{\varepsilon_d} S(i_{ds}) & \text{if } |S(i_{ds})| < \varepsilon_d \\ K_d \operatorname{sgn}(S(i_{ds})) & \text{if } |S(i_{ds})| > \varepsilon_d \end{cases} \quad (26)$$

the controller on d-axis is given by $(v_{ds})_c = (v_{ds})_{eq} + (v_{ds})_n$

In the same way,

- On q-axis: For speed regulation it follows

$$\dot{S}(\Omega_r) = 0 \Rightarrow (i_{qr})_{eq} = \frac{J(\dot{\Omega}_r)_{ref} + K_f \Omega_r + T'_L}{\frac{pL_m}{L_r} \phi_r} \quad (27)$$

$$\dot{S}(\Omega_r)S(\Omega_r) < 0 \Rightarrow (i_{qr})_n = \begin{cases} \frac{K_w}{\varepsilon_w} S(\Omega_r) & \text{if } |S(\Omega_r)| < \varepsilon_w \\ K_w \operatorname{sgn}(S(\Omega_r)) & \text{if } |S(\Omega_r)| > \varepsilon_w \end{cases} \quad (28)$$

and the controller is given by $(i_{qs})_c = (i_{qs})_{eq} + (i_{qs})_n$

and for the quadrature current regulation, it follows

$$\dot{S}(i_{qs}) = 0 \Rightarrow (v_{qs})_{eq} = \sigma L_s (\dot{i}_{qs})_{ref} + R_{sm} i_{qs} + \sigma L_s \omega_s i_{ds} + \frac{L_m}{L_r} \omega_r \phi_r \quad (29)$$

$$\dot{S}(i_{qs})S(i_{qs}) < 0 \Rightarrow (v_{qs})_n = \begin{cases} \frac{K_q}{\varepsilon_q} S(i_{qs}) & \text{if } |S(i_{qs})| < \varepsilon_q \\ K_q \operatorname{sgn}(S(i_{qs})) & \text{if } |S(i_{qs})| > \varepsilon_q \end{cases} \quad (30)$$

and the controller is given by $(v_{qs})_c = (v_{qs})_{eq} + (v_{qs})_n$

To satisfy stability condition of the system, all of the following gains (K_d, K_q, K_ϕ, K_w) should be chosen positive. High performances may be obtained by choosing appropriate gains.

K_d and K_q take the admissible values of transient stator voltage in direct and quadrature axis, then $K_d = (v_{ds})_{max}$ and $K_q = (v_{qs})_{max}$

K_ϕ takes the value of $(i_{ds})_{max} = (\phi_r)_{ref} / L_m$.

K_w takes two times of stator quadrature current value $(i_{qs})_{max}$ admissible by the machine in order to make an inversion of speed with a maximum energy [11],[12].

Using Park transformation, the reference voltages in the (a,b,c) coordinates are expressed as

$$\begin{bmatrix} (v_a)_c \\ (v_b)_c \\ (v_c)_c \end{bmatrix} = P^{-1}(\theta_s) \begin{bmatrix} (v_{ds})_c \\ (v_{qs})_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta_s) & -\sin(\theta_s) \\ \cos(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_s - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_s + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} (v_{ds})_c \\ (v_{qs})_c \end{bmatrix} \quad (31)$$

In equ. 27, one can remark the effect of load torque on the stator current control (i_{qs}). Since the load torque is not exactly known at any time, its estimation is introduced in order to test whether it is necessary to achieve best performances. In other hand, by using this test one can verify the robustness of the sliding mode controller in terms of load torque variations.

This estimation is achieved by measuring the quadrature stator current, the speed and its derivative. The mechanical equation gives

$$T_L = \frac{pL_m}{L_r} \phi_r i_{qs} - J \frac{d\Omega_r}{dt} - K_f \Omega_r \quad (32)$$

IV. VALIDATION OF THE PROPOSED CONTROLLER

A. Simulation results

A cascade structure with sliding mode control of the rotor flux oriented control has been simulated using the parameters given in the appendix (B). Thus, the speed regulation is obtained using such a controller in spite of the presence of stern disturbances such as speed inversion and step changing of the load torque.

In figure 6 it is shown the starting and the speed inversion of the induction machine. A rapid response is obtained. Besides, it is very closed to the desired reference. One can note the chattering phenomenon of the torque due to the discontinuous characteristic of the controller. It is clearly shown for rotor flux responses that the decoupling is realized since the direct component of the rotor flux converge to the reference $(\phi_r)_{ref}$, and its quadrature component to zero despite the load variations.

The dynamic responses of the speed and the electromagnetic torque when we introduce a step speed reference are presented in figure 7. A load torque perturbation has also been imposed on

the system at $t=0.5$ sec. It is clearly shown from the results that the input reference is perfectly tracked by the speed and the introduced perturbation is immediately rejected by the control system.

Figure 8 illustrates the dynamic response of the speed in which the load torque is not estimated (a) and estimated by using current and speed measurements (b). One can remark the response without estimation is very close to that of the estimated one. This is due to the fact that the sliding mode control is not only robust in terms of parameters variation but also in terms of external perturbation defined by load torque variations.

A starting operation followed-up by speed inversion of the system is illustrated in figure 9. The dynamic behavior of the speed is shown with 50% raise of (R_r, L_r) relative to the identified model parameters, in which they are separately influenced. It is important to note that the changing parameters are introduced only in the model of the machine. Neither the estimator, nor the controller is involved by these variations.

It is well known for classic controller that the field oriented control is very sensitive to the rotor constant time. Therefore, the estimator is always updated with using adaptive methods.

In our case, for the range of changing parameters, the decoupling of the machine is lightly affected by these changing as shown in figure 10, which gives the dynamic of the rotor flux components. In spite of estimator variation due to the rotor constant time T_r , the robustness of the control system is achieved by the appropriate type controller which is a sliding mode control and the cascade structure used. The obtained results confirm the robustness quality inherent to the proposed controller.

B. Experimental results

For the purpose of validation of the proposed control scheme, an experimental prototype has been achieved. This latter is constituted by a transistor PWM-inverter and a 700 W induction machine.

In this control scheme, the stator reference currents and voltages are continuous because of the introduction of the smoothed sign functions. The reference voltages $((v_a)_c, (v_b)_c, (v_c)_c)$ obtained from Park transformation are considered as a comparative reference signals for a PWM circuit. These signals are then compared to the triangular wave of the PWM circuit (sinusoidal

modulation technique), which generate discontinuous stator voltages applied to the induction machine.

The electromagnetic torque is included in the control program for its estimation. The currents are measured by Hall effect sensors. The implemented gains for the proposed controller are those used for simulation tests.

Data acquisition and the control algorithm are implemented on the computing system managed by a DSP card (TMS 320C31) conceived for developments of control systems in real time [12].

The results illustrated in figure 11 show the speed response and the stator current components evolution during the speed inversion sense. These components describe respectively the rotor flux and the electromagnetic torque evolution.

The system containing machine and its controller was let in stern working conditions for a long period of time. Despite the overheating of the machine, the performances of the system were maintained because of the robustness of the proposed control scheme.

To confirm the robustness quality of the controller in terms of load torque variations, figure 12 illustrates the speed response for steps changing of 80 rd/sec with and without using the load torque estimator. One can remark that the responses are not affected by this estimator. Therefore, the use of the estimator in the control scheme is just for improving lightly the performances.

These experimental results confirm those obtained by simulation and show the effectiveness of the cascade sliding mode controller.

V. CONCLUSION

The cascade sliding mode control of the field oriented induction machine is proposed. To highlight the effectiveness and performances of the developed control scheme, simulation study and experimental application are carried out. Despite the simplicity of the chosen sliding surfaces, satisfying results are obtained.

Furthermore, in order to reduce the chattering phenomenon, due to discontinuous nature of the controller, a smooth function has been applied. It is verified that, as the threshold increases, the number of switching of the controller decreases, nevertheless for too big threshold a problem of accuracy arises.

Also, the load torque estimation, which is introduced in the control algorithm via stator current and speed measurements has been validated by experimental responses. Thus, its using in the control scheme allows to nullify the steady state error and therefore, the performances are lightly improved.

Such a control scheme provides a protection of the connected inverter and machine with regards to stator currents since these latter are controlled.

Besides, the robustness quality of the proposed controller appears clearly in the test results by changing machine parameters and especially the load torque variation.

References

- [1] P. Vas, *Vector control of AC machines*, Clarendon Press-Oxford edition, 1990.
- [2] Y. Edward, Y. Ho and P.C. Sen, "Decoupling control of induction motors", *IEEE Trans. Indus. Elect.*, Vol 35, N° 2, May 1988, pp 253-262.
- [3] P. Vas and J. Li, "Simulation of vector-controlled induction motor drives", *IMACS-TCI'93*, July 7th to 9th 1993, pp 409-413.
- [4] H.Bühler, *Réglage par mode de glissement*, Presses Polytechniques Romandes, Switzeland, 1986.
- [5] J. J. Slotine and W. Li, *Applied nonlinear control*, Englewood Cliffs, Prentice Hall, 1991.
- [6] A. Sabanovic and F. Bilalovic, "Sliding mode control of AC drives", *IEEE Trans. Indus. Appl*, Vol 25, N° 1, Jan/ Fev 1989, pp 70-75.
- [7] A. Sabanovic, N.Sabanovic and K.Ohnishi, "Sliding modes in power converters and motion control systems", *International journal of control*, 1993, Vol.57, N° 5, pp 1237-1259.
- [8] A. Sabanovic and D. B. Izosimov, "Application of sliding modes to induction motor control", *IEEE Trans. Indus. Appl.*, Vol IA. 17, N° 1, Jan /Fev 1981, pp 41-49.
- [9] V. I. Utkin, "Sliding mode control design principles and applications to electric drives", *IEEE Trans. Indus. Elec.*, Vol 40, N° 1, Feb. 1993, pp 23-36.
- [10] H. Sira-Ramirez, "Sliding motions in bilinear switched networks", *IEEE Trans. Circuits and systems*, Vol.Cas-34, N°8, Aug. 1987, pp. 919-933.
- [11] Y. Edward, Y. Ho and P.C. Sen, "A microcontroller-based induction motor drive system using variable structure strategy with decoupling", *IEEE Trans. Indus. Elect.*, Vol 37, N° 3, June 1990, pp 227-235.
- [12] N. Madani, *Contribution à l'étude de la commande vectorielle avec réglages linéaire et par mode de glissement de la machine asynchrone*, Magister thesis, Nov. 1996, Mouloud Mammeri University, Tizi Ouzou (Algeria).

Appendix

A. List of principal symbols

R_s, R_r : Stator, rotor resistance.

L_s, L_r : Stator, rotor inductance.

T_r : Rotor time constant.

L_m : Magnetizing inductance.

V_{ds}, V_{qs} : Stator voltage d-q axis components

i_{ds}, i_{qs} : Stator current d-q axis components.

ϕ_{dr}, ϕ_{qr} : Rotor flux d-q axis components.

ω_s : Stator angular frequency .

ω_r : Rotor speed.

θ_s : Angular position.

σ : Total leakage coefficient ($= 1 - L_m^2 / L_s L_r$)

J : Total inertia.

K_f : Coefficient of friction.

T_L : Load torque.

p : Number of pole pairs.

s : Differential operator ($= d/dt$).

B. Machine parameters

Machine of 700 W, 220 V.

$R_s = 21.2 \Omega, R_r = 1.51 \Omega, L_s = 1.225 \text{ H}, L_r = 0.0931 \text{ H}, L_m = 0.3176 \text{ H},$

$J = 4.44 \text{e-}3 \text{ Kg.m}^2, K_f = 5.13 \text{e-}4 \text{ Nm/rds}^{-1}$

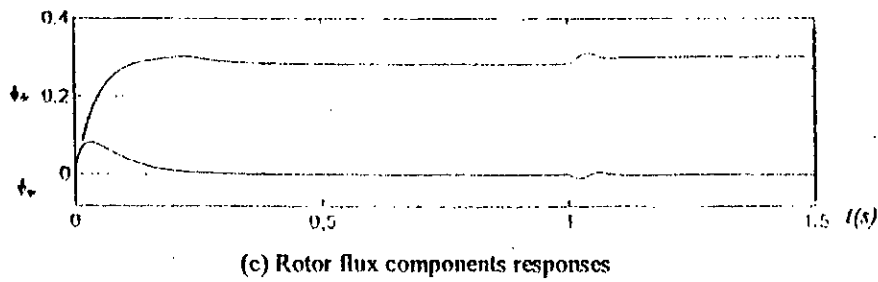
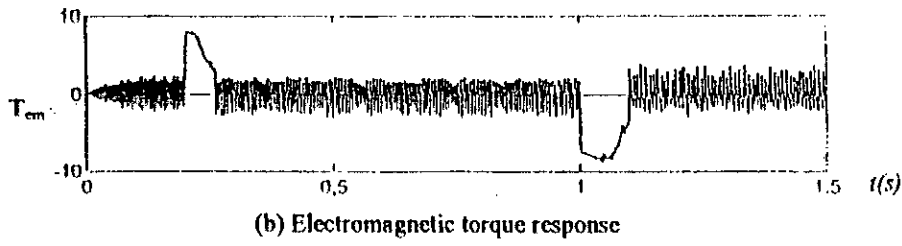
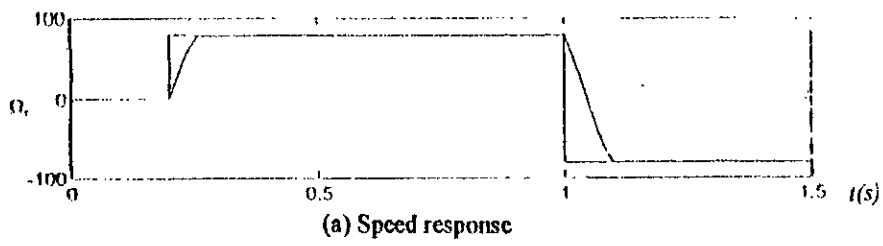


Fig. 6 : Starting and speed inversion responses ($K_d=134, K_q=175, K_\phi=1, K_w=5, \varepsilon_d=2, \varepsilon_q=2, \varepsilon_\phi=0.1, \varepsilon_w=3$).

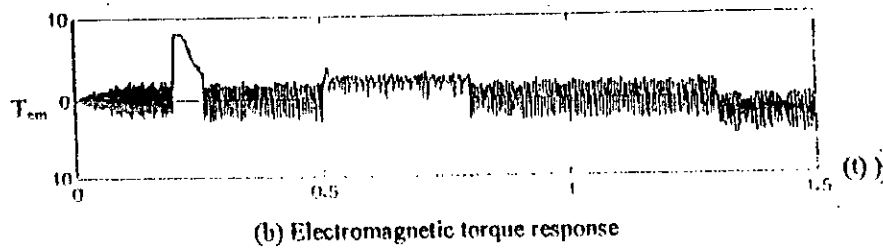
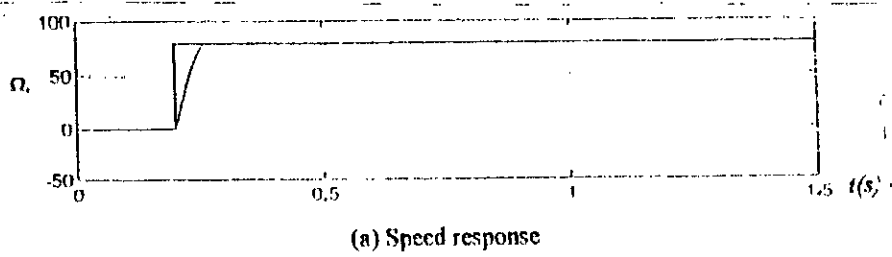


Fig. 7 : Load torque application. ($K_d=134, K_q=175, K_\phi=1, K_w=5, \varepsilon_d=0.2, \varepsilon_q=0.5, \varepsilon_\phi=0.1, \varepsilon_w=1$).

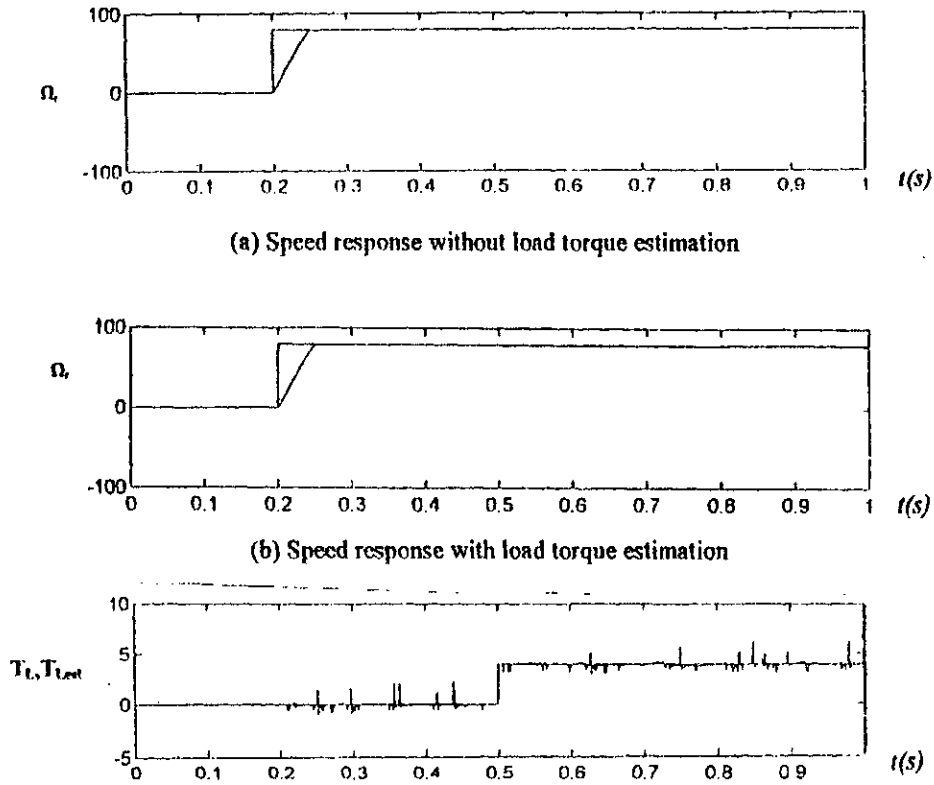


Fig. 8 : Applied and estimated load torque.

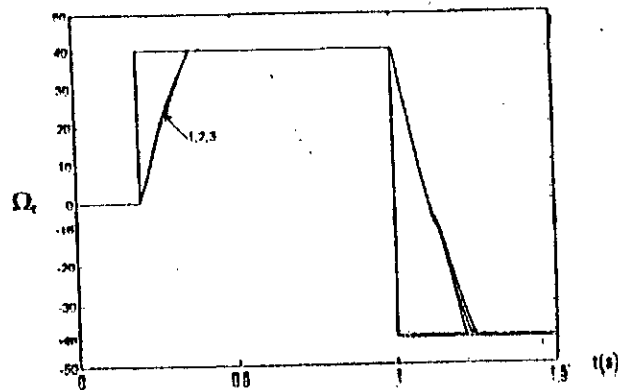


Fig. 9 : Robustness test of the sliding mode control.

(1) : (R_r, L_r) nominal parameters, (2) : $R_r=150\% R_{r0}$, (3) : $L_r=150\% L_{r0}$.

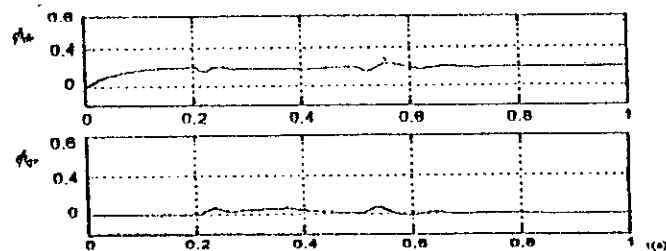


Fig.10: Dynamic of rotor flux components with T_l changing in the set of 0.2 s to 0.7 s.

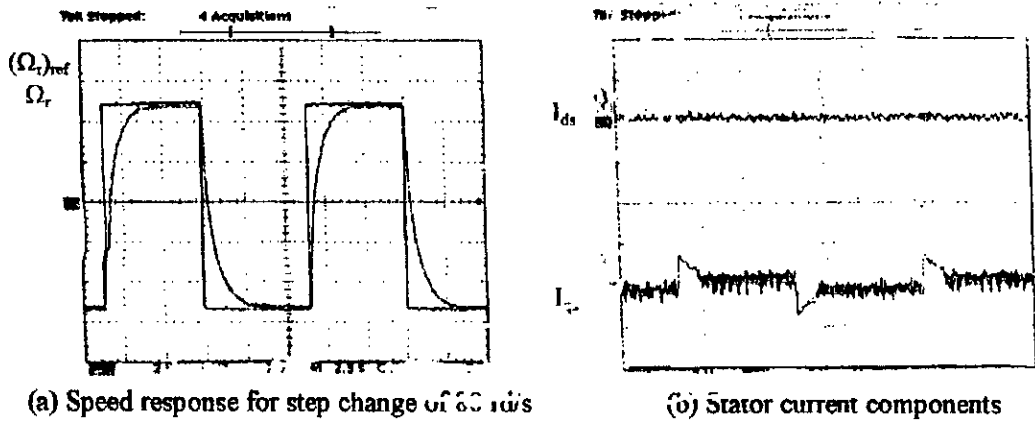
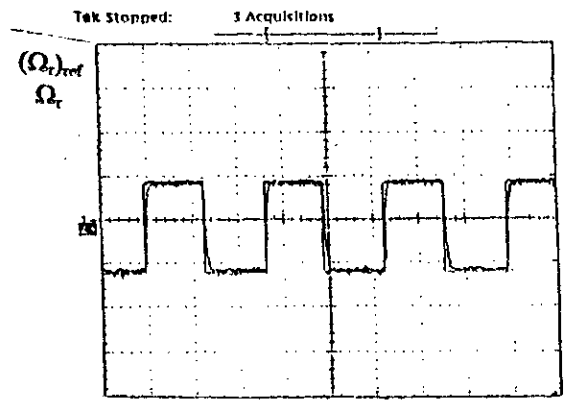
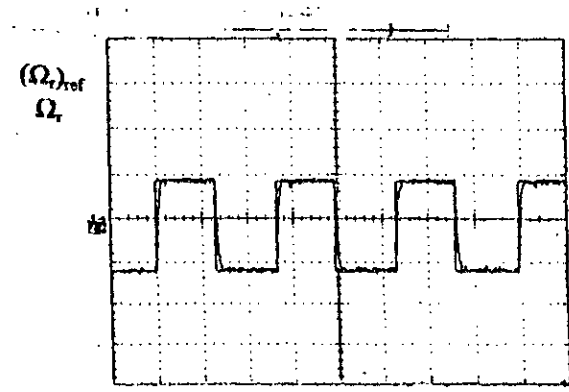


Fig. 11 : Experimental results in load working showing the speed and its reference for (a), stator current components for (b) (Scale time: 0.15 s/div, Speed: 16 rd/s/div).



(a) without load torque estimation



(b) with load torque estimation

Fig. 12 : Experimental results in load working showing the speed and its reference for 80 rd/s with and without load torque estimation. (Scale time: 0.5 s/div, Speed: 40 rd/s/div)

V.2. Application de la commande équivalente par mode de glissement au moteur asynchrone avec orientation du champ [113],[114]

Dans ce travail, il a été présenté une étude sur la théorie des modes de glissement associés à un onduleur de tension alimentant un moteur asynchrone triphasé. La commande de l'onduleur est à MLI sinusoïdale imposant au moteur une commande vectorielle d'orientation du champ. Ainsi, nous avons d'une part, tester des surfaces de commutation afin de trouver les meilleures conditions de mise en régime de glissement, et nous avons synthétisé la commande équivalente associée à cette surface de commutation d'autre part. En suite, nous avons imposé un placement de pôles robuste afin de minimiser l'effet de la variation de certains paramètres sur la dynamique du système.

Dans ce qui suit nous présentons l'article détaillé.

Application of the Equivalent Control by Sliding Mode to a Field-Oriented Induction Motor Drive

Abstract- This study deals with the application of the sliding mode theory to an induction motor fed by a PWM voltage-source-inverter in which the system operates in the field-oriented control. After testing some sliding surfaces established for a state feedback control law, an equivalent control associated to these surfaces for speed and position regulation has been synthesized. Some results of simulation are presented in order to show the performances of this proposed method.

Keywords: Induction motor, voltage-source-inverter, field-oriented control, sliding mode control.

I. INTRODUCTION

The difficulty to control the induction machine resides in the fact that the mathematical model in Park configuration is non-linear and highly coupled. The control problem which consists of the regulation of the electromagnetic torque by rotor pulsation and the flux by voltage/frequency could not satisfy actual technological requirements which need improved high-performance control. However, due to the development of power electronics and microprocessor, the induction motor positioning is now possible by applying field oriented techniques [1],[2]. These techniques provide decoupling stator and rotor machine frames that allow to obtain a dynamical model similar to the DC machine.

The sliding mode control concept consists of moving the state trajectory of the system towards the sliding surface and to maintain it around the sliding surface with the appropriate commutation logic which make the outer loop of drive system insensitive to variation of some parameters [3],[4],[5],[6].

In this paper, we apply the sliding mode control theory to an induction motor fed by a pulsewidth modulation (PWM) voltage-source-inverter in which the system operates in the indirect field-oriented control.

A commutation surface is tested in to find the best sliding conditions. Also the equivalent control associated to this commutation surface is synthesized. Adequate pole positions to obtain the desired dynamic of the system in sliding mode region is imposed.

II. DESCRIPTION AND MODELING OF THE CONTROL SYSTEM

The controlled system is an induction motor fed by a PWM voltage source inverter whose control strategy is based on space vector approach. A combined control is applied to the inverter by a reference voltage allowing at once, machine decoupling and the operation in the ideal sliding mode thanks to the equivalent control (Fig. 1).

An indirect control of the rotor flux by the stator voltage component U_d allows to cancel the d-axis action on q-axis, realising then the decoupling problem. The obtained model is similar to the DC machine.

The voltage ($U_{uq} = U_q$) is the equivalent control of the sliding modes at infinite frequency whose commutation logic is given by

$$U = \begin{cases} U_{\max} & \text{if } s(x) > 0 \\ U_{\min} & \text{if } s(x) < 0 \end{cases} \quad (1)$$

This voltage is a continuous function representing the successive commutation average of control U in the range $[U_{\min}, U_{\max}]$ values.

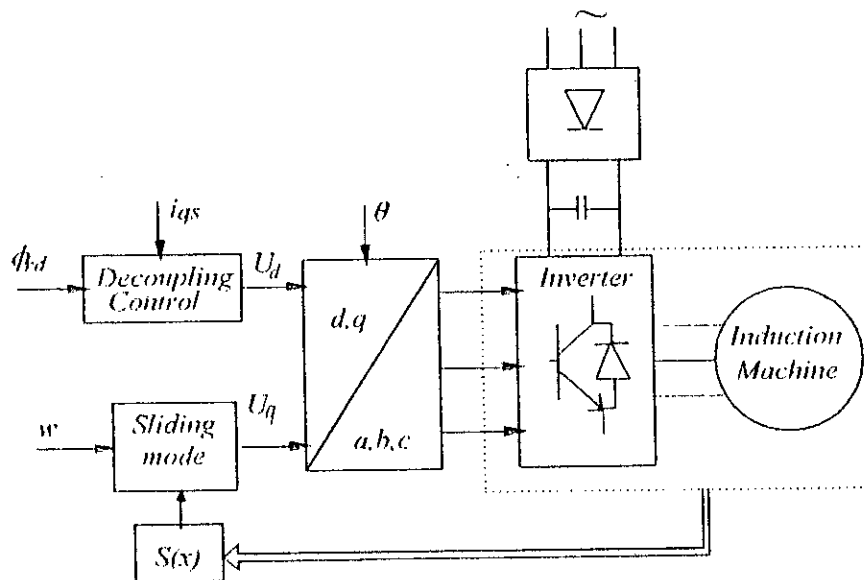


Fig.1: Induction motor fed by an inverter imposing combined control.

A. DETERMINATION OF THE EQUIVALENT CONTROL BY SLIDING MODE

Let us consider a linear system given by eq.(2). Figure 2 shows a system configuration in sliding mode with state feedback commutation law achieved by an integral controller [3].

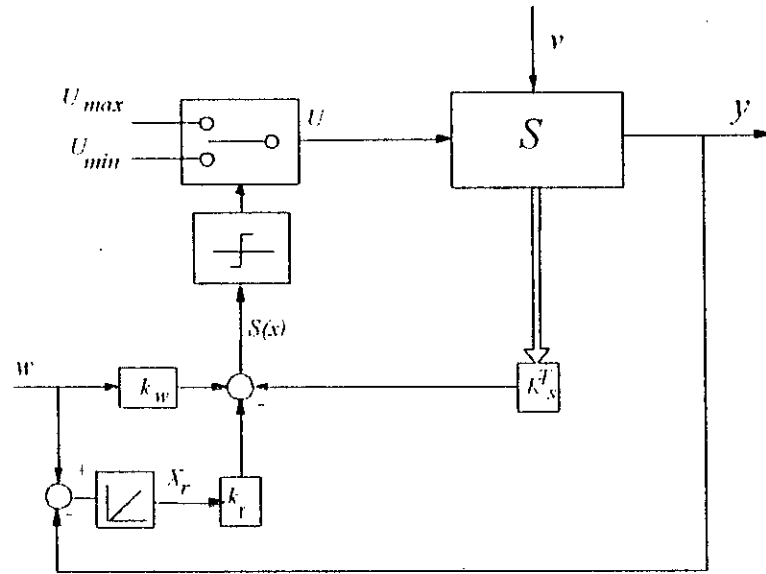


Fig.2: Sliding mode control scheme with state feedback commutation law.

The state equations of a linear system are

$$\begin{aligned} \dot{x} &= Ax + bu + b_v v + b_w w \\ y &= C_s^T x_s \end{aligned} \tag{2}$$

with state feedback commutation surface [3]

$$s(x,t) = -K^T x + k_w w \tag{3}$$

where $x = [x_s \ x_r]^T$ is the global system state vector, $K = [k_s \ k_r]^T$ is the global state feedback gain, and

$$A = \begin{bmatrix} A_s & 0 \\ -\frac{C_s^T}{T_i} & 0 \end{bmatrix}, \quad b = \begin{bmatrix} b_s \\ 0 \end{bmatrix}, \quad b_v = \begin{bmatrix} b_{sv} \\ 0 \end{bmatrix}, \quad b_w = \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{T_i} \end{bmatrix}$$

In ideal sliding mode, we have $s(x) = 0$ and consequently $ds(x)/dt = 0$, hence the equivalent control can be expressed as [3]

$$U_{eq} = -\frac{1}{K^T b} K^T (Ax + b_v v + b_w w) + \frac{1}{K^T b} k_w \dot{w} \tag{4}$$

with the condition : $K^T b \neq 0$

At last substituting (4) in (2), sliding mode state equation is

$$\dot{x} = A^* x + b_v^* v + b_w^* w + b_w^* \dot{w} \quad (5)$$

with

$$A^* = \left(I - \frac{1}{K^T b} b K^T \right) A, \quad b_v^* = \left(I - \frac{1}{K^T b} b K^T \right) b_v$$

$$b_w^* = \left(I - \frac{1}{K^T b} b K^T \right) b_w, \quad b_w^* = \frac{k_w}{K^T b} b$$

B. MATHEMATICAL DESCRIPTION OF THE SYSTEM

1. Modeling of induction motor with field orientation

By assuming sinusoidally distributed air-gap flux density and linear magnetic conditions, the modeling of the induction motor can be conveniently described by two space-vector voltage equations formulated in a coordinate field rotating system. The decoupling control of torque and rotor flux can be achieved by imposing a rotor flux vector co-linear with the referential direct axis linked to the turning field [1],[2],[7]. We can write

$$\phi_{rq} = 0$$

The ϕ_{rd} component being maintained constant, the direct component of stator voltage vector U_d can be written as [7]

$$u_d = \frac{R_s}{L_m} (\phi_{rd}) - \sigma L_s \omega i_{qs} \quad (6)$$

Thus, motor state model is given by the following matrix form

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ \omega_m \end{bmatrix} = [A_s] \begin{bmatrix} i_{qs} \\ \omega_m \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ \sigma L_s \\ 0 \end{bmatrix} u_q + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{p}{J} \end{bmatrix} T_r \quad (7)$$

with

$$[A_s] = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma L_s} \left(R_s + \frac{L_s}{L_r} R_r \right) & -\frac{\Phi_{rd}}{\sigma L_m} \\ L_m \frac{\Phi_{rd}}{L_r J} p^2 & -\frac{f}{J} \end{bmatrix}$$

Stator pulsation can be expressed as

$$\omega = \omega_m + \frac{L_m R_r i_{qs}}{L_r \Phi_{rd}} \quad (8)$$

and the electromagnetic torque is given by

$$T_{em} = \frac{p L_m}{L_r} \Phi_{rd} i_{qs} \quad (9)$$

The linear model thus obtained is of second order with a U_q control belonging to the discrete set $\{U_{max}, U_{min}\}$. The fundamental problem arising is that of commutation surface choice.

Motor speed regulation makes the static error ($w - \omega_m$) minimal or null, this leads to integral action described by the state variable x_r given by

$$\frac{dx_r}{dt} = w - \omega_m \quad (10)$$

2. Sliding surface choice for speed regulation

This surface is established from a state feedback computation law with integral controller. State representation, with integral action in mind is [2]

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ \omega_m \\ x_r \end{bmatrix} = [B_s] \begin{bmatrix} i_{qs} \\ \omega_m \\ x_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} u_q + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{p}{J} \\ 0 \end{bmatrix} T_r + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} w \quad (11)$$

with

$$[B_s] = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma L_s} (R_s + L_s \frac{R_r}{L_r}) & -\frac{\phi_{rd}}{\sigma L_m} & 0 \\ \frac{L_m \phi_{rd} p^2}{L_r J} & -\frac{f}{J} & 0 \\ 0 & -1 & 0 \end{bmatrix}$$

for a commutation surface as

$$s(x,t) = -k_i i_{qs} - k_\omega \omega_m + k_r x_r + k_w w \quad (12)$$

By utilizing (4), the equivalent control, for a reference input w is given by

$$U_{eq} = (R_s + L_s \frac{R_r}{L_r}) i_{qs} + \frac{L_s}{L_m} \phi_{rd} \omega_m - \alpha p^2 \frac{L_m}{L_r} i_{qs} \phi_{rd} + \alpha (f \omega_m + p T_r) + \beta (w - \omega_m) \quad (13)$$

with

$$\alpha = \frac{\sigma L_s k_\omega}{J k_i} \quad \text{and} \quad \beta = \sigma L_s \frac{k_r}{k_i}$$

The state feedback coefficients, in relation to pole placement method, are obtained by the use of Viète theorem [3]. For an optimal relative damping, these coefficients are determined by imposing poles of the form $p_{12} = -\rho \pm j\rho$ and $p_3 = 0$ [3]

$$k_i = 1, \quad k_\omega = (2\rho - \frac{f}{J}) \frac{L_r J}{p^2 L_m \phi_{rd}}, \quad k_r = \frac{2\rho^2 L_r J}{p^2 L_m \phi_{rd}} \quad (14)$$

and

$$k_w = \frac{1}{p^2 L_m \phi_{rd}} (f T_r \frac{p}{w} + f^2 + (2\rho - \frac{f}{J}) L_r J) \quad (15)$$

From relation (13), sliding mode domain is defined by two segments in the (i_q, ω_m) plan or two plans within (i_{qs}, ω_m, x_r) space. The two segments defining the sliding domain are obtained when substituting U_{hm} by U_{max} then by U_{min} .

Sliding mode domain equation is obtained when substituting (13) into (11).

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ \omega_m \\ x_r \end{bmatrix} = [C_s] \begin{bmatrix} i_{qs} \\ \omega_m \\ x_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} p \frac{k_r}{k_i J} \\ -\frac{p}{J} \\ 0 \end{bmatrix} T_r + \begin{bmatrix} \frac{k_r}{k_i} \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} w \quad (16)$$

with

$$[C_s] = \begin{bmatrix} \frac{-k_\omega p^2 L_m \Phi_{rd}}{k_i L_r J} & \frac{k_\omega f}{k_i J} - \frac{k_r}{k_i} & 0 \\ \frac{L_m \Phi_{rd} p^2}{L_r J} & -\frac{f}{J} & 0 \\ 0 & -1 & 0 \end{bmatrix}$$

The characteristic equation associated with (13) is given by determinant of $(sI - C_s) = 0$, then

$$P(s) = s[s^2 + s(\frac{k_\omega p^2 L_m \Phi_{rd}}{k_i L_r J} + \frac{f}{J}) + \frac{k_r p^2 L_m \Phi_{rd}}{k_i L_r J}] = 0 \quad (17)$$

From equation (17) one can remark that in sliding mode dynamics, the system for the calculated surface is robust against some internal machine parameters variations [3],[6].

3. Limitation of state variables with integral controller

The limitation of some state variables are very important for system protection during a large overtaking of these states. In our application, the limiter allows to keep the security limits of current i_{qs} between $i_{qs(max)}$ and $i_{qs(min)}$ values.

The error signal $(e_f - C)$ between input and output of the limiter is injected at the input of the integral controller to form correction signal e_c . This measure allows the controller to integrate a highly regulating error $(y-w)$ which could make x_r out of sliding region. If the limitation is not activated, e_c signal is equal to zero. On the other hand, if the limitation is activated, e_c signal is different to zero and it provokes a correction on x_r .

The state variable x_r is given by

$$\begin{aligned} \frac{dx_r}{dt} &= w - \omega_m - e_c k_c \\ e_c &= e_1 - C \\ e_1 &= -k_\omega \omega_m + k_r x_r + k_w w \end{aligned} \tag{18}$$

with

$$C = \begin{cases} e_1 & \text{if } i_{qs(\min)} \leq i_{qs} \leq i_{qs(\max)} \\ k_i i_{qs(\max)} & \text{if } i_{qs} > i_{qs(\max)} \\ k_i i_{qs(\min)} & \text{if } i_{qs} < i_{qs(\min)} \end{cases} \tag{19}$$

Thus, $s(x)$ has the following form

$$s(x) = \begin{cases} -k_r i_{qs} - k_\omega \omega_m + k_r x_r + k_w w & \text{if } i_{qs(\min)} \leq i_{qs} \leq i_{qs(\max)} \\ -k_i i_{qs} + C_{\max} & \text{if } i_{qs} > i_{qs(\max)} \\ -k_i i_{qs} + C_{\min} & \text{if } i_{qs} < i_{qs(\min)} \end{cases} \tag{20}$$

In limitation mode, the equivalent control is given by

$$(U_{eq})_{\lim} = (i_{qs})_{\lim} \left(R_s + L_s \frac{R_r}{L_r} \right) + \phi_{rd} \frac{L_s \omega_m}{L_m} \tag{21}$$

Control structure in presence of limitation and integrator controller is depicted in fig. 3.

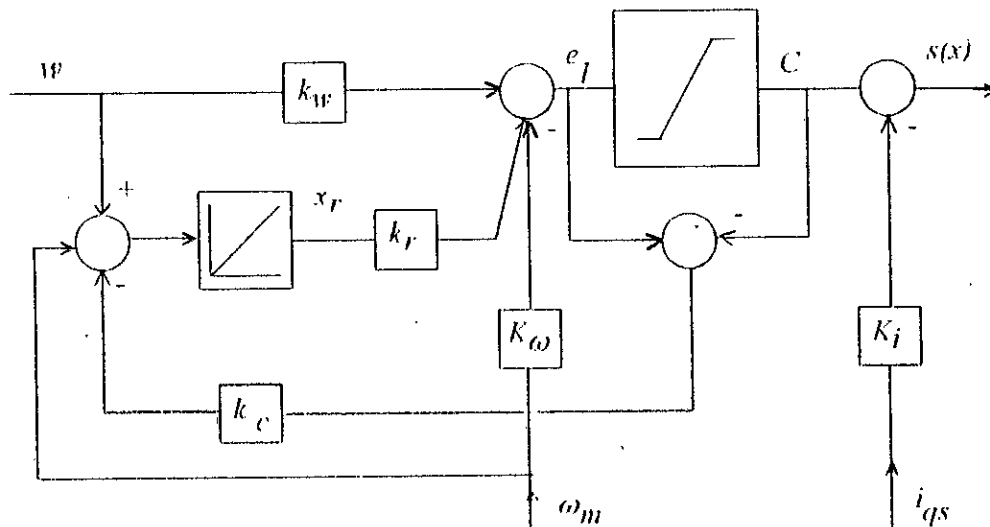


Fig. 3: Control structure with limitation

4. Position control

For the position control system, the dynamic model with taking into account the integrator controller, can be written as follows

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ \omega_m \\ \Theta \\ x_r \end{bmatrix} = [D_s] \begin{bmatrix} i_{qs} \\ \omega_m \\ \Theta \\ x_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} U_q + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{p}{J} T_r \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} w \quad (22)$$

where

$$[D_s] = \begin{bmatrix} -\frac{1}{\sigma L_s} (R_s + L_s \frac{R_r}{L_r}) & -\frac{\phi_{rd}}{\sigma L_m} & 0 & 0 \\ p^2 L_m \frac{\phi_{rd}}{L_r J} & -\frac{f}{J} & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

with a commutation surface described by the following equation

$$s(x,t) = -k_i i_{qs} - k_\omega \omega_m - k_\Theta \Theta + k_r x_r + k_w \Theta \quad (23)$$

The equivalent control, for a reference input Θ , becomes

$$U_{eq} = (R_s + L_s \frac{R_r}{L_r}) i_{qs} + \phi_{rd} (\frac{L_s}{L_m} \omega_m - \alpha p^2 \frac{L_m}{L_r} i_{qs}) + \alpha (f \omega_m + p T_r) + \beta (\Theta - \Theta) - \beta \frac{k_\Theta}{k_r} \omega_m \quad (24)$$

with α and β are definite previously and

$$\begin{aligned}
k_i &= 1 & k_\omega &= \frac{L_r(3\rho J - f)}{p^2 L_m \Phi_{rd}} \\
k_0 &= \frac{4\rho^2 L_r J}{p^2 L_m \Phi_{rd}} & k_r &= \frac{2\rho^3 L_r J}{p^2 L_m \Phi_{rd}} \\
k_w &= \frac{L_r T_r}{\Theta L_m \Phi_{rd} p} + \frac{4\rho^2 L_r J}{L_m \Phi_{rd} p^2}
\end{aligned} \tag{25}$$

For an assigned pole position on the same vertical to $(-\rho)$. The same to a speed control has been obtained to find out sliding mode region limits.

III. IMPLEMENTED SCHEME OF THE PROPOSED CONTROL

For the purpose of the implementation of the proposed controller, an implemented scheme for the combined control is depicted in figure 4. The induction machine is feeding by a transistor PWM-inverter controlled by reference voltages (U_b, U_{eq}) which allow the decoupling of the machine as well as its operating in sliding regime.

Using Park transformation, the supplying voltages in coordinates (a,b,c) are expressed as

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_d \\ U_q \end{bmatrix} \tag{26}$$

We can remark the effect of load torque on the stator current control (i_{qs}). Since the load torque is not exactly known at any time, its estimation is necessary to obtain the best performances. This estimation is achieved by quadrature stator current and speed measurements. The mechanical equation gives

$$T_r = \frac{pL_m}{L_r} \Phi_{rd} i_{qs} - \frac{J}{p} \frac{d\omega_m}{dt} - \frac{f}{p} \omega_m \tag{27}$$

Fig.4 gives an overview of the implementation scheme of the control algorithm.

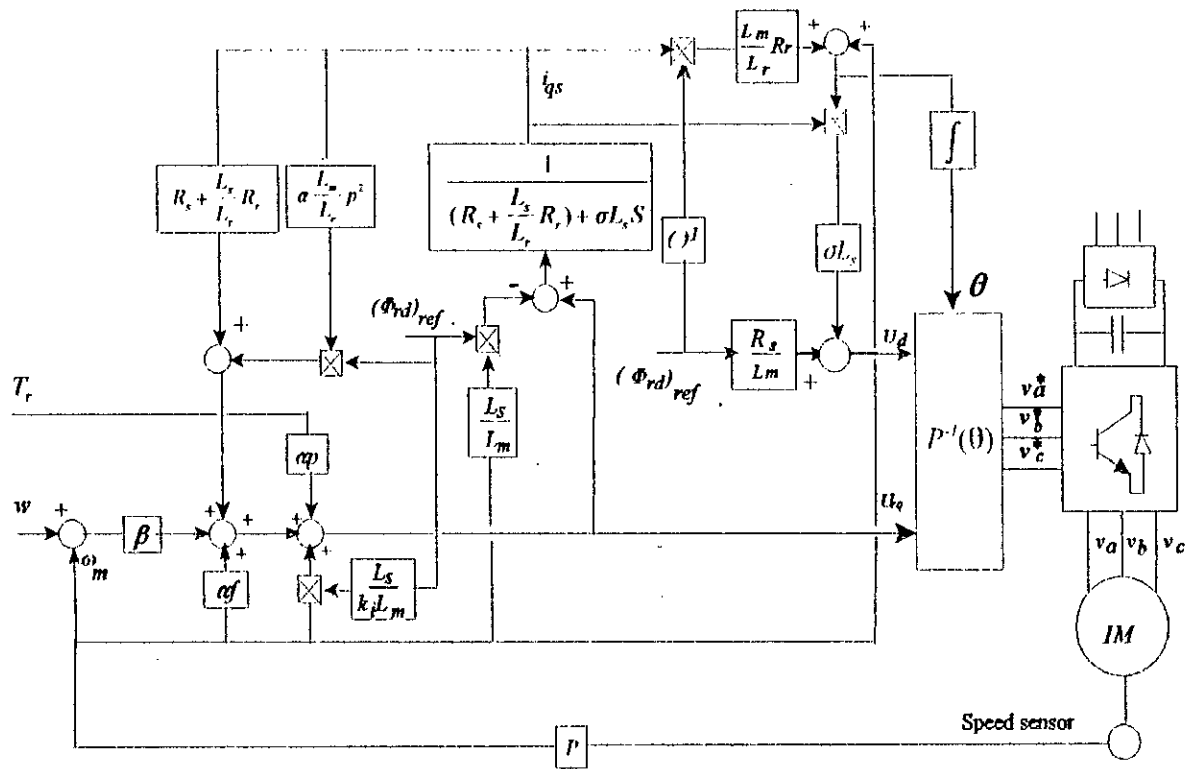


Fig.4: Sliding mode control scheme of induction machine with decoupling.

With $(\alpha = \sigma L_s k_o / k_i, \beta = \sigma L_s k / k_i)$

IV. SIMULATION RESULTS

First, the simulation has been proceeded on sliding mode speed control. Its behaviour has been shown by undergoing most sever perturbations (working sense inversion, sudden variation of the load torque).

Indeed, Fig. 5.1 shows the system response to a speed reference input of 150 rad/s. The projection of sliding surface on (i_{qs}, ω_m) plan shows clearly the state trajectory taken to reach the designed reference, the segments delimiting the sliding domain are also represented.

For the rotation inversion working, a speed reference in square battlement form has been introduced (Fig.5.2), the speed follows the input reference perfectly, however with a current charge appeal beyond the nominal value.

One can note that the choice of poles has a great influence on sliding mode domain. Indeed, whether the pole real part moves to the left part of the (S) plan, the sliding mode domain is little. Thus, pole choice is a compromise between the rapidity of the system and the sliding domain. The rotor flux components tend to fixed value by a proposed control strategy, either the nominal value of $\phi_{rd} = 0.5$ Wb.

To test the performances of the proposed method, a load torque T_l sudden perturbation has been imposed on the system at $t=1$ sec and the control system rejected it immediately (Fig.3.3). Another important result deserves to be mentioned, is that the flux remains insensitive to any perturbation. In a similar way, the angular position control has been tested. Fig.5.4 shows system response to a reference position in square form (+100 to -100 rad). The equivalent control is cancelled just when the motor reaches the desired value.

Also, the system has undergone at $t=2$ sec, a load perturbation (Fig.5.5), the current becomes different to zero and advances in a sinusoidal way. This is a foreseen result since the system spends energy to face the perturbation and to maintain the rotor at the desired position.

In order to ensure a protection of the system against a strong variation of the current, especially noticed during inversion sense working, a current limitation is introduced. In our case, we admit 1.5 to 2 times the nominal current, i.e: 5A max. The response of the system with limitation is presented in Fig.5.6.

V. CONCLUSION

In this work, is applied the equivalent control by sliding mode approach to the induction motor fed by PWM VSI-inverter. The motor has been controlled and tested successfully by manipulating only the reduced model given by field-oriented method.

Given the simplicity of the obtained linear model, the choice of commutation surface by state feedback has greatly simplify the synthesis of the sliding surface coefficient. Although the domain where sliding region exists is delimited as it has been shown, this technique brings some undeniable advantages like robustness versus some internal parameters variation, and command algorithm implementation simplicity.

References

- [1] Vas P., *Vector control of AC machines*. Edition Clarendon Press-Oxford, 1990.
- [2] Edward Y. Y. Ho, Paresh C. Sen, "Decoupling control of induction motors", *IEEE trans. on I.E.*, vol.35, N°2, May 1988, pp 253-262.
- [3] Bühler H., *Réglage par mode de glissement*. Presses Polytechniques Romandes, 1986.
- [4] Boudjema F., *Commande par mode glissant. Application aux convertisseurs électriques*. Doctorat thesis, Université Paul Sabatier de Toulouse (France), 1991.
- [5] Utkin I.V., "Sliding mode control design principles and applications to electric drives", *IEEE trans. on I.E.*, vol.40, N°1, February 1993.
- [6] Sabanovic A., Bilalovic F., "Sliding mode control of AC drives", *IEEE trans. Appl.* Vol. 25, N°1, Jan./Fev. 1989, pp 70-75.
- [7] Dente J., Faria R., Labrique F., Robyns B., "A low cost digital field oriented control system for an induction actuator.", *IMACS-TCI'90*, Nancy, France, 1990.

List of principal symbols:

- R_s, R_r : Stator, rotor resistance.
- L_s, L_r : Stator, rotor inductance.
- L_m : Magnetizing inductance.
- U_d, U_q : Stator voltage d-q axis components.
- U_{dq} : Equivalent control voltage.
- i_{ds}, i_{qs} : Stator current d-q axis components.
- ϕ_{dr}, ϕ_{qr} : Rotor flux d-q axis components.
- ω : Stator angular frequency.
- ω_m : Rotor speed.
- θ : Angular position.
- T_r : Load torque
- σ : Total leakage coefficient ($=1-L_m^2/L_s L_r$)
- J : Total inertia.
- f : Coefficient of friction.
- p : Number of pole pairs.
- s : Differential operator ($=d/dt$).

Machine parameters [7]

Machine of 250 W, 110V, 4 poles, 50 Hz.

$R_s=1.923 \Omega$, $R_r=1.739 \Omega$, $L_s=115.7 \text{ mH}$, $L_r=115.4 \text{ mH}$, $L_m=112.6 \text{ mH}$,
 $J=0.004 \text{ kg.m}^2$, $f=0.00025 \text{ Nm.s}$.

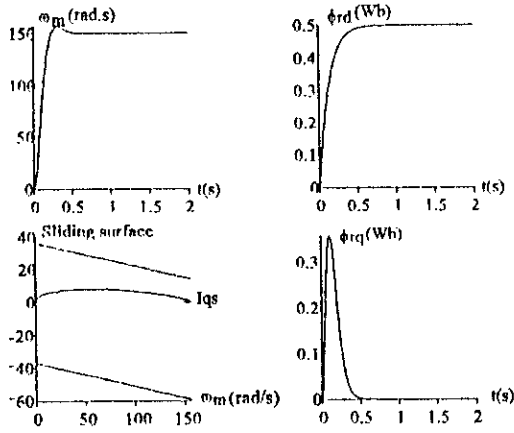


Fig.5.1: Transient responses to a reference speed of 150 rad/sec.

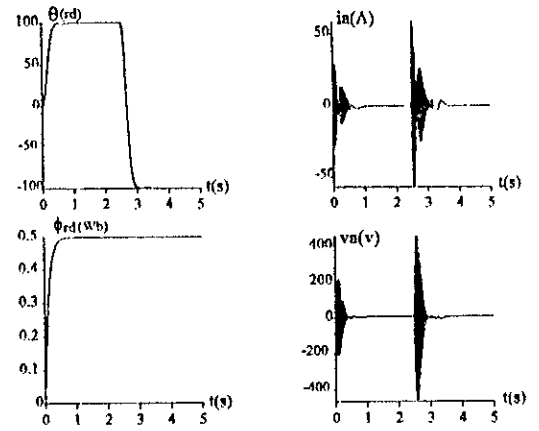


Fig.5.4: Transient responses to a reference position square form of +100 rad to -100 rad.

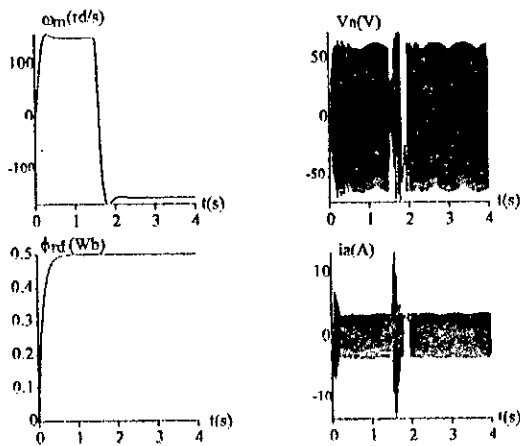


Fig.5.2: Transient responses to a reference speed square form of +150 rad/sec to -150 rad/sec.

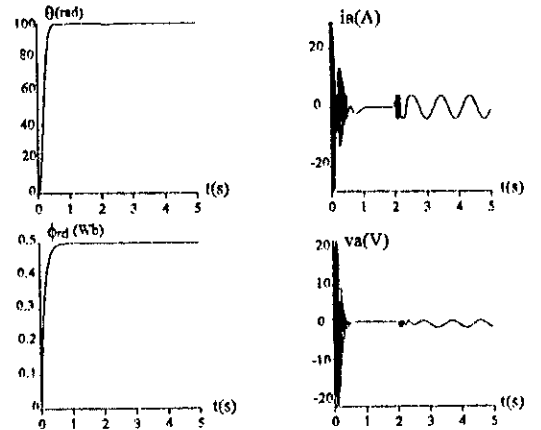


Fig.5.5: Transient responses to a reference position of 100 rad with load torque perturbation at t=2 sec.

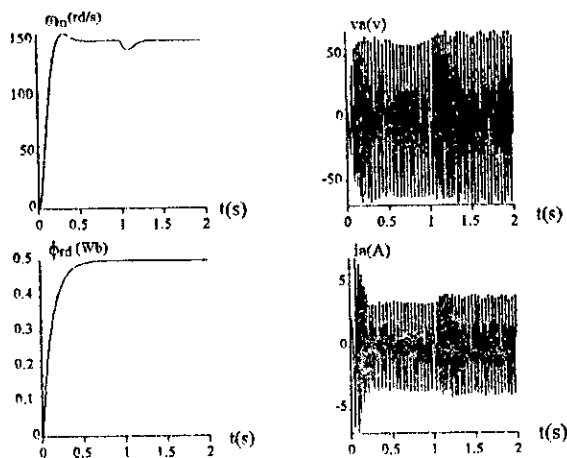


Fig. 5.3: Transient responses to a load torque perturbation at t=1 sec.

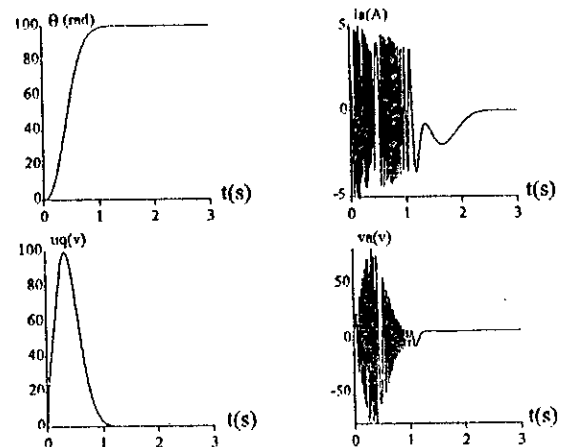


Fig.5.6: Transient responses with introduction to a stator current limitation.

V.3. Conclusion

Ce chapitre a été consacré à la commande robuste par mode de glissement de la machine asynchrone alimentée en tension avec découplage par la technique du champ orienté. Ainsi, en combinant deux techniques différentes, à savoir la commande vectorielle et le réglage par mode de glissement, nous contribuons à la conception de commande robuste de la machine asynchrone dont l'utilisation s'impose de plus en plus dans l'industrie.

Deux travaux de recherche ont été présentés l'un concerne l'étude de la structure en cascade de la commande par mode de glissement et l'autre concerne l'application de la commande équivalente par mode de glissement de la machine asynchrone avec orientation du champ.

Concernant le premier travail, il a été appliqué des surfaces de glissement simples à une structure en cascade et afin de diminuer le phénomène de «chattering», une commande adoucie à un seuil a été choisie. Nous remarquons que plus le seuil est grand moins il y a de commutations, néanmoins s'il est trop grand, il y a un problème de précision.

Nous notons également que l'estimation du couple résistant à partir des valeurs de courant et de vitesse mesurés permet d'avoir une meilleur réponse de la machine en charge.

Les résultats de simulation, après discrétisation des algorithmes de commande et prise en compte des contraintes physiques tels que la période d'échantillonnage et les limitations, montrent que cette étape, indispensable pour passer à l'implantation, ne modifie pas les performances de la commande. Les résultats pratiques confirment les résultats déjà obtenus en simulation et justifie les simplifications introduites pour faciliter les calculs.

Pour ce qui est du second travail, la machine asynchrone a été commandée et testée avec succès en manipulant uniquement son modèle réduit fictif. Vu la simplicité du modèle linéaire obtenu, le choix de la surface de commutation par retour d'état a simplifié énormément la synthèse des coefficients de la surface de glissement.

Bien que le domaine où le régime glissant existe soit délimité comme il a été montré, cette technique apporte certains avantages incontestables tel que la robustesse par rapport aux variations

de certains paramètres internes de la machine sans oublier la simplicité de l'implémentation de l'algorithme de commande.

En conclusion, l'application de la commande par mode de glissement à la machine asynchrone a permis de mettre en évidence sa simplicité de conception et la supériorité des performances obtenues, relativement à celles obtenues avec la régulation classique.

Conclusion générale

Dans cette thèse, nous avons abordé un thème d'actualité très important dans le domaine de la commande des machines électriques qui consiste à l'étude des commandes de la machine asynchrone alimentée par onduleur de tension sans pour autant détériorer le fonctionnement optimal de la machine ni dégrader le facteur de puissance du réseau auquel le système est connecté. Ainsi, Ces travaux qui ont pour objectif de cerner les problèmes inhérents à la machine asynchrone alimentée en tension ont été englobés en trois importants volets qui sont :

- Alimentation en tension de la machine asynchrone,
- Commande vectorielle de la machine asynchrone,
- Commandes robustes par mode de glissement avec orientation du champ de la machine asynchrone.

Au premier volet, nous nous sommes intéressés à l'étude de l'alimentation en tension de la machine asynchrone c'est-à-dire l'onduleur et sa source d'alimentation. Ainsi, après avoir modélisé l'association onduleur-machine, nous avons examiné le comportement de l'association en proposant deux modèles d'étude décrivant le comportement «instantané» et «moyen» de l'association. Il ressort de cette étude que pour source d'alimentation de l'onduleur suffisamment filtrée et pour un indice de modulation assez conséquent, l'interposition de l'onduleur entre la source continue et la machine ne modifie pas la constante de temps d'établissement du régime. Autrement dit, l'onduleur de tension à MLI se comporte vis-à-vis de la machine comme une transformation de Park inverse.

Ensuite, nous avons abordé l'étude de la commande de l'onduleur de tension et de son alimentation par convertisseur AC/DC à facteur de puissance unitaire. En effet, en premier lieu nous avons développé et appliqué à l'onduleur alimentant la machine, plusieurs stratégies de modulation de largeur d'impulsions que nous avons classé en deux groupes monophasé (modulation sinusoïdale et par élimination d'harmoniques) et triphasé (modulation par tronçon et vectorielle). L'étude comparative basée sur le taux d'harmoniques a révélé la supériorité des

techniques triphasées sur les techniques monophasées. Ensuite, en deuxième lieu nous avons consacré une partie de ce volet à l'étude d'un convertisseur AC/DC à facteur de puissance unitaire commandé par deux stratégies de modulation à savoir la stratégie sinusoïdale et la stratégie à hystérésis. Une analyse de l'influence des paramètres de modulation sur le comportement du convertisseur vis-à-vis de ces stratégies a été présentée et un banc d'essai expérimental a été conçu et réalisé dans notre laboratoire.

La seconde partie du travail présentée dans les chapitres III et IV, est consacrée à la commande vectorielle de la machine asynchrone et l'adaptation de la constante de temps rotorique aux algorithmes de commande.

Ainsi, dans le chapitre III, après avoir montré le principe du découplage de la machine asynchrone, il a été présenté les méthodes directe et indirecte d'orientation du flux rotorique dans le cas d'une alimentation en tension. Ensuite, une étude comparative utilisant deux types de régulateurs PI et IP pour le réglage de vitesse en boucle fermée a été présentée. Cette étude a mis en évidence les caractéristiques du régulateur intégral proportionnel (IP) qui est introduit dans le souci de compenser la perturbation du couple résistant au niveau de la réponse de la vitesse de rotation. Les résultats obtenus en boucle fermée ont bien montré l'apport des régulateurs IP dans le domaine de la régulation. Ce résultat peut s'expliquer par la structure même du régulateur. En effet, l'action proportionnelle qui intervient en régime transitoire, est utilisée en boucle interne et l'action intégrale qui intervient plutôt en régime permanent, est utilisée en boucle externe. L'action d'une boucle interne étant plus rapide que celle d'une boucle externe, l'action proportionnelle intervient plus rapidement, donc plus efficacement qu'avec la structure PI.

Par ailleurs, dans le chapitre IV nous avons traité l'adaptation de la constante de temps rotorique dans la commande vectorielle de la machine asynchrone. En effet, plusieurs travaux de recherche concernant ce sujet ont été succinctement présentés. Ainsi, après avoir montré l'influence de la constante de temps rotorique sur le découplage, nous avons analysé les méthodes d'identification basées sur la minimisation de l'erreur de poursuite que nous avons appliqué à la commande vectorielle de la machine asynchrone alimentée par onduleur de tension. Ces méthodes d'adaptation offrent une robustesse de la commande vectorielle vis-à-vis des entrées de consigne et de perturbation en présence de la variation de la constante de temps rotorique. Cependant, la méthode du modèle de référence a donné une réponse plus rapide que les méthodes basées sur l'énergie réactive ou sur la comparaison des flux réel et estimé. Pour la

méthode du modèle de référence, la convergence de l'erreur de poursuite n'exige pas la convergence des paramètres vers leurs valeurs réelles.

La dernière partie de cette thèse présentée au chapitre V, est consacrée à la commande robuste par mode de glissement de la machine asynchrone. En combinant deux techniques de commande différentes, à savoir la commande vectorielle et le réglage par mode de glissement, cette partie de notre travail est une contribution à la conception de commande robuste de la machine asynchrone. En effet, nous avons proposé l'étude du réglage de la vitesse par la technique du mode de glissement de la machine asynchrone alimentée par onduleur de tension munie de sa commande vectorielle. Deux publications en relation à ce sujet ont été présentées l'une concerne la commande en cascade par mode de glissement et l'autre l'application de la commande équivalente par mode glissant à la machine asynchrone avec orientation du champ.

Concernant le premier article, nous avons appliqué des surfaces de glissement simples à une structure en cascade et nous avons déterminé les commandes associées à ces surfaces. De plus pour diminuer le phénomène de «chattering», une commande adoucie à un seuil est choisie. L'étude est menée par simulation puis validée expérimentalement sur un prototype d'essai conçu à cette fin.

Dans le deuxième article, il est présenté une étude sur la commande équivalente par mode de glissement appliqué à une machine asynchrone alimentée par onduleur de tension. La commande de l'onduleur est à MLI sinusoïdale imposant à la machine une commande vectorielle d'orientation du champ. Ainsi, nous avons d'une part, tester des surfaces de commutation afin de trouver les meilleures conditions de mise en régime de glissement et d'autre part, nous avons synthétisé la commande équivalente associée à cette surface de commutation. En suite, nous avons imposé un placement de pôles robuste afin de minimiser l'effet de la variation de certains paramètres sur la dynamique du système.

Enfin, ces travaux de recherche ouvrent de nombreuses voies de recherche nouvelles qui peuvent être exploitées dans la venir. Nous pouvons citer entre autres l'introduction de la commande non linéaire basée sur la théorie de passivité, appliquée aux machines électriques alimentées par onduleurs. Ce thème fait l'objet actuellement de récentes recherches et publications.

Bibliographie

- [1] J. Châtelain, *Machines Electriques, Traité d'électricité*, Presses Polytechniques Romandes, 1983.
- [2] J.P.Caron et J.P.Hautier, *Modélisation et commande vectorielle de la machine asynchrone*. Edition Technip, Paris, 1995.
- [3] P. C. Krause, *Analysis of Electrical Machinery*, Mc. Grawhill, 1986.
- [4] M.O. Mahmoudi, "Analyse microscopique et macroscopique d'un moteur asynchrone alimenté par un onduleur à MLI", *Journées Tunisiennes JTFA'91*, Gabès (Tunisie), Jan. 1991, pp. Et 4.1-4.5. Cette thèse pp. 11-15.
- [5] A.Shonung, H. Stemmler, "Static frequency changers with subharmonic control in conjunction with reversible variable speed drives", *Brown Boveri Review*, Aug/Sep. 1964.
- [6] J. E. Flood and M. J. Hawksford, "Exact Model for Delta Modulation Process ", *Proceedings. IEE*, Vol. 118, N° 9, Sep. 1971, pp. 1155-1161.
- [7] H.S.Patel, R.G.Hofl, "Generalized techniques of harmonic elimination and voltage control in thyristor inverters: Part I: Harmonic elimination", *IEEE Trans. on Ind. Appl*, Vol IA-9, N° 3, May/Jun. 1973, pp 310-317.
- [8] G.S.Buja and C.B.Indri, "Optimal pulse width modulation for feeding AC Motors", *IEEE Trans. on Indus. Appl.*, Vol. IA-13, Jan./Feb. 1977.
- [9] H.W. Vander Broeck, H.C. Skudelny and G.V.Stanke, "Analysis and realisation of a pulswith modulator based on voltage space vectors", *IEEE Trans. Ind. appl.* Jan./ Feb. 1988, pp 142-150.
- [10] T. L. Grant and T. H. Barton, "Control Strategies for PWM Drives ", *IEEE Trans. on Ind. Appl*, Vol IA-16, N° 2, Mar/Apr. 1980, pp 211-215.
- [11] P. D. Ziogas, "The Delta Modulation Techniques in Static PWM Inverters", *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, Mar./Apr. 1981, pp 199-204.
- [12] R. M. Green and J. T Bays, "Implementation of Pulsewidth Mod Inverter Modulation strategies", *IEEE Trans. Ind., App.* Vol: IA-18, N° 4, May/Jun. 1982, pp 680 - 687.
- [13] J. M. D. Mutphy, and M. G. Egan, "A Comparison for PWM Strategies for Inverter-Fed Induction Motors ", *IEEE Trans. on Ind. Appl*, Vol. IA-19, N° 3, May/Jun. 1983, pp 363-369
- [14] I. Takahashi and H. Mochikawa, "A New Control of PWM Inverter Waveform for Minimum Loss Operation of an Induction Motor Drive ", *IEEE Trans. Ind.*, Vol. IA.-21, No 4, May/Jun. 1985, pp. 580 - 587.

- [15] A. Midoun, "PWM Strategies for microprocessor control of variable speed drives", PhD Thesis, University of Bristol, Dec. 1985.
- [16] A. Zuckerberger, A. Alexandrovitz, "Determination of commutation sequence with a view to eliminating harmonic in microprocessor controlled PWM voltage inverter", *IEEE Trans. on Ind. Elec.*, Vol. IE-33, N° 3, Aug. 1986.
- [17] D.M. Brod, "Current Controlled PWM Inverter", *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, Vol. IA-21, N° 3, May/Jun. 1985, pp 562-570.
- [18] Y. Murai, T. Watanabe and H. Iwasaki, "Waveform distortion and correction circuit for PWM inverter with switching lag-time", *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, Vol IA-23, N° 5, Sep./Oct. 1987, pp 881-886.
- [19] M. A. Rahman, J. F. Quaicoe, and M. A. Choudhury, "Performance Analysis of Delta Modulated PWM Inverter", *IEEE Trans. on Pow. Elec.*, Vol. PE-2, N° 3, Jul. 1987, pp 227-232.
- [20] M. Morimoto, S. Sato, K. Sumito and K. Oshitani, "Single-chip microcomputer control of the inverter by the magnetic flux control PWM method", *IEEE Trans. on ind. Elec.*, Vol. 36, N° 1, Feb. 1989, pp 42-47.
- [21] S. Ogasawara, H. Akagi, A. Nabae, "A novel PWM scheme of voltage source inverters based on space vector theory", *EPE*, Aachen, 1989.
- [22] T. Koga, S. Sugowara, H. Hayashi, E. Kijima, "Instantaneous spatial vector controlled motor drive system using DSP'S and SI-thyristors", *EPE*, Aachen, 1989.
- [23] M.H. Kheraluwa and D.M. Devan, "Delta modulation strategies for resonant link inverter", *IEEE Trans. on powe. Elec.*, Vol. 5, N° 2, Apr. 1990, pp 220-228.
- [24] P.N. Enjeti, P.D. Ziogas and J.F. Lindsay, "Programmed PWM techniques to eliminate harmonics: A critical evaluation", *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, Vol 26, No 2, Mar/Apr. 1990, pp 302-316.
- [25] Y. Ait-gougam, "Etude des stratégies de modulation de largeur d'impulsions pour onduleur de tension alimentant un moteur asynchrone", Thèse de magister, ENP (Algérie), 1992.
- [26] Y. Ait-Gougam, **M.O. Mahmoudi**, "Commande par la technique d'élimination d'harmoniques d'un onduleur de tension alimentant un moteur asynchrone", *Journées Tunisiennes JTEA'93*, Hammamat (Tunisie), Fév. 1993, pp. 445-450. Cette thèse pp.19-24.
- [27] **M.O. Mahmoudi**, Y. Ait-Gougam, "Etude de la stratégie de modulation vectorielle pour onduleur de tension alimentant un moteur asynchrone", *Journal of Technology*, série B, vol. 11, N° 1, ENP, 1995, pp. 105-109. Cette thèse pp.25-29.
- [28] **M.O. Mahmoudi**, Y. Ait-Gougam, "Etude comparative entre diverses stratégies de modulation d'un onduleur de tension alimentant un moteur asynchrone", *Colloque sur l'Electrotechnique et l'Automatique CEA'94*, AJOT, Nov. 1994, pp. 54-59. Cette thèse 30-35.
- [29] R. Wu, S. B. Dewan and G. R. Slemon, "A PWM AC-to-DC converter with fixed switching frequency", *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, Vol.26, N° 5, Sep./Oct. 1990, pp 880-885.
- [30] P. D. Ziogas, Y. E. Kang, and V. R. Stefanovic, "Optimum system design of three-phase rectifier inverter type of frequency changer", *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, Vol IA-21, N° 5, Sep./Oct. 1985, pp 1215-1225.

- [31] R. Wu, S. B. Dewan and G. R. Slemon, "Analysis of an AC-to-DC voltage source converter using PWM with phase and amplitude control ", *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, Vol :27, No:2, Mar./Apr. 1991, pp. 355-363.
- [32] J. W. Dixon, A. B. Kulkarni, M. Nishimoto and B. T. Ooi, "Characteristics of a controlled current PWM rectifier inverter link ", *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, Vol. IA-23, N° 6, Nov./Dec. 1987, pp.1022-1028.
- [33] E. P. Weichmann, P. D. Ziogas, and V. R. Stefanovic, "A Novel bilateral power conversion scheme for variable frequency static power supplies", *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, Vol. IA-21, N° 5, Sep./Oct. 1985, pp 1226-1233.
- [34] B. T. Ooi, J. C. Salmon, J. W. Dixon, and A. B. Kulkarni, "A three-phase controlled current PWM converter with leading power factor ", *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, Vol. IA-23, N° 1, Jan./Feb. 1987, pp 78-84.
- [35] Kocher and Steigerwald, "An AC to DC converter with high quality input waveform", *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, Vol. IA-19, N° 1, Nov./Dec. 1983, pp 379-387.
- [36] T. Kataoka, K. Mizumachi, and S. Miyairi, "A pulsewidth controlled AC-to-DC converter to improve power factor and waveform of AC line current ", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. IA-15, N° 6, Nov./Dec. 1979, pp 670 - 675.
- [37] A. Ludwig, "Power electronics in German railway propulsion ", *Proceedings of the IEEE*, Vol. 76, N°4, Apr. 1988, pp 472- 480.
- [38] O. Stihl, "Single phase controlled-current PWM converter", Master thesis, Mc Gill University (Canada), 1987.
- [39] O. Stihl and B. T. Ooi, "A single-phase controlled-current PWM rectifier", *IEEE Trans. on Powe. Elec.*, Vol. 3, N° 4, Oct. 1988, pp 453-459.
- [40] S. Grouni, "Etude de l'étage d'alimentation d'un onduleur de tension alimentant un moteur asynchrone", Thèse de Magister, ENP (Algérie), 1992.
- [41] **M.O. Mahmoudi**, O. Stihl, S. Hamdani , "Etude et Réalisation d'un Convertisseur AC/DC à Facteur de Puissance Unitaire", *Journal of Technology*, Série B, ENP, soumis. Cette thèse pp. 38-42.
- [42] **M.O. Mahmoudi**, O. Stihl, B. Hemici, R. Guedouani, "Etude de l'association convertisseur AC/DC avec onduleur MLI alimentant une machine asynchrone", *Journal of Technology*, Série B, ENP, 1996, pp. 47-51. Cette thèse pp. 43-46.
- [43] S. Hamdani, "Etude et réalisation d'un convertisseur AC/DC à facteur de puissance unitaire.", Thèse de Magister, ENP (Algérie), 1999.
- [44] F. Blaschke, "The principle of field orientation as applied to a new transvector closed-loop control system for rotating-field machines", *Siemens Review.*, Vol. 34, May 1972.
- [45] Y. Edward, Y. Ho and P. C. Sen, "Decoupling control of induction motors", *IEEE trans. Indus. Elect.*, Vol. 35, N° 2, May 1988, pp 253-262.
- [46] R. D. Lorenz and D. B. Lawson, "Flux and torque decoupling control for field-weakened of field-oriented induction machines", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol.26, N° 2, Mar./Apr.1990.
- [47] R. D. Lorenz and D. B. Lawson, "A simplified approach to continuous on-line tuning of field-oriented induction machine drives", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol.26, N° 3, May/Jun.1990, pp 420-424.

- [48] P. Vas, *Vector control of AC machines*, Oxford Science Publication, 1990.
- [49] J.Dente, R.Faria, F.Labrique and B.Robyns, "A low cost digital field oriented control system for an induction actuator", *IMACS-TCI'90*, Nancy (France), 1990.
- [50] T. Murata, T. Tsuchiya, and I. Takeda, "Vector control for induction machine on the application of optimal control theory ", *IEEE Trans. Ind. Elec.*, Vol. 37, N° 4, Aug. 1990, pp 283 - 290.
- [51] W.Leonhard , "30 years space vectors, 20 years field orientation, 10 years Digital signal processing with controlled AC drives, a Review", *EPE Journal*, Vol. 1, N° 1, Jul. 1991.
- [52] K. Jelassi, "Positionnement d'une machine asynchrone par la méthode du flux orienté", Thèse de Doctorat, INP Toulouse (France), 1991.
- [53] Y.Fu, "Commandes découplées et adaptatives des machines asynchrones triphasées.", Thèse de Doctorat, Université de Montpellier (France), 1991.
- [54] G. A. Capolino, "Commande numérique vectorielle des machines à courant alternatif alimentées en courant", *R.G.E. N° 05/92*, Mai 1992.
- [55] P. Vas and J. Li, "Simulation of vector-controlled induction motor drives", *IMACS-TCI'93*, July 1993, pp 409-413.
- [56] C. Sun, X. Luo and T. A. Lipo, "Indirect field oriented control of induction machine utilizing a reactive power perturbation scheme", *IMACS-TCI 93*, Jul. 1993, pp.403-407.
- [57] W. Leonhard, *Control of Electrical Drives*, Edition Springer-Verlag, 1995.
- [58] **M.O. Mahmoudi**, B. Hemici, M.E. Bouhassoun, "Commande vectorielle de la machine synchrone à aimants permanents alimentée en tension", *COMAEI'96*, Vol. 3, Tlemcen, Dec. 1996, pp. 166-170.
- [59] R. Balasubramanian and K. H. Wong, "A micro computer-based self-tuning IP controller for DC machines", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. IA-22, N° 6, pp.989-999, 1986.
- [60] K. Pradeep. Nandan, and P. C. Sen, "Analog and digital speed control of DC drives using proportional-integral and integral-proportional control techniques", *IEEE Trans. Indus. Elec.*, Vol. IE.-34, N° 2, May 1987, pp 227-233.
- [61] R. D. Lorenz and D. M. Divan, "Dynamic analysis and experimental evaluation of delta modulators for field-oriented AC machine current regulators ", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 26, N° 2, Mar./Apr. 1990, pp 296 - 301.
- [62] N. Madani, **MO. Mahmoudi**, MF. Benkhoris, S. Siala, "Comparaison des régulateurs PI et IP pour la commande vectorielle d'une machine asynchrone ", *International Conference IEFA '97* (Batna), Vol. 1, Dec. 1997, pp. 307-312. Cette thèse pp. 63-67.
- [63] L. Garces, "Parameter adaptation for the speed-controlled static AC drive with a squirrel-cage induction motor," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol.IA.-16, No.2, Mar./Apr. 1980.
- [64] A. Brickwed, "Microprocessor-based adaptive speed for electrical drives," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. IA.-21, N° 5, 1985.
- [65] K. Ohnishi, Y. Ueda and K. Miyachi, "Model reference adaptive system against rotor resistance variation in induction motor drive", *IEEE Trans. on ind. Elec.*, Vol. IE.-33, N° 3, Aug. 1986.
- [66] C. Verghese et George, "Observers for flux estimation in induction machines", *IEEE Trans. Ind. Elect.*, Vol.35, N° 1, Feb. 1988.

- [67] K. S. Seung, "A new technique of rotor resistance estimation considering variation of mutual inductance", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 25, N° 4, pp.578-587, Jul./Aug. 1989.
- [68] R. Nilsen and M. P. Kazmierkowski, "Reduced order observer with parameter adaptation for fast rotor flux estimation in induction machines", *IEE Proceeding*, Jan. 1989, pp 35-43.
- [69] O. Kowalska, "Observer for flux and rotor time constant estimation in induction motor drives", *IEE Proceedings*, Nov. 1989.
- [70] C. C. Chan and al, "Adaptive decoupling control of induction motor drives" *IEEE Tran. Ind. Electr.*, Vol. 37, No.1, Feb.1990.
- [71] C.C. Chan and H. Wang, "An effective method for rotor resistance identification for high performance induction motor vector control", *IEEE Trans. on Ind. Elec.*, Vol.37, N° 6, Dec. 1990.
- [72] T. M. Rowan, R. J. Kerkman et D. Leggate, "A simple on-line adaptation for indirect field orientation of induction machine", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol.27, N° 4, , Jul./Aug.1991, pp.720-727.
- [73] Y. Fu, "Commande découplée et adaptatives des machines asynchrones triphasées", Thèse de Doctorat de l'université de Montpellier (France), 1991.
- [74] G. Yan et T.H. Hin, "Adaptive-speed identification scheme for a vector controlled speed sensorless Inverter-induction motor drive", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol.29, No.4, Jul./Aug.1993.
- [75] A. Faidalah, "Contribution à l'identification et à la commande vectorielle des machines asynchrones", Thèse de Doctorat de l'NPL (France), 1995.
- [76] B. Hemici, K. Seba, **M.O. Mahmoudi**, "Influence des paramètres sur le découplage et les performances de la commande par flux orienté d'un moteur asynchrone alimenté en courant", *1^{ères} Journées Scientifiques JST'95*, I.N.H. (Boumerdès), Mai 1995, vol. II, pp. 263-266.
- [77] B. Hemici, **M.O. Mahmoudi**, S. Rehahla, "Commande adaptative d'une machine asynchrone alimentée en courant", *Conférence maghrébine COMAEI'96*, Tlemcen, Vol. 3, Déc.1996, pp. 66-71.
- [78] B. Hemici, K.Seba, **M.O. Mahmoudi**, "Adaptation en temps réel de la constante de temps rotorique dans la commande par flux orienté des moteurs asynchrones", *Conférence maghrébine COMAEI'96*, Tlemcen, AJOT, Vol. 3, Déc.1996, pp. 108-112.
- [79] K.Seba; **M.O. Mahmoudi**, H. Hemici, "Commande vectorielle adaptative aux variations de la résistance rotorique des moteurs asynchrones", *Journées Scientifiques JST'97*, INH (Boumerdès), Mai 1997, pp. 413-416,
- [80] L. A. S. Ribeiro and al, "Parameter sensitivity of MRAC models employed in IFO-controlled AC motor drive", *IEEE Trans. Ind. Electr.*, Vol.44, N° 4, Aug.1997.
- [81] M. F. Tsai and Y. Y. Tzou, "A transputer-based adaptive speed controller for AC induction motor drives with load torque estimation", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol.33, N° 2, Mar./Apr. 1997.
- [82] S. Wade and al, "A new method of rotor resistance estimation for vector-controlled induction machines", *IEEE Trans. Ind. Electr.*, Vol.44, N° 2, Apr.1997.

- [83] B. Hemici, **M.O. Mahmoudi**, A. Djahbar, "Commande adaptative auto-adjustable indirecte d'une machine asynchrone alimentée en courant avec pilotage vectoriel.", *Conférence maghrébine COMAEI'98*, Béjaia, AJOT, Déc. 1998, pp. 37-40.
- [84] B. Hemici, **M.O. Mahmoudi**, D. Lalili, "Commande non linéaire avec adaptation de la constante de temps rotorique machine asynchrone alimentée en courant ", *International Conference SSA2'99*, Blida, Mai 1999, pp. 534-538.
- [85] P. Vas and M. Alaküla, "Field-oriented control of saturated induction machines ", *IEEE Trans. on ener. conv.*, Vol. 5, N° 1, Mar. 1990, pp 218-224.
- [86] H. Rapp, "Examination of transient phenomena in induction machines, caused by an incorrectly adjusted rotor-time constant in a field-oriented control ", *ETEP journal.*, Vol. 3, N° 6, Nov./Dec. 1993, pp 397-405.
- [87] D. Lalili, " Sur les commandes adaptatives non linéaires de la machine asynchrone", thèse de Magister, ENP, Fév. 1999.
- [88] A. Isidori,, *Nonlinear control systems*. Springer Verlag, 1989
- [89] M. Krstic, I. Kanellakopoulos and P. Kokotovic, *Nonlinear and adaptive control design*. John Wiley & Sons, Inc, 1995.
- [90] Y. D. Landau, *Adaptiv Control. The Modele Reference Approach*. Inc, New York, 1979.
- [91] A. M. Trzynadlowsky, *The Fiel Oriintation Principle in Control of Induction Motor*. Kluwer Academic Publishers, 1994.
- [92] M.S. Boucherit, "Sur l'application de l'automatique moderne aux machines électriques", Thèse de Doctorat d'Etat en Génie Electrique, ENP, Avr. 1995.
- [93] A. Djahbar, " Sur l'application de commandes adptatives à une machine asynchrone alimentée en courant avec pilotage vectoriel", Thèse de Magister, ENP, nov. 1998.
- [94] A. Sabanovic and D. B. Izosimov, "Application of sliding modes to induction motor control", *IEEE Trans. Indus. App.*, Vol. IA-17, N° 1, Jan. /Feb. 1981, pp 41-49.
- [95] H. Bühler, *Réglage par mode de glissement*, Complément au traité d'électricité, Presses Polytechniques Romandes, 1986.
- [96] H. Sira-Ramirez, "Sliding motions in bilinear switched networks", *IEEE Trans. Circuits and systems*, Vol. Cas-34, N° 8, Aug. 1987, pp. 919-933.
- [97] A. R. Decarlo, S. H. Zak and G. P. Matthews, "Variable structure control of nonlinear multivariable systems: a tutorial", *Proceeding IEEE*, Vol. 76, N° 3, 1988, pp 212-232.
- [98] H. Hashimoto, H. Yamamoto, S. Yanagisawa and F. Harachima, " Brushless servo-motor using variable structure approach", *IEEE Trans. on Indus. App.*, Vol. 24, N° 1, 1988, pp 160-170.
- [99] R.M.Desantis, "An adaptive PI/Sliding mode controller for a speed drive", *Journal of dynamics systems, measurement and control* , Vol. 111, Sept. 1989, pp 409-415.
- [100] C. Min-Xun, H. Hui-Jun, "Sliding mode control stratagem and realization of AC variable speed drive system", *EPE*, Achen 1989, pp 1369-1373
- [101] A. Sabanovic and F. Bilalovic, "Sliding mode control of AC drives", *IEEE Trans. on Indus. App.*, Vol. 25, N° 1, Jan/ Feb. 1989, pp 70-75.

- [102] Y. Edward, Y. Ho and P.C. Sen, "A microcontroller-based induction motor drive system using variable structure strategy with decoupling", *IEEE Trans. Indus. Elect.*, Vol 37, N° 3, June 1990, pp 227-235
- [103] J. J. Slotine and W. Li, *Applied nonlinear control*, Englewood Cliffs, NJ. Prentice Hall, 1991.
- [104] F. Boudjema, "Commande par mode glissement. Application aux convertisseurs électriques", Thèse de Doctorat, Université Paul Sabatier de Toulouse (France), 1991.
- [105] A. Glumineau, M. Haly, C. L. Moog, "Robust control of a brushless servo-motor via sliding mode techniques", *International Journal control*, Vol. 58, N° 5, 1993, pp 979-990.
- [106] V. I. Utkin, *Sliding mode control and optimization*, Springer-Verlag, 1992
- [107] A. Sabanovic, N. Sabanovic and K. Ohnishi, "Sliding mode in power converters and motion control systems", *International Journal control*, Vol. 57, N° 5, 1993, pp 1237-1259.
- [108] V. I. Utkin, "Sliding mode control design principles and applications to electric drives", *IEEE Trans. on Indus. Elec.*, Vol. 40, N° 1, Feb. 1993, pp 23-36
- [109] A. Gayed, M.F. Benkhoris, S. Siala and R. Ledocuff, "Time-domain simulation of discret sliding permanent magnet synchronous motors", *IEEE-IECON'95*, Nov. 1995, Orlando (USA), pp 754-759.
- [110] A. Gayed, "Contribution à la commande par mode de glissement d'une machine synchrone à aimants permanents", Thèse de Doctorat, Université de Nantes (France), 1996.
- [111] N. Madani, "Contribution à l'étude de la commande vectorielle avec réglages linéaire et par mode de glissement de la machine asynchrone", Thèse de Magister, Université Mouloud Mammeri, Tizi Ouzou, (Algérie), 1996.
- [112] **M.O. Mahmoudi**, N. Madani, M.F. Benkhoris and F. Boudjema, "A Cascade sliding mode control of a field oriented induction machine drive", *European Physical Journal - Applied Physics*, Section Physics of energy transformations. A paraître. Cette thèse pp. 91-108.
- [113] **M.O. Mahmoudi**, B. Hemici, F. Boudjema and L. Zebrowski, "Application of the equivalent control by sliding mode to a field oriented induction motor drive", *AMSE journal*. A paraître. Cette thèse pp. 110-123.
- [114] **M.O. Mahmoudi**, B. Hemici, F. Boudjema and L. Zebrowski, "Application of the equivalent control by sliding mode to a field orientation control induction motor drive", *Conférence maghrébine COMAEI'98*, Béjaia, AJOT, Dec. 1998, pp. 76-79.
- [115] N. Madani, M.F. Benkhoris, S. Siala and **M.O. Mahmoudi**, "A Robust control of an asynchronous motor via sliding mode technique", *6th Conference on Power Electronics and variable speed drives (PEVD'98)*, IEE, London (UK), Sep. 1998, pp 341-346.
- [116] M.E. Bouhassoun, **M.O. Mahmoudi**, M.S. Boucherit, "Commande par mode de glissement d'une machine synchrone à aimants permanents avec pilotage vectoriel", *International Conference of Electrotechnics ICEI'98*, Oran, Octobre 1998, pp.11-15.