

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE  
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique



**Ecole Nationale Polytechnique**  
Département d'Electronique



# Thèse de Doctorat d'Etat en Electronique

Présenté par

LARABI ABDELKADER  
Magister USTHB

**Contribution à l'étude de la commande  
vectorielle discrète de la machine  
asynchrone**

Soutenu publiquement le 25 / 06 / 05 devant le jury composé de :

Président :	D. Berkani	Professeur à l'ENP
Rapporteur :	M.S. Boucherit	Professeur à l'ENP
Examineurs :	M. Haddadi	Professeur à l'ENP
	M.O. Mahmoudi	Maître de conférence à l'ENP
	L. Barazane	Maître de conférence à l'USTHB
Invité :	M.E. Sifi	Chef de Mission Audit Matériel et Traction SNTF

خلاصة :

عملنا هذا يدخل في إطار هذا البحث و هو تابع لمجموعة البحوث التي أجريت في مختلف المخابر. الهدف من هذا العمل هو دراسة التحكم اللا ازدواجي الرقمي لمكنة لا متزامنة مستخرج من تحكم مستمر مكافئ و ذلك بتطبيق التحكم الشعاعي بواسطة تحويل الأنظمة إلى أنظمة رقمية, و كذلك بالنسبة لتحويل العكسي ل park. المكنة مغذاة من طرف موج للتوتر MLI, لان هذا النوع من المموج يتلاءم مع المكنات ضعيفة الاستطاعة و يظهر كذلك سهولة كبيرة في وضع نموذج الرياضي.

بهذا العمل وصلنا إلى المساهمات التالية :

- 1- دراسة عدم فعالية اللا ازدواجية الناتجة عن التحويل الرقمي للمعدلات ( PI ) و كذلك التحويل العكسي ل park, لان التحويل الرقمي لهذه الأخيرة يؤثر بطريقة لا يستهان بها في فعالية التحكم الشعاعي. و لكي نحل هذه المشاكل قمنا بتطبيق طريقة تسمح لنا بحسن اختيار معاملات المعدلات مما يسمح بالعمل الجيد للمكنة.
  - 2- ثم قمنا بدراسة حساسية التحكم الشعاعي الرقمي بالنسبة لتغيرات المعامل الزمني للعنصر الدوار.
  - 3- و من ناحية أخرى و لتفادي التأثيرات السلبية الناتجة عن استعمال التقنية السابقة, قمنا بتطبيق طريقة تحكم عصرية, و هي التحكم بالمنطق الغامض والتي تجد وقعا طيبا في حل المسائل التي لم يتم التحكم فيها بالطرق العادية و بالخصوص عند تغير معاملات المكنة.
- كلمات مفتاحية : مكنة لا متزامنة, التحكم الشعاعي, موج, المعدلات, المنطق الغامض

## Résumé :

L'objectif de notre travail est d'étudier la commande découplée discrète de la machine asynchrone élaborée à partir d'une commande continue équivalente par application de la commande vectorielle en discrétisant les algorithmes de commande ainsi que la transformée de Park. La machine est alimentée par un onduleur de tension à modulation de largeurs d'impulsions (MLI), car ce type d'onduleur convient bien aux machines de petite puissance et présente une grande simplicité en terme de modélisation.

Ainsi, notre travail de doctorat s'est concrétisé par les contributions suivantes :

1. Etude de l'imperfection des découplages due à la discrétisation des régulateurs et la transformation inverse de Park, car la discrétisation de ces derniers apporte une influence non négligeable sur les performances de la commande vectorielle. Pour résoudre ces problèmes, nous avons utilisé une méthode qui permet de choisir les paramètres des régulateurs en examinant l'influence de ces paramètres sur le comportement de la commande par les lieux de racines de la matrice d'état discrète et de choisir ainsi des valeurs correspondant à une meilleure performance.
2. Ensuite nous avons étudié la sensibilité de la commande vectorielle discrète aux variations de la constante temps rotorique.
3. D'autre part pour pallier aux imperfections causées par la technique précédente, nous avons appliquée une technique moderne de commande, c'est la commande par logique floue qui se prête très bien aux problèmes mal maîtrisables par des méthodes classiques conventionnelles surtout quand les paramètres de la machine varient.

**Mots clés :** Moteur asynchrone, commande vectoriel, MLI, régulation, logique floue

## Abstract :

The objective of our work is to study the discrete order uncoupled from the elaborate asynchronous machine starting from an equivalent continuous order by application of the vector CONTROL by discretizing the algorithms of order as well as the transform of Park. The machine is supplied by an inverter of tension to modulation of widths of impulses (MLI), because this type of inverter is appropriate well for the machines of small power and has a great simplicity in term of modelling.

Thus, our work of doctorate was concretized by the following contributions:

1. Study of the imperfection of decoupling due to the discretization of the regulators and the reverse transformation of Park, because the discretization of the latter brings a considerable influence on the performances of the vector order. To solve these problems, we used a method which makes it possible to choose the parameters regulators by examining the influence of these parameters on the behavior of the order by the places of roots of the discrete matrix of state and to choose values thus corresponding to a better performance
2. Then we studied the sensitivity of the discrete vector control to the variations of constant rotor time.
3. In addition and to circumvent certain limitations caused by the preceding technique, we applied a modern technique of order, it is the order by fuzzy logic which lends itself very well to the badly controllable problems by conventional traditional methods especially when the parameters of the machine vary.

**Key words:** Asynchronous motor, vector control, PWM, regulation, fuzzy logic

# AVANT PROPOS

*Les travaux présentés dans cette thèse ont été effectués au Laboratoire de Commande des Processus de l'Ecole Nationale Polytechnique d'Alger sous la direction de Monsieur M.S. BOUCHERIT, Professeur à l'ENP. Que ce dernier trouve ici le témoignage de ma profonde gratitude et mes sincères remerciements pour le soutien et les conseils qu'il n'a cessé de me prodiguer, pour la confiance qu'il m'a accordé en acceptant de diriger cette thèse lors de la défaillance en encadrement et surtout pour sa générosité.*

*Par ailleurs, j'aimerais préciser que les travaux de cette thèse ont été initiés en collaboration avec le laboratoire d'électrotechnique et instrumentation (LEI) de l'UCL de Louvain-la-Neuve Belgique, sous la codirection du Professeur F. LABRIQUE de l'UCL et de Monsieur B. DERRAS. Ainsi, je tiens à remercier vivement le Professeur F. LABRIQUE pour avoir été l'initiateur de cette thèse, pour avoir dirigé la première partie de cette thèse et pour sa collaboration lors de mes stages au LEI-UCL. Par ailleurs, je tiens aussi à remercier vivement Monsieur B. DERRAS pour avoir dirigé cette thèse avant son départ.*

*Je remercie très vivement Monsieur D.BERKANI, Professeur à l'Ecole Nationale Polytechnique d'Alger pour l'honneur qu'il me fait en acceptant de présider le jury de soutenance de cette thèse.*

*Je tiens à exprimer ma reconnaissance à Monsieur M. HADDADI, Professeur à l'Ecole Nationale Polytechnique d'Alger, pour la confiance et l'honneur qu'il m'accorde en acceptant de participer à ce jury.*

*Mes vifs remerciements vont également à Monsieur M.O. MAHMOUDI, Maîtres de conférence à l'ENP, pour ses précieux conseils, directives lors de l'élaboration de ce travail et aussi pour avoir accepté de participer au jury de soutenance.*

*Je remercie très vivement Mademoiselle L. BARAZANE, Maître de conférence à l'USTHB, pour la confiance et l'honneur qu'elle m'accorde en acceptant de participer à ce jury.*

*Que Monsieur M.E SIFI, Chef de Mission Audit Matériel et Traction SNTF, trouve ici mes remerciement les plus sincères pour sa participation au sein du jury.*

*Que mes amis (es) soient aussi sincèrement remerciés pour leur encouragements afin de mener à terme les travaux de cette thèse.*

*A la mémoire de mon père*  
*A ma mère*  
*A mon épouse et à mes enfants*  
*A tous mes frères et sœurs*

# Sommaire

<b>Introduction générale</b>	1
<b>Chapitre I. Commande vectorielle de la machine asynchrone</b>	
I.1 Introduction	6
I.2. Modélisation de la machine	7
I.3 Alimentation de la machine asynchrone par un onduleur de tension	10
I3.1 Description de l'association onduleur-machine asynchrone	11
I3.2 Modélisation de l'onduleur à MLI	11
I.4 Commande vectorielle de la machine asynchrone	13
I.4.1 Commande de vitesse et commande des courants	14
I.4.2 Principe de la commande vectorielle	14
I.4.3 Contrôle du flux rotorique par la méthode directe	17
I.4.3.1 Utilisation d'estimateur de flux	18
I.4.3.2 Simulation	20
I.4.4 Contrôle du flux rotorique par la méthode indirecte	22
I.4.4.1- Simulation	
I.5 Conclusion	26
<b>Chapitre II. Discrétisation de la commande vectorielle de la machine asynchrone</b>	
II.1 Introduction	28
II.2 Discrétisation du régulateur de courant	30
II.3 Principe de la méthode d'étude des problèmes de discrétisation	31
II.4 Modélisation sans tenir compte de l'influence de la modulation MLI	31
II.5 Cas de prise en compte de la MLI	35
II.6 Utilisation des lieux de racines des systèmes pour étudier le comportement de la commande	35

II.6.1 Lieux de racines en fonction de $K_d$ et $K_q$	37
II.7 Simulation de la commande discrète	40
II.7.2 Cas de la commande directe	44
II.7.3 Cas de la commande indirecte	47
II.8 Conclusion	50

### **Chapitre III. Discrétisation de la transformation inverse de Park**

III.1 Introduction	53
III.2 Transformation à un axe de la machine asynchrone triphasée	53
III.3 Etude de l'influence de la discrétisation de la transformation inverse de Park	55
III.4 Minimisation de l'erreur due à l'effet de discrétisation	57
III.5 Résultats de simulation de la commande totalement discrète	57
III.6 Sensibilité de la commande vectorielle discrète aux variations de la constante de temps rotorique	63
III.6.1 Résultats de simulation	64
III.7 Conclusion	66

### **Chapitre IV. Application de la logique floue à la commande de la machine asynchrone**

VI.1 Introduction	69
VI.2 Logique floue	70
VI.2.1 Principe fondamental de la logique floue	71
VI.2.2 Présentation d'un contrôleur à logique floue	71
VI.2.3 Les systèmes d'inférences	71
VI.3 Eléments de base d'un contrôleur à logique floue	72
IV.3.1 Interface de fuzzification	73
IV.3.2 Base de connaissance	
IV.3.3 Logique de prise de décision (Inférence)	74
IV.3.4 Agrégation	74

IV.3.5 Interface de défuzzification	75
VI.4 Application de la logique floue à une machine asynchrone	75
VI.4.1 Propriétés d'un réglage par logique floue	77
VI.5 Loi de commande	78
VI.5.1 Calcul de l'erreur et de sa variation	78
VI.5.2 Normalisation de l'erreur de sa variation et de la commande	79
VI.5.3 Mécanisme d'inférence	79
VI.5.3.1 Choix de la méthode d'inférence	80
VI.5.3.2 Choix de la méthode de défuzzification	81
VI.5.3.3 Choix de la forme des fonctions d'appartenance	81
VI.5.3.4 Recouvrement des ensembles	82
VI.5.3.5 Choix du nombre de classes ou sous-ensembles flous	83
VI.5.4 Construction graphique de la sortie de commande	84
VI.6 Simulation	86
VI.6.1 Simulation dans le cas où l'onduleur MLI est assimilé à un amplificateur idéal	86
IV.6.2 Simulation dans le cas où la machine est alimentée par onduleur MLI	91
VI.7 Conclusion	95
<b>Conclusion générale</b>	96
<b>Bibliographie</b>	100
<b>Annexe</b>	

# Nomenclature

- a,b,c : indices correspondant aux trois phases de la machine  
d,q : indices correspondant au référentiel lié au champ tournant  
 $\alpha,\beta$  : indices correspondant au référentiel fixe (lié au stator)  
 $R_s, R_r$  : résistances du stator et du rotor  
 $L_s, L_r$  : inductances cycliques du stator et du rotor  
M : inductance mutuelle cyclique entre le stator et le rotor  
 $T_s$  : constante de temps statorique ( $L_s/R_s$ )  
 $T_r$  : constante de temps rotorique ( $L_r/R_r$ )  
 $\sigma$  : coefficient de fuite ( $\sigma = 1 - M^2 / (L_s \cdot L_r)$ )  
p : nombre de paires de pôles  
 $\Omega_r$  : vitesse mécanique  
 $\omega_s$  : pulsation statorique  
 $\omega_r$  : pulsation rotorique  
 $\omega_{sl}$  : vitesse de glissement  
 $\theta$  : position du référentiel par rapport au stator  
J : moment d'inertie  
f : coefficient de frottement visqueux  
 $C_{em}$  : couple électromagnétique  
 $C_r$  : couple résistant



# Introduction générale

## I. Introduction générale

Les moteurs à courant alternatif sont des systèmes multi variables non linéaires. Pour décrire leur comportement, on fait généralement appel à la théorie des deux axes (axes dq) qui correspond à un changement de variable connu sous le nom de transformation de Park.

Le moteur asynchrone à cage, malgré sa simplicité de construction, sa robustesse et son faible coût pose un problème majeur consistant en la difficulté de sa commande. En effet, il existe dans la machine un couplage complexe entre les variables d'entrée, les variables de sortie et les variables internes telles le flux, le couple, vitesse ou position. Cette complexité s'accroît avec l'augmentation du nombre de phases de la machine. Ce couplage a pour conséquence que la variation de l'une des variables entraîne la variation des autres donc il faudrait arriver à faire varier un paramètre indépendamment des autres.

Il est difficile, voire impossible, de réaliser ces lois avec un système analogique. Le développement des microprocesseurs rapides permet de remplacer de plus en plus les commandes analogiques ou mixtes (digitales - analogiques) par des commandes complètement digitales. Les exigences concernant la précision, la rapidité et la robustesse des systèmes d'actionnement de hautes performances conduisent toujours à un intérêt croissant pour l'étude de la commande de la machine à courant alternatif.

Notre travail s'insère dans cet axe de recherche et fait suite à de précédents travaux effectués dans différents laboratoires de recherche [1],[2],[3],[4],[5],[6],[10], [11],[15],[16], [17],[19],[21].

Ainsi, l'objectif de notre travail est d'étudier la commande découplée discrète de la machine asynchrone par application de la commande vectorielle en discrétisant les algorithmes de commande ainsi que la transformée de Park. La machine est alimentée par

un onduleur de tension à modulation de largeurs d'impulsions (MLI), car ce type d'onduleur convient bien aux machines de petite puissance et présente une grande simplicité en termes de modélisation [5],[6].

Il existe de nombreuses méthodes de commande pour les machines à courant alternatif, qui se différencient principalement par la façon dont on réalise la commande des courants. Parmi ces méthodes, nous avons choisi celle qui utilise la commande vectorielle élaborée sur le modèle de Park de la machine. Dans ce travail nous considérons une commande vectorielle discrète du moteur asynchrone construite à partir d'une commande continue équivalente .

Si l'emploi de la commande discrète permet d'éviter beaucoup de désavantages que présentent les systèmes continus, elle présente des problèmes lors de son implémentation dans des processeurs tels que des DSP, de même pour ce qui concerne l'utilisation des onduleurs MLI lorsque la fréquence de modulation est limitée pour des raisons technologiques. Ainsi, la discrétisation pose des problèmes au niveau de la régulation des courants. D'autre part, la commande des machines à courant alternatif nécessite des découplages de courants qui sont composés de termes non - linéaires. L'imperfection de ces découplages due à la discrétisation des régulateurs et la transformation inverse de Park, apportent aussi une influence non négligeable sur les performances de la commande vectorielle [19],[36],[37],[38],[39],[43],[67].

Pour résoudre ces problèmes, nous avons utilisé une méthode qui permet de choisir les paramètres des régulateurs en examinant leur influence sur le comportement de la commande par les lieux de racines de la matrice d'état discrète et de choisir ainsi des valeurs correspondant à une meilleure performance [19],[36],[37],[74],[75],[77].

Ainsi, après avoir examiné la commande vectorielle discrète, nous présentons les méthodes directe et indirecte d'orientation du flux rotorique dans le cas d'une alimentation en tension. Ensuite nous avons étudié la sensibilité de la commande vectorielle discrète aux variations de la constante temps rotorique [5],[78],[81] [82],[83],[84],[85],[90],[91],[92].

Concernant les stratégies de commande de la machine asynchrone, nous remarquons de nos jours, une tendance accrue vers l'application des techniques modernes de l'automatique. Parmi ces techniques, la commande par logique floue qui se prête très bien aux problèmes mal maîtrisables par des méthodes classiques conventionnelles [102],[103],[104],[105],[106] [107],[108],[109].

Ainsi, cette thèse rassemble les différents travaux de recherche effectués sur la commande vectorielle discrète de la machine asynchrone alimentée par onduleur de tension. Nous avons organisé notre thèse comme suit :

-Le premier volet est consacré à la description du principe de la commande vectorielle discrète avec ces deux versions (directe et indirecte) de la machine asynchrone alimentée avec onduleur de tension à modulation de largeurs d'impulsions.

-Le deuxième volet est consacré à l'étude des problèmes liés à la discrétisation de la transformation de Park inverse sur les performances de la commande vectorielle. Ensuite nous avons montré l'influence de la constante de temps rotorique ( $T_r$ ) sur le découplage.

-Dans le troisième volet la commande par logique floue est introduite pour la commande vectorielle découplée de la machine asynchrone pour pallier aux imperfections des méthodes classiques surtout quand les paramètres de la machine varient.

# Chapitre I

## Commande vectorielle de la machine asynchrone

## I.1 Introduction

La machine asynchrone, de part sa simplicité de conception et d'entretien, a la faveur des industriels depuis son invention. Cette simplicité s'accompagne toutefois d'une grande complexité physique, liées aux interactions électromagnétiques entre le stator et le rotor.

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, multi variables 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 plus performantes.

Le découplage des armatures statoriques et rotorique de la machine asynchrone est possible grâce à la théorie de la commande par flux orienté (commande vectorielle).

Dans la théorie des machines électriques, il a été démontré que toute machine triphasée, peut être représentée par son modèle biphasé : c'est la théorie généralisée des machines électriques [1],[2]. La condition qui permet de remplacer la machine triphasée par son modèle biphasé est sa symétrie.

Dans ce modèle, comme dans la machine à courant continu, le flux et couple, deux variables essentielles de réglage, sont découplées et commandées séparément. Le courant inducteur produit le flux et le courant induit produit le couple.

Ainsi, en maintenant le flux en permanence à sa valeur nominale, le couple sera maximal à tout instant. Ce principe de commande découplée, conditionnant le fonctionnement stable du moteur asynchrone, est le principe caractéristique du contrôle vectoriel conduisant aux hautes performances industrielles des entraînements asynchrones qui semblent actuellement être les plus intéressants pour les applications industrielles compte tenu de leur coût réduit et leur robustesse.

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. De nombreux travaux de recherche ont été effectués dans ce domaine [1],[2],[4],[5].

Dans ce chapitre nous considérons la commande vectorielle continue de la machine asynchrone de faible puissance 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 [1],[2],[4],[5],[7],[19],[31][42]. Nous limiterons notre présentation au cas des moteurs de faible puissance alimentés par des onduleurs de tension à modulation de largeurs d'impulsions (MLI).

## **I.2 Modélisation de 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. Pour obtenir son modèle mathématique. Il est alors nécessaire d'adopter les hypothèses simplificatrices suivantes [1],[5] :

- La f.m.m créée au rotor et au stator dans une phase, est à répartition sinusoïdale le long de l'entrefer
- 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.
- L'effet de peau est négligé.

L'approche actuelle de modélisation des machines électriques est basée sur la transformation du système triphasé a,b,c en un système biphasé équivalent d'axes d,q. Ainsi, pour étudier la commande vectorielle de la machine asynchrone, on applique généralement tant aux variables statoriques qu'aux variables rotoriques des transformations de Park faisant intervenir :

- Pour les grandeurs statoriques un angle  $\theta$  , a priori arbitraire ;
- Pour les grandeurs rotoriques, un angle  $\theta - p\theta_m$  où  $\theta_m$  représente la position du rotor et p le nombre de paires de pôles de la machine.

En posant :  $\omega_s = \dot{\theta}$  ,  $\omega_r = \dot{\theta}_m$  et  $\omega_{sr} = \dot{\theta} - p\dot{\theta}_m$  , on obtient les équations suivantes:

$$\frac{d\phi_{ds}}{dt} = \omega_s \phi_{qs} - R_s i_{ds} + V_d \quad \text{I.1}$$

$$\frac{d\phi_{qs}}{dt} = -\omega_s \phi_{ds} - R_s i_{qs} + V_q \quad \text{I.2}$$

$$\frac{d\phi_{dr}}{dt} = \omega_{sr} \phi_{qr} - R_r i_{dr} \quad \text{I.3}$$

$$\frac{d\phi_{qr}}{dt} = -\omega_{sr} \phi_{dr} - R_r i_{qr} \quad \text{I.4}$$

$$\omega_s = \omega_r + \frac{M i_{qs}}{T_r \phi_{dr}} \quad \text{I.5}$$

$$C_{em} = p \frac{M}{L_r} (i_{qs} \phi_{dr} - i_{ds} \phi_{qr}) \quad \text{I.6}$$

$C_{em}$  représente le couple électromagnétique et les termes  $\psi_{ds}, \psi_{qs}, \psi_{dr}, \psi_{qr}$  les flux encerclant les bobinages équivalents d et q statoriques et rotoriques. Ces flux sont reliés aux courants par les relations suivantes :

$$\phi_{ds} = L_s i_{ds} + M i_{dr}, \quad \phi_{dr} = M i_{ds} + L_r i_{dr} \quad \text{I.7}$$

$$\phi_{qs} = L_s i_{qs} + M i_{qr}, \quad \phi_{qr} = M i_{qs} + L_r i_{qr} \quad \text{I.8}$$

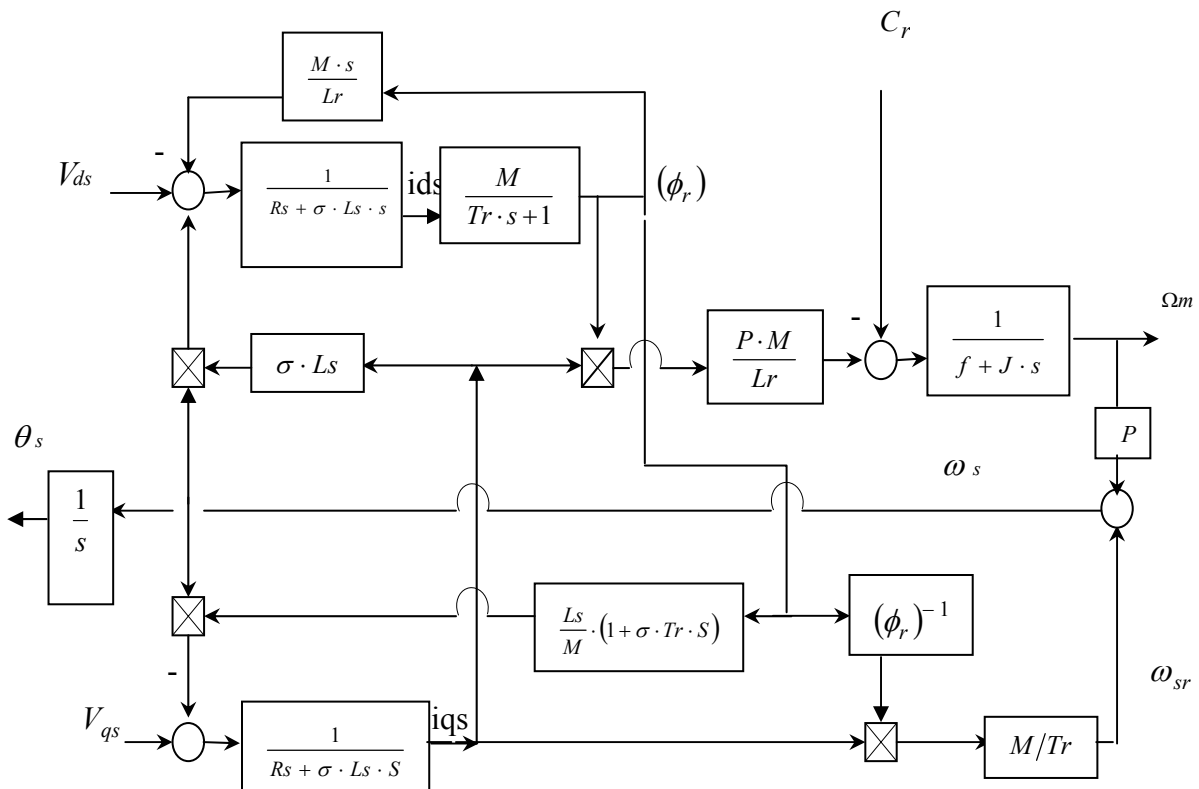


Pour pouvoir lier la position  $\theta$  et la vitesse  $\omega$  au couple électromagnétique, il faut connaître le système mécanique entraîné par le moteur. L'équation d'équilibre entre le couple moteur et le couple opposé par la partie mécanique du système a la forme suivante :

$$J \frac{d\Omega_r}{dt} = C_{em} - f \Omega_r - C_r \quad \text{I.9}$$

Le système étudié est d'ordre cinq avec comme variables, les courants statoriques  $(i_{ds}, i_{qs})$ , les flux rotoriques  $(\psi_{dr}, \psi_{qr})$  et la vitesse mécanique  $\Omega_r$ .

Les équations précédentes fournissent le schéma de la figure I.1 :



**Fig.I.1** Schéma bloc de la machine asynchrone avec orientation du flux rotorique

Les deux transformations liant les grandeurs d-q aux grandeurs triphasées réelles peuvent être combinées en une seule:

-Les courants et tensions statoriques du modèle de Park de la machine sont reliés aux courants et tensions statoriques du système triphasé par les transformations suivantes :

$$\begin{bmatrix} X_{as} \\ X_{bs} \\ X_{cs} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_{ds} \\ X_{qs} \end{bmatrix} \quad \text{I.10}$$

-Les courants et tensions rotoriques du modèle de Park sont reliés aux courants et tensions rotoriques triphasé par une autre transformation :

$$\begin{bmatrix} X_{ar} \\ X_{br} \\ X_{cr} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta - \theta_m) & -\sin(\theta - \theta_m) \\ \cos(\theta - \theta_m - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \theta_m - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \theta_m - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta - \theta_m - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_{dr} \\ X_{qr} \end{bmatrix} \quad \text{I.11}$$

X représente un courant ou une tension.

Pour une valeur à p paires de poles, il faut remplacer  $\theta_m$  par  $p\theta_m$  et  $\omega_m$  par  $p\omega_m$ .

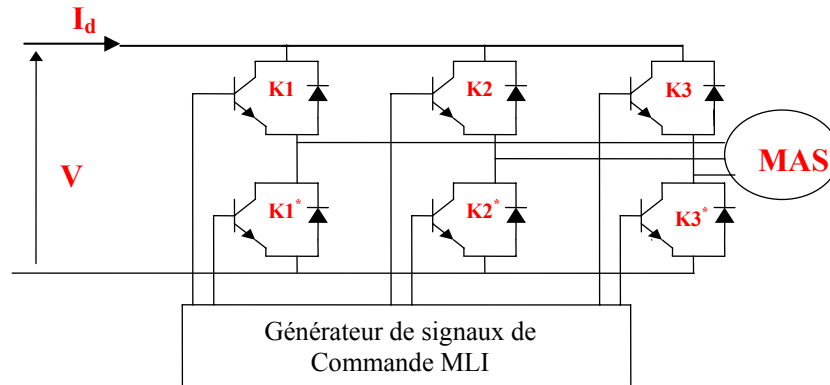
### I.3 Alimentation de la machine asynchrone par un onduleur de tension

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 méthodes de connaissance permettant la simulation numérique et d'autre part, à développer des stratégies de commande des onduleurs améliorant ainsi les performances de l'association [5],[ 6].

### I.3.1 Description de l'association onduleur-machine asynchrone

Le circuit principal du système d'association représenté par la figure IV.13 comprend une tension continue à l'entrée de l'onduleur. Ce dernier se comporte comme un commutateur de tension en appliquant alternativement sur chaque borne du moteur les polarités positive et négative de la source. Nous envoyons ainsi un système triphasé de tensions alternatives dans les trois phases du stator.

Les ordres de commutation des interrupteurs sont obtenus par une comparaison des signaux sinusoïdaux triphasés à un même signal triangulaire.



**Fig.I.2** Schéma de l'association onduleur-machine asynchrone

### I.3.2 Modélisation de l'onduleur à MLI

L'onduleur est un convertisseur statique continu alternatif. Il est composé de six transistors et de six diodes montées en antiparallèle avec les transistors. Ces derniers peuvent être de type MOSFET ou IGBT car on sera amené à travailler à des fréquences élevées. On suppose que les semi-conducteurs sont parfaits (commutation instantanée). Ainsi, à chaque bras de l'onduleur, on associe une fonction logique de connexion  $S_j$  ( $j=1, 2,3$ ) définie comme suit :

$$S_j = 1 \text{ si } K_j \text{ fermé, } K_j' \text{ ouvert}$$

$$S_j = 0 \text{ si } K_j \text{ ouvert, } K_j' \text{ fermé}$$

Les différentes formes d'onde de tension de sortie de l'onduleur sont données par :

$$\begin{bmatrix} U_{ac} \\ U_{ba} \\ U_{cb} \end{bmatrix} = U_d \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 \\ -1 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix} \quad \text{I.12}$$

Avec  $S_j$  ( $j=1, 2, 3$ ) signaux de commande des interrupteurs.

La machine est symétrique et le couplage des enroulements statoriques est en étoile donc

$$V_a + V_b + V_c = 0$$

Par conséquent, les tensions simples  $V_a, V_b, V_c$  s'expriment par la relation :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = U_d \cdot \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \\ S_3 \end{bmatrix} \quad \text{I.13}$$

Le courant  $I_d$  à l'entrée de l'onduleur a pour expression

$$I_d = S_1 \cdot I_a + S_2 \cdot I_b + S_3 \cdot I_c$$

Les fonctions logiques correspondantes aux signaux de commande des interrupteurs  $S_j$  en stratégie triangulo-sinusoidale sont données à partir de la comparaison du signal de la porteuse  $V_p$  (signal triangulaire) et des signaux de référence  $V^*$  (sinusoïdaux) d'où la fonction  $S_j$  :

$$S_j = 1 \text{ si } V^* \geq V_p$$

$$S_j = -1 \text{ si } V^* < V_p$$

L'utilisation de l'onduleur MLI entraîne au niveau des courants circulants dans la machine l'apparition d'une ondulation résiduelle liée à la découpe MLI, et dont la fréquence est égale à la fréquence de modulation. Ce problème devient gênant lorsque la fréquence de

modulation n'est pas suffisamment élevée par rapport à la fréquence fondamentale de la machine.

Dans ce cas, l'influence de l'onduleur sur le comportement du système n'est plus négligeable, donc, il ne peut plus se comporter comme un simple amplificateur.

Pour éliminer les ondulations, en réalité les diminuer, car on ne peut jamais totalement les annuler, plusieurs solutions sont proposées [6],[19] :

- Utilisation d'un circuit de filtrage des courants. Mais ce circuit présente un inconvénient, car la présence d'un circuit supplémentaire augmente la complexité de l'implantation du système.

- Synchroniser la fréquence d'échantillonnage des valeurs des tensions  $V_a$ ,  $V_b$  et  $V_c$  avec la fréquence de la modulation MLI. Pour des raisons de symétrie, la partie correspondante à l'ondulation due à la MLI passant par zéro en  $t=T/2, T, 3T/2, \dots, nT/2 = h$ , les courants ne possèdent pas d'ondulations parasites à ces instants. On peut donc choisir un de ces instants comme instant de mesure des courants de la machine, car la mesure à ces instants permet d'éliminer les effets dus à l'ondulation [19],[31].

#### **I.4 Commande vectorielle de la machine asynchrone**

Parmi tous les types de machines électriques, la machine qui répond le mieux aux exigences liées aux systèmes d'actionnement est la machine à courant continu. Le courant qui produit le couple et le courant qui engendre le flux, soit le courant d'induit et le courant d'inducteur, sont indépendants. Il est alors facile de réaliser une commande du couple et du flux de la machine de manière indépendante et précise, et ainsi d'assurer de hautes performances d'actionnement (rapidité, robustesse, etc)[5],[6],[19],[31].

Les stratégies de commande des machines à courant alternatif consistent souvent à tenter de rendre le comportement électromécanique de cette machine similaire à celui d'une machine à

courant continu. Cette similitude est rendue possible par l'emploi de la commande vectorielle élaborée à partir du modèle de Park. Ce dernier est utilisé pour simplifier le modèle complexe de la machine asynchrone. Une approche souvent utilisée est de mettre l'axe "d" du référentiel de Park sur l'axe du flux rotorique, ce qui nous permet d'imposer à la variable  $\theta$  d'avoir une valeur telle que  $\phi_{rq} = 0$ , (c'est à dire qu'on suppose que l'orientation de l'axe "d" sur le flux rotorique est parfaite) [4],[5],[9],[15],[19],[21].

#### **I.4.1 Commande de vitesse et commande des courants**

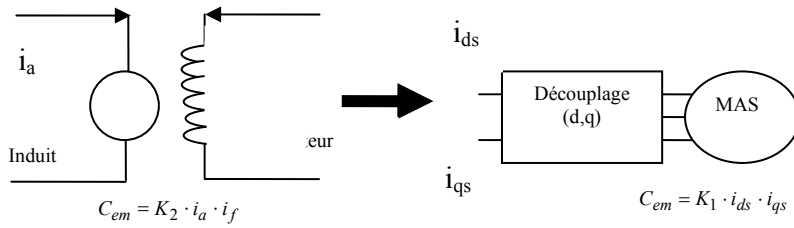
Dans la conception du régulateur PI de vitesse, celui-ci est souvent calculé pour assurer une meilleure réponse en vitesse de la machine vis-à-vis de sa consigne. Le régulateur fournit la valeur de référence du couple  $C_{ref}$ . Les courants de références  $i_{dsref}$  et  $i_{qsref}$  sont calculés à partir de  $C_{ref}$  et du flux.

Dans le cas où les constantes de temps électriques de la machine sont suffisamment petites, les courants peuvent être commandés en boucle ouverte. Lorsque les constantes de temps électriques de la machine sont importantes, elles doivent être réduites artificiellement afin d'assurer la rapidité de la réponse des courants (ou couple). Pour ceci, on utilise souvent des régulateurs PI dont le gain est calculé en fonction de la constante de temps apparente exigée.

#### **I.4.2 Principe de la commande vectorielle**

La difficulté pour commander une machine asynchrone réside dans le fait qu'il existe un couplage complexe entre les variables d'entrée, les variables de sortie et les variables internes de la machine tels le flux, le couple, la vitesse ou la position.

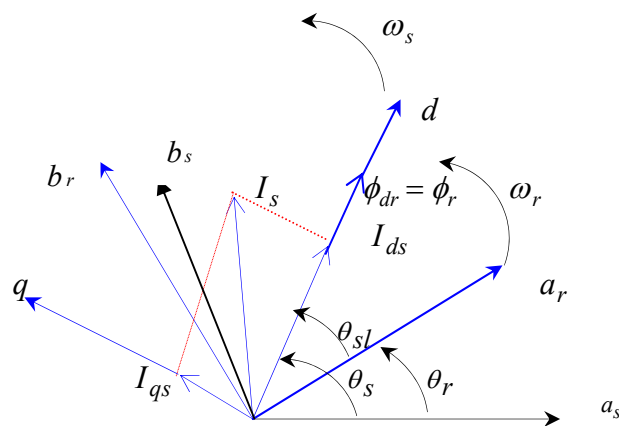
En 1971, Blaschke a proposé une nouvelle théorie de commande. C'est la commande à flux orienté ou contrôle vectoriel qui permet de ramener le comportement de la machine asynchrone à la machine à courant continu à excitation séparée.


**Fig.I.3** Principe de la commande découplée

Le principe de cette technique consiste à orienter le vecteur flux sur l'axe "d" ( $\phi_{dr} = \phi_r ; \phi_{qr} = 0$ ) dans un repère lié au champ tournant. Donc il y a lieu de mettre en évidence que, conformément au système d'équations de la machine asynchrone, le flux rotorique réduit à sa seule composante "d" peut être commandé par le courant  $i_{ds}$  et le couple par le courant  $i_{qs}$ .

Si on compense les termes de couplage entre les axes "d" et "q" :

- La tension  $V_{ds}$  permet de commander le courant  $i_{ds}$ , donc le flux .
- La tension  $V_{qs}$  permet de commander le courant  $i_{qs}$ , donc le couple.


**Fig.I.4** Représentation schématique de la machine asynchrone découplée.

Après arrangement , les équations de la machine deviennent :

$$\sigma T_s \frac{di_{ds}}{dt} + i_{ds} = \frac{V_{dsT}}{R_s} + \sigma T_s \omega_s i_{qs} - \frac{T_s(1-\sigma)}{M} \frac{d\psi_{dr}}{dt} \quad \text{I.14}$$

$$\sigma T_s \frac{di_{qs}}{dt} + i_{qs} = \frac{V_{qsT}}{R_s} - \omega_s (\sigma T_s i_{ds} + \frac{T_s(1-\sigma)}{M} \psi_r) \quad \text{I.15}$$

$$T_R \frac{d\psi_r}{dt} + \psi_r = M i_{ds} \quad \text{I.16}$$

$$\omega_{sr} = \frac{M}{T_r} \frac{i_{qs}}{\phi_r} \quad \text{I.17}$$

$$T_e = \frac{PM}{L_r} \phi_r i_{qs} \quad \text{I.18}$$

En introduisant l'équation (I.16) dans (I.14) nous obtenons les équations suivantes :

$$\sigma L_s \frac{di_{ds}}{dt} + R_s i_{ds} = V_{dsT} + \sigma L_s \omega_s i_{qs} - \frac{L_s(1-\sigma)}{T_r} (i_{ds} - \frac{\phi_r}{M}) \quad \text{I.19}$$

$$\sigma L_s \frac{di_{qs}}{dt} + R_s i_{qs} = V_{qsT} - \omega_s (\sigma L_s i_{ds} + \frac{L_s(1-\sigma)}{M} \phi_r) \quad \text{I.20}$$

Dans les équations précédentes les composantes des deux axes d-q sont couplées. Leur découplage est possible par l'introduction de deux nouvelles variables :  $V_{ds}$ ,  $V_{qs}$

$$V_{ds} = \sigma L_s \frac{di_{ds}}{dt} + R_s i_{ds} \quad \text{I.21}$$

$$V_{qs} = \sigma L_s \frac{di_{qs}}{dt} + R_s i_{qs}$$

Donc

$$\begin{aligned} V_{dsT} &= V_{ds} + V_{ds}' \\ V_{qsT} &= V_{qs} + V_{qs}' \end{aligned} \quad \text{I.22}$$

Avec  $V_{ds}$  et  $V_{qs}$  sont les sortie des régulateurs de courants

$V_{ds}'$  et  $V_{qs}'$  Termes de découplage



$$\begin{aligned}
 V_{ds'} &= -\sigma L_s \omega_s i_{qs} + \frac{L_s (1-\sigma)}{T_r} \left( i_{ds} - \frac{\phi_r}{M} \right) \\
 V_{qs'} &= \omega_s \left[ \sigma L_s i_{ds} + L_s \frac{(1-\sigma)}{M} \phi_r \right]
 \end{aligned}
 \tag{I.23}$$

La méthode d'orientation est soit directe soit indirecte. La première 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 à l'aide de capteurs et l'estimation de flux à l'aide de modèles mathématiques [4],[18],[30]. Par contre, 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. A la figure(I.11) c'est le courant  $i_{ds}$  qui lié au flux de référence [4],[5],[9],[15],[19],[21].

### I.4.3 Contrôle du flux rotorique par la méthode directe :

La principale difficulté de la mise en œuvre de la commande vectorielle directe du moteur asynchrone est liée au contrôle du flux dans la machine, en raison de la difficulté de mesurer cette grandeur, voire de l'impossibilité d'effectuer cette mesure lorsqu'il s'agit du flux rotorique. En effet, seul le flux d'entrefer est accessible à la mesure (sonde à effet Hall, spire de détection), les autres mesures entraîneraient une augmentation du coût de fabrication de la machine et la rendraient plus fragile. C'est pourquoi les commandes basées sur une mesure directe du flux, telle celle proposée par Blaschke en 1972, ont rapidement été abandonnées. Actuellement dans les commandes avec contrôle direct du flux, ce dernier est déterminé à l'aide d'un observateur d'état. Ces commandes imposent généralement un volume de calcul important, ce qui rend complexe leur implantation.

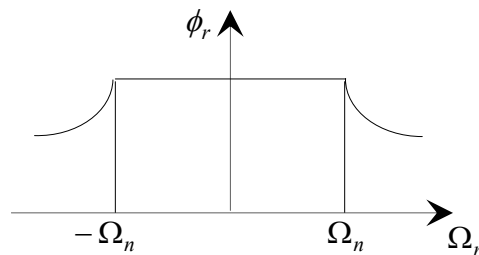
Dans notre cas, nous utilisons un observateur de flux déduit du modèle de la machine car ce dernier offre une bonne précision. Ainsi, le flux peut être calculé par l'intermédiaire de variables plus accessibles à la mesure (vitesse, tensions et courants). La figure I.7 montre le principe de la commande vectorielle directe de la machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension.

La consigne du flux peut être liée à la vitesse mécanique pour pouvoir obtenir un fonctionnement en régime défluxé ou à puissance constante. Pour cela, on utilise le bloc de défluxage défini par la non linéarité suivante :

$$\phi_r^* = \begin{cases} \phi_N & \text{si } |\Omega_r| \leq \Omega_N \text{ où} \\ \frac{\phi_N \cdot \Omega_N}{|\Omega_r|} & \text{si } |\Omega_r| > \Omega_N \end{cases} \quad \text{I.24}$$

$\phi_N$  = flux nominal,  $\Omega_n$  = vitesse mécanique nominale

Le bloc de défluxage est représenté par la figure I.5



**Fig.I.5** Bloc de défluxage

De la vitesse nulle à la vitesse nominale le flux est maintenu constant et la machine fonctionne à couple constant. Pour des vitesses supérieures à la vitesse nominale, le flux doit être affaibli et la machine fonctionne à puissance constante. Pour notre étude, ce bloc de défluxage n'est pas nécessaire car on travaillera toujours à des vitesses inférieures à la vitesse nominale  $\Omega_n$ .

#### I.4.3.1 Utilisation d'un estimateur de flux

Les difficultés liées à l'utilisation de capteur de flux ont conduit les chercheurs à développer des modèles dynamiques de flux. Ces modèles permettent d'obtenir la position et

le module du flux à partir de la mesure des tensions et des courants statoriques [4],[18],[30]. Pour ce qui nous concerne, nous considérons la deuxième méthode. Le flux rotorique est calculé à partir courants de phase ( $i_a, i_b, i_c$ ) et de la vitesse de rotation (fig.I.6) [31].

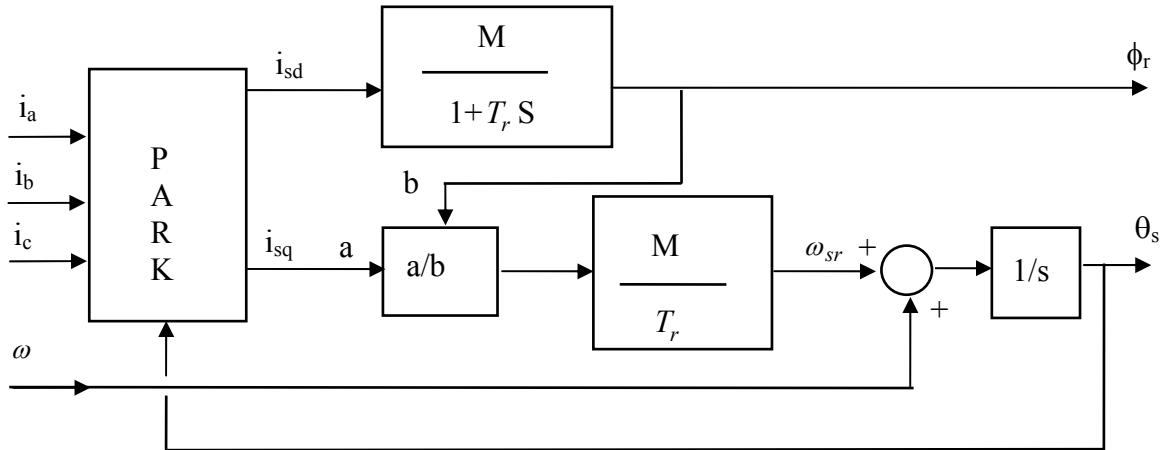


Fig .I.6 : Estimation du flux rotorique

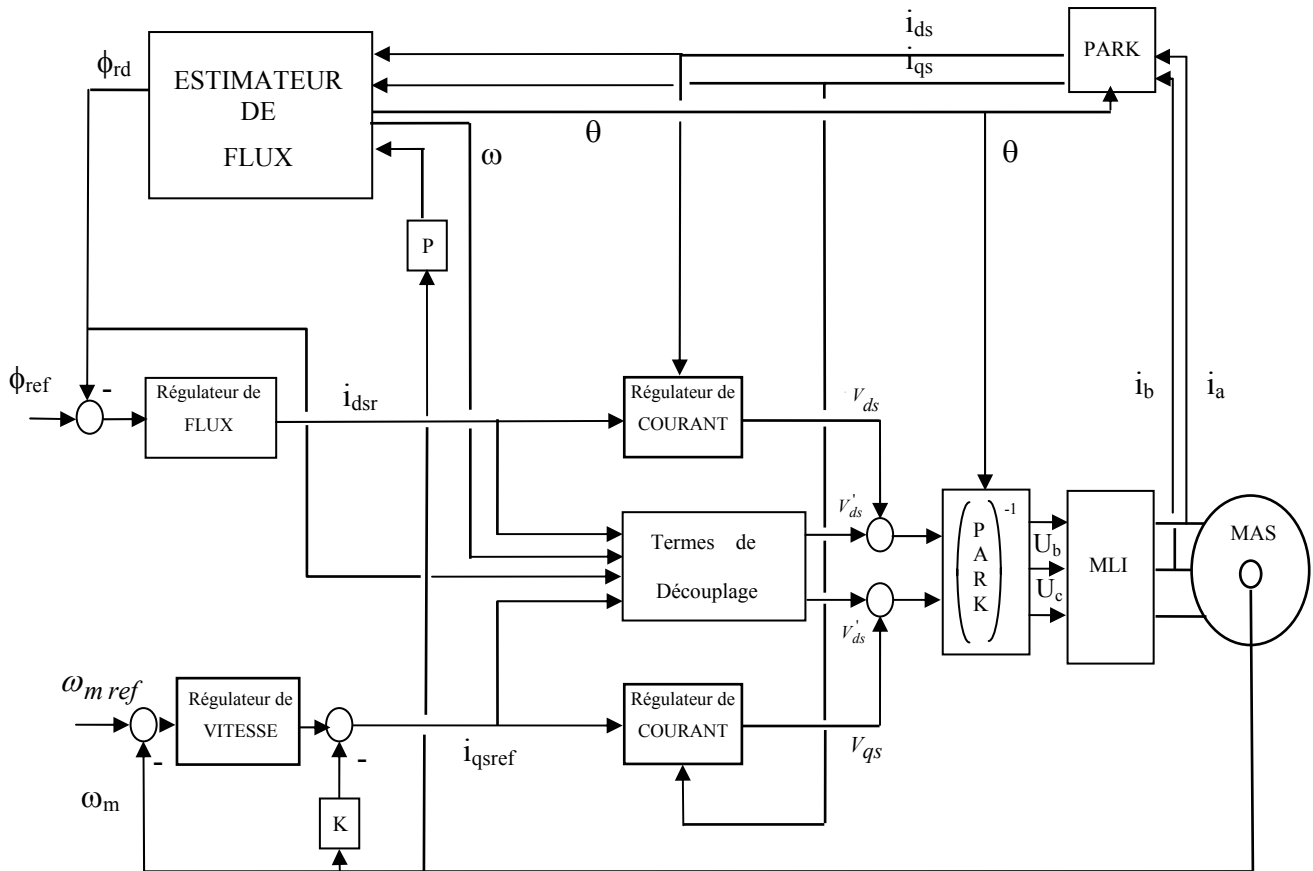


Fig.I.7 Schéma bloc de la stratégie de commande avec estimateur de flux

### I.4.3.2 Simulation :

Nous avons considéré deux cas :

- Cas où l'onduleur MLI est assimilé à un amplificateur idéal
- Cas où la machine est alimentée par un onduleur de tension.

Dans les simulations qui suivent nous avons considéré le schéma bloc de la figure (I.7), dans les conditions de fonctionnement suivantes:

- a) Réponse du système à un échelon de vitesse de référence de 0 à 150 (rd/s) à  $t = 0$ , et à l'application d'une charge égale au couple nominal à  $t = 1$  s qui est considéré comme une perturbation externe.
- b) Réponse du système à l'échelon de vitesse de 150 rd/s suivi d'une application d'une charge égale au couple nominale entre 1 et 1.5 s, puis d'une inversion de vitesse à partir de 2 s.

Les fig.I.8et I.10 représentent les réponses suivantes :

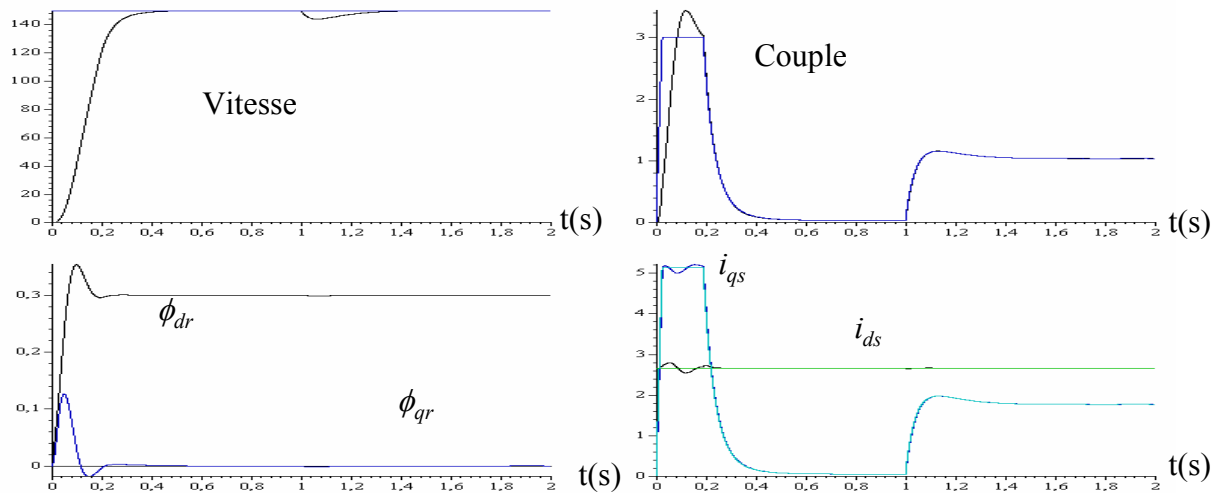
- évolution de la vitesse de rotation,
- évolution des flux rotoriques, direct et en quadrature,
- évolution du couple développé par la machine,
- évolution des courants statoriques  $i_{ds}$ ,  $i_{qs}$ ,  $i_{as}$ .
- évolution de la tension statorique  $V_{as}$

Les paramètres  $K_p$  et  $K_i$  des régulateurs PI sont calculés autour du point de fonctionnement, comme décrit dans [15].

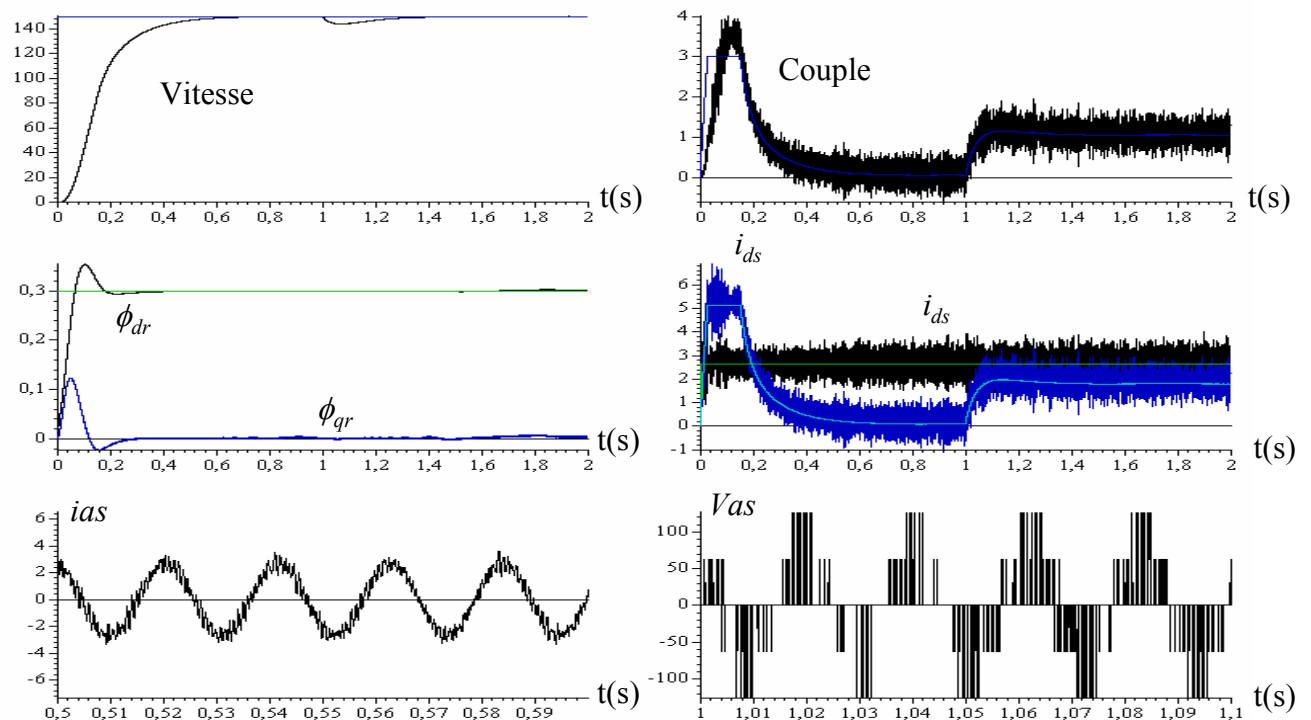
D'après les résultats obtenus, nous remarquons que la vitesse suit sa valeur de référence sans dépassement, ni erreur statique et que la stratégie de commande vectorielle est mise en évidence par l'annulation de la composante en quadrature du flux rotorique ( $\phi_{qr} = 0$ ) et la poursuite de ( $\phi_{dr}$ ) la consigne du flux rotorique imposé à 0.3 Wb.

Nous vérifions également le découplage « couple-flux » qui est maintenu, malgré l'application brusque d'un couple de charge et l'inversion de vitesse.

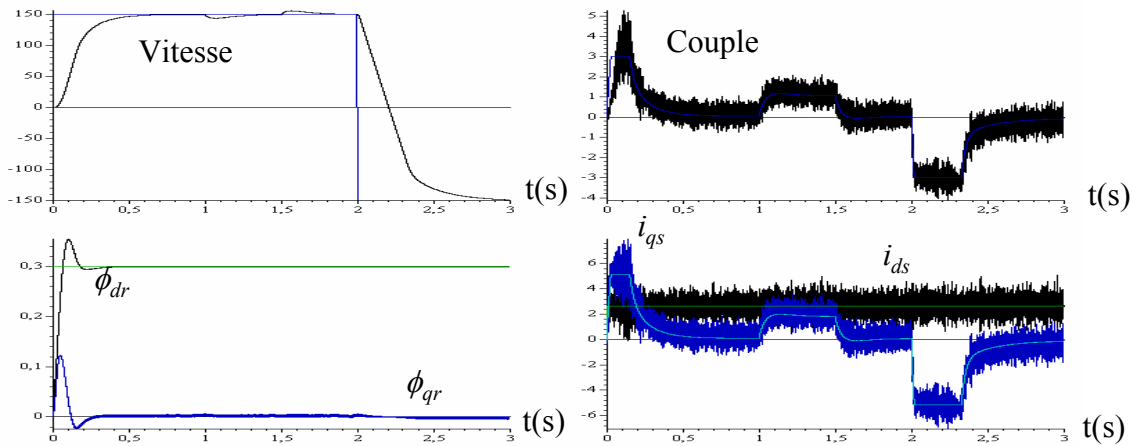
Nous constatons également que le découplage couple flux est réalisé étant donné que l'allure du courant  $i_{qs}$  est proportionnelle à celle du couple électromagnétique.



**Fig.I.8** Simulation de la commande vectorielle directe de la machine asynchrone (Sans prise en compte de la MLI).



**Fig.I.9** Simulation de la commande vectorielle directe de la machine asynchrone alimentée par onduleur de tension.



**Fig.I.10** Simulation de la commande vectorielle directe de la machine asynchrone alimentée par onduleur de tension.

#### I.4.4 Contrôle du flux rotorique par la méthode indirecte :

La stratégie de commande la plus simple pour la machine asynchrone consiste à imposer une valeur constante au flux  $\phi_{rd}$ . Dans ce cas, le flux peut être commandé en boucle ouverte et le dispositif servant à mesurer ou estimer le flux peut être évité et le glissement ainsi que l'orientation du flux rotorique sont calculés en utilisant les grandeurs de références  $\phi_{rdref}$  et  $i_{qsref}$  [2],[6],[29],[38].

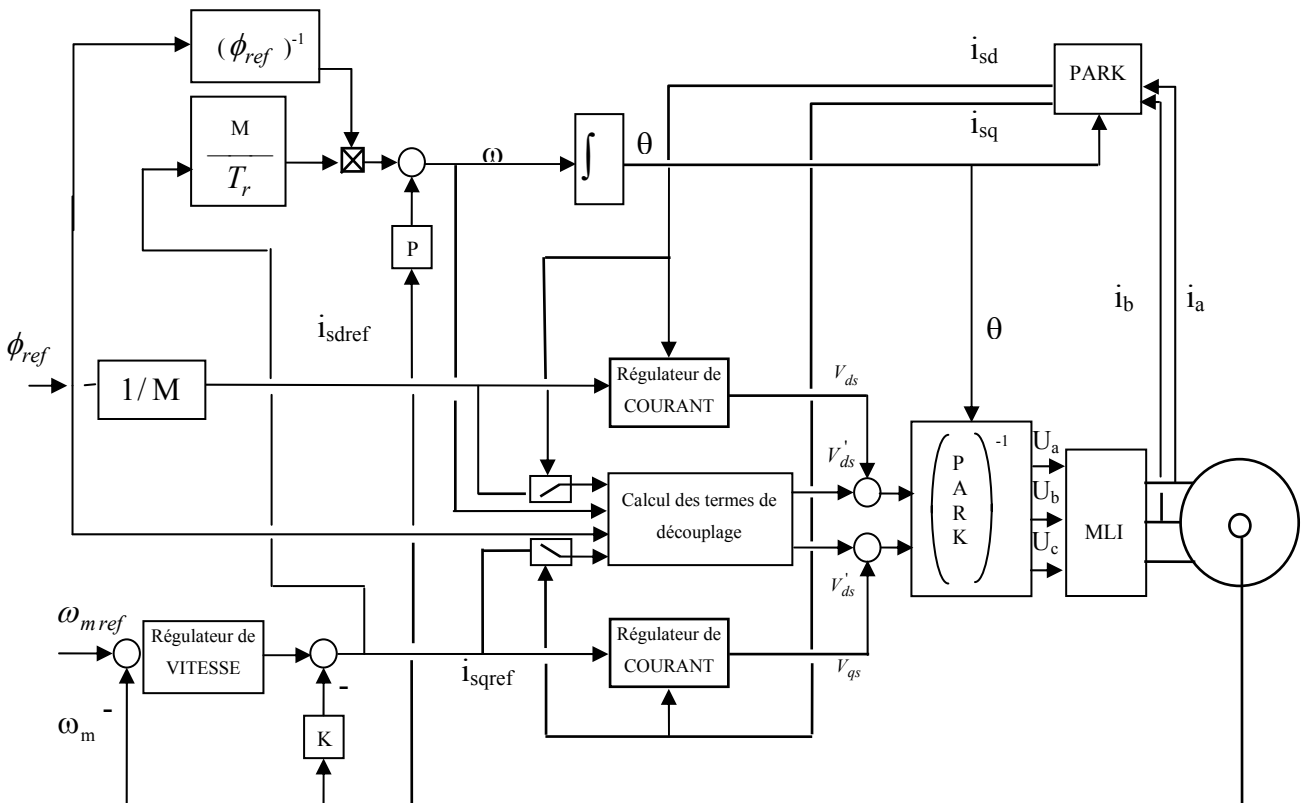
Si le flux  $\phi_r = \phi_{rd} = Cte$  nous obtenons ainsi les équations de commande simplifiée suivante :

$$\begin{aligned} \phi_r &= \phi_{ref} \\ i_{dsref} &= \frac{\phi_{ref}}{M} \end{aligned} \quad \text{I.25}$$

Dans ce cas seule la composante directe du courant statorique  $i_{ds}$ , détermine l'amplitude du flux rotorique  $\phi_r$ , alors que le couple ne dépend que de la composante en quadrature  $i_{qs}$  si le flux rotorique  $\phi_r$  est maintenu constant (car  $\phi_{qr} = 0$ ). Un découplage des deux axes de la machine est introduit afin d'éviter les interactions entre les commandes du flux et de la vitesse.

La vitesse  $\omega_s$  du référentiel, nécessaire pour calculer la position  $\theta_s$  afin de réaliser la transformation inverse de Park, sera déduite à partir d'une estimation du glissement et de la mesure de la vitesse du rotor au moyen de la formule suivante :

$$\omega_s = \omega_m + \frac{M}{T_r} \frac{i_{qsref}}{\phi_{ref}}$$



**Fig.I.11** Schéma bloc de la stratégie de commande à flux  $\psi_{rd}$  constant (commande simplifiée)

#### II.4.4.1 Simulation :

Nous avons considéré deux cas :

- Cas où l'onduleur MLI est assimilé à un amplificateur idéal
- Cas où la machine est alimentée par un onduleur de tension.

Le schéma de contrôle simulé est celui de la figure (I.11), en prenant les mêmes considérations de fonctionnement que le cas de la commande directe.

Les fig.I.12 et I.14 représentent les réponses suivantes :

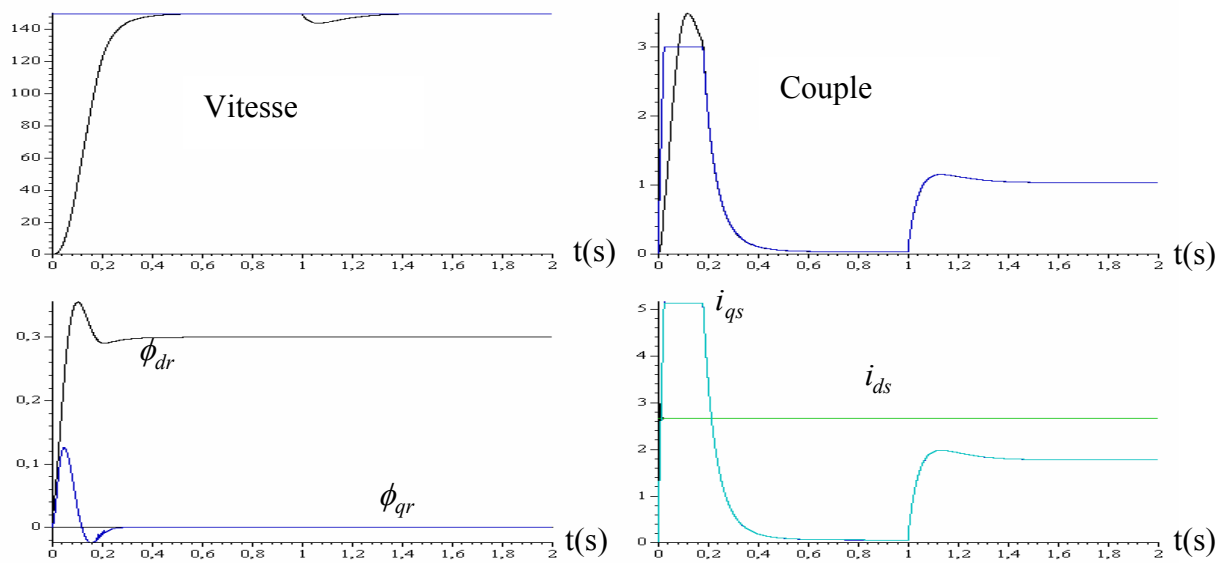
- évolution de la vitesse de rotation,
- évolution du couple développé par la machine,
- évolution des flux rotoriques, direct et en quadrature,
- évolution des courants statoriques  $i_{ds}$ ,  $i_{qs}$ ,  $i_{as}$ .
- évolution de la tension statorique  $V_{as}$

D'après les résultats obtenus, nous remarquons que la vitesse suit sa valeur de référence sans dépassement, ni erreur statique et que la stratégie de commande vectorielle est mise en évidence par l'annulation de la composante en quadrature du flux rotorique ( $\phi_{qr} = 0$ ) et la poursuite de ( $\phi_{dr}$ ) la consigne du flux rotorique imposé à 0.3 Wb.

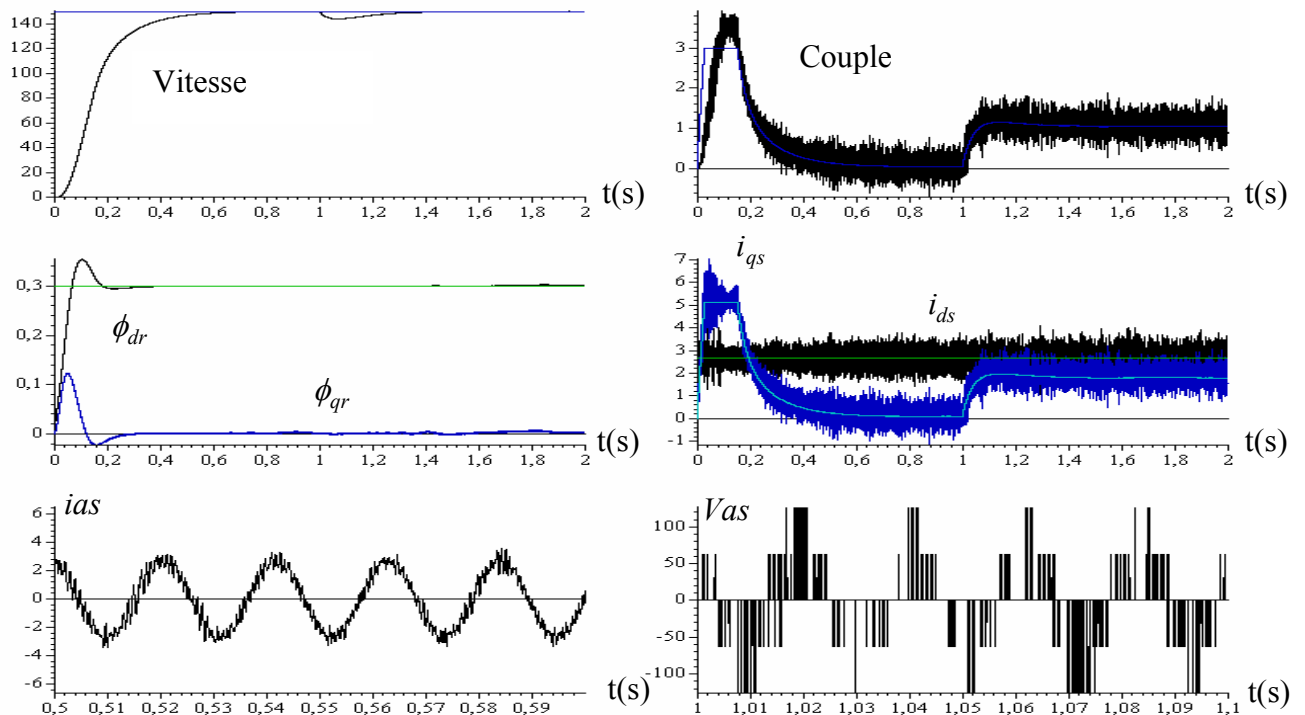
Nous vérifions également le découplage « couple-flux » qui est maintenu, malgré l'application brusque d'un couple de charge et l'inversion de vitesse.

Nous constatons également que le découplage couple flux est réalisé étant donné que l'allure du courant  $i_{qs}$  est proportionnelle à celle du couple électromagnétique.

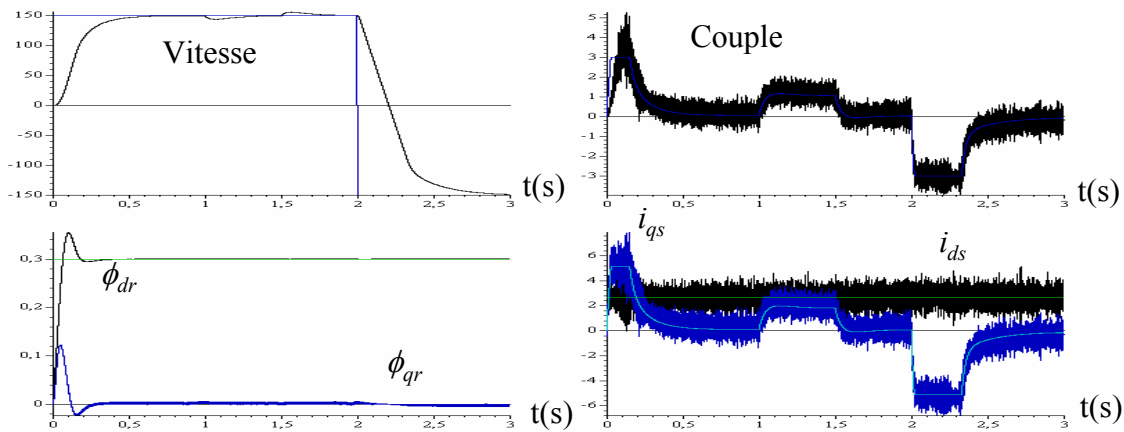




**Fig.I.12** Simulation de la commande vectorielle indirecte de la machine asynchrone (Sans prise en compte de la MLI).



**Fig.I.13** Simulation de la commande vectorielle indirecte de la machine asynchrone alimentée par onduleur de tension.



**Fig.I.14** Simulation de la commande vectorielle indirecte de la machine asynchrone alimentée par onduleur de tension.

## I.5 Conclusion

Les simulations de ce chapitre montrent que la commande vectorielle avec ses deux versions, à savoir directe et indirecte permet d'obtenir des performances satisfaisantes. Le découplage entre les deux grandeurs « couple-flux » de la machine et par conséquent des performances dynamiques similaires à ceux d'une machine à courant continu.

En pratique on fait souvent appel à des calculateurs numériques (ou des microprocesseurs) dans la commande des processus. Ces derniers exigent un certain temps pour effectuer les calculs prescrits par le programme. Il est donc exclu qu'ils puissent traiter de façon continue l'information analogique. Ce découpage temporel de l'information, cette discrétisation, est sur le plan théorique certainement la caractéristique la plus importante de l'insertion des calculateurs dans la commande.

L'inconvénient de la commande discrète se trouve dans la nécessité du temps de calcul qui crée un retard dans la commande. Ce temps de calcul dépend d'une part des processeurs DSP utilisés et d'autre part de l'algorithme de commande adopté.

Dans la suite de notre travail nous allons étudier le cas d'une commande discrète élaborée à partir de cette commande continue étudiée dans ce dernier chapitre.

## **Chapitre II**

# **Discrétisation de la commande vectorielle de la machine asynchrone**

## II.1 Introduction

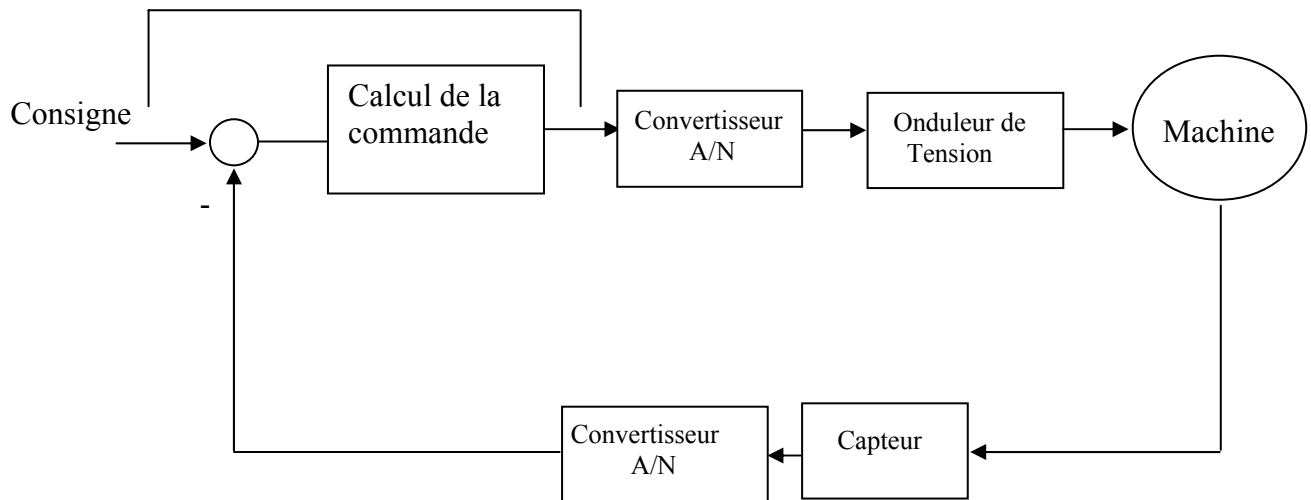
Le but essentiel du travail de cette thèse est d'étudier la commande discrète. Il existe différentes stratégies de commande, basées sur la commande vectorielle et visant à réaliser de hautes performances statiques et dynamiques. Si l'emploi de la commande numérique permet d'éviter beaucoup de désavantages que présentent les systèmes analogiques, (tels la sensibilité au bruit, la difficulté de transmission des données, la réalisation difficile des fonctions complexes,...) elle présente cependant un inconvénient au niveau de la rapidité de réglage [6], [15], [19], [21],[31].

La nécessité d'effectuer des calculs qui ne se déroulent pas instantanément, introduit une discrétisation et crée des retards dans la commande numérique. Ces retards sont introduits par les temps de calcul dans la commande numérique. Plus le pas d'intégration est faible plus le temps de calcul est important. Une autre limitation sur la rapidité de la réponse de la machine est introduite par l'utilisation de la technique MLI lorsque la fréquence de modulation est limitée pour des raisons techniques où l'utilisation d'un processeur dont la puissance de calcul est limitée.

Une implémentation entièrement numérique de la commande impose l'emploi de périodes d'échantillonnage de valeur réduite ne pouvant généralement être obtenues qu'avec des microprocesseurs offrant des performances élevées. La réduction du coût de la commande, grâce à l'emploi de microprocesseurs peu coûteux est particulièrement intéressante dans le cas des systèmes d'actionnement de faible puissance où la commande peut représenter une part importante du coût total du système[6],[19],[67].

Le choix de la période d'échantillonnage résulte d'un compromis à faire entre stabilité et précision du système d'une part, et coût du calculateur, lié à sa rapidité et sa capacité, d'autre part. Connaissant les caractéristiques dynamiques du processus à régler, il est possible de calculer la période maximale permise.

Un système de commande numérique d'une machine asynchrone peut être représenté par le schéma bloc suivant :



**Fig.I.1** Schéma bloc de la commande numérique d'une machine asynchrone

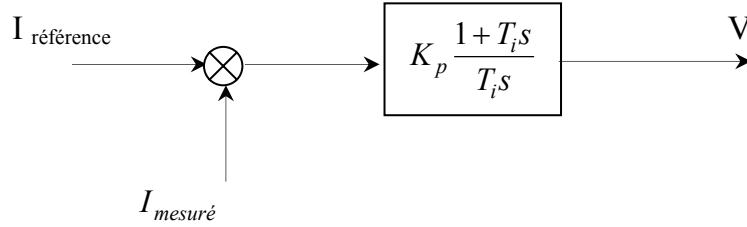
Dans ce chapitre nous considérons une commande vectorielle numérique du moteur asynchrone construite à partir d'une commande continue équivalente qui est souvent assurée par des régulateurs de type PI.

Dans notre cas, nous considérons des régulateurs PI. Comme la discrétisation de la commande n'est pas considérée dans le calcul des paramètres des régulateurs continus, la commande déduite ne peut pas assurer exactement les performances dynamiques exigées. Les régulateurs utilisés n'assurent les performances souhaitées que si la commande est analogique. Ils pourraient donc ne pas convenir à la commande numérique en raison de la discrétisation du système, surtout dans le cas où les constantes de temps électriques du système sont proches de la période d'échantillonnage des régulateurs [6], [19], [68].

Pour résoudre ce problème, nous utilisons une méthode développée par [19] qui permet de choisir les paramètres des régulateurs en examinant l'influence de ces paramètres sur le comportement de la commande par les lieux de racines de la matrice d'état discrète globale

(commande+machine) et de choisir ainsi des valeurs correspondant à une meilleure performance.

## II.2 Discrétisation du régulateur de courant



**Fig.II.2** Régulateur de courant

$$V = K_p (I_{réf} - I_{mes}) + \frac{K_p}{T_i} \int (I_{réf} - I_{mes}) dt$$

Sur l'axe « d »

$$V_{ds} = K_d (I_{dsréf} - I_{dsmes}) + \frac{K_d}{T_{id}} \cdot sum_d(k+1)$$

II.1

$$\begin{cases} V_{dsT} = K_d (I_{dsréf} - I_{dsmes}) + \frac{K_d}{T_{id}} \cdot sum_d(k+1) + V_{ds} \\ sum_d(k+1) = sum_d(k) + (I_{dsréf} - I_{dsmes}) \Delta t \end{cases}$$

Sur l'axe « q »

$$V_{qs} = K_q (I_{qsréf} - I_{qsmes}) + \frac{K_q}{T_{iq}} \cdot sum_q(k+1)$$

II.2

$$\begin{cases} V_{qsT} = K_q (I_{qsréf} - I_{qsmes}) + \frac{K_q}{T_{iq}} sum_q(k+1) + V_{qs} \\ sum_q(k+1) = sum_q(k) + (I_{qsréf} - I_{qsmes}) \Delta t \end{cases}$$

### II.3 Principe de la méthode d'étude des problèmes de discrétisation

La méthode que nous allons utiliser est basée sur les lieux de racines de la matrice d'état discrète globale et se limite au cas linéaire. Pour un système non-linéaire, la linéarisation autour d'un point de fonctionnement est nécessaire avant d'utiliser cette méthode.

Le système de commande de la machine asynchrone comporte deux parties : la partie continue qui est décrite par les équations d'état de la machine et la partie digitale qui est représentée par la commande. Un bloqueur d'ordre zéro est mis entre ces deux parties pour que les commandes appliquées à la machine soient maintenues constantes pendant une période d'échantillonnage.

### II.4 Modélisation sans tenir compte de l'influence de la modulation MLI

La méthode utilisée pour construire le modèle discret du système (commande+machine) consiste à discrétiser le modèle de la partie continue du système (machine) et le combiner ensuite avec la partie digitale (commande).

En raison de la complexité du modèle de la machine asynchrone, nous ne considérons que sa partie électrique. En combinant les équations (I.1 .... I.7), on obtient l'équation vectorielle d'état de cette partie sous forme matricielle :

$$\dot{X} = A_c X + B_c U \quad \text{II.3}$$

$$X = [i_{ds} \quad i_{qs} \quad \psi_{rd} \quad \psi_{rq}]^T \quad ; \quad U = [U_{sd} \quad U_{sq}]^T$$

$$B_c = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} & 0 & 0 \end{bmatrix}^T$$

$$A_c = \begin{bmatrix} R_s + \frac{M^2 R_r}{L_r^2} & \omega_s & \frac{MR_r}{\sigma L_s L_r^2} & \frac{MP \omega_m}{\sigma L_s L_r} \\ -\omega_s & R_s + \frac{M^2 R_r}{L_r^2} & -\frac{MP \omega_m}{\sigma L_s L_r} & \frac{MR_r}{\sigma L_s L_r^2} \\ \frac{MR_r}{L_r} & 0 & -\frac{R_r}{L_r} & \omega_s - P \omega_m \\ 0 & \frac{MR_r}{L_r} & -(\omega_s - P \omega_m) & -\frac{R_r}{L_r} \end{bmatrix}$$

Pour obtenir le modèle discret du système global, on doit discrétiser le modèle de la partie continue (modèle de la machine) et le combiner ensuite avec la partie commande.

La discrétisation de l'équation (II.3) est obtenue en établissant une relation entre les variables à deux instants d'échantillonnage successifs.

Les variables aux instants  $k$  et  $k+1$  sont reliées par l'équation suivante:

$$X(k+1) = e^{A_c h} X(k) + \int_0^h e^{A_c t} B_c U(k) dt$$

En posant  $\Phi = e^{A_c h}$  et  $\Gamma = \int_0^h e^{A_c t} B_c dt$

$$X(k+1) = \Phi X(k) + \Gamma U(k) \quad \text{II.4}$$

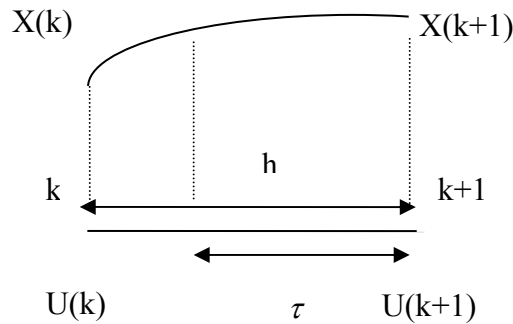


Fig.II.3



Pour la partie commande, on considère le cas où des régulateurs PI sont utilisés. La commande numérique est représentée par l'équation discrète suivante :

$$\begin{bmatrix} U(k+1) \\ S(k+1) \end{bmatrix} = F_1 X(k) + F_2 S(k) + G R(k) \quad \text{Avec} \quad S = \begin{bmatrix} Sumd \\ Sumq \end{bmatrix}, \quad R = \begin{bmatrix} i_{dsref} \\ i_{qsref} \end{bmatrix} \quad \text{II.5}$$

La matrice  $F_1$  représente l'action de régulation et de découplage, la matrice  $F_2$  représente l'action intégrale des régulateurs pour la commande  $U(k)$ .  $G$  est la matrice d'entrée qui représente la liaison entre la commande et les variables de références  $R(k)$ .  $S(k)$  représente les variables d'intégrateurs des régulateurs. Dans le cas où les régulateurs sont du type P, nous avons  $F_2 = 0$ .

$$F_1 = \begin{bmatrix} -K_d - \frac{K_d}{T_d} h + \varepsilon_1 \left( \frac{L_s}{T_r} \right) (1 - \sigma) & -\varepsilon_1 \sigma L_s \omega_s & -\frac{L_s}{T_r} \left( \frac{1 - \sigma}{M} \right) & 0 \\ \varepsilon_1 \sigma L_s \omega_s & -K_q - \frac{K_q}{T_q} h & \omega_s L_s \left( \frac{1 - \sigma}{M} \right) & 0 \\ -h & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -h & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$F_2 = \begin{bmatrix} \frac{K_d}{T_d} & 0 \\ 0 & \frac{K_q}{T_q} \\ 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad G = \begin{bmatrix} K_d + \frac{K_d}{T_d} h + \varepsilon_2 \left( \frac{L_s}{T_r} \right) (1 - \sigma) & -\varepsilon_2 \sigma L_s \omega_s \\ \varepsilon_2 \sigma L_s \omega_s & K_q + \frac{K_q}{T_q} h \\ h & 0 \\ 0 & h \end{bmatrix}$$

$\varepsilon_1 = 1, \varepsilon_2 = 0$  (découplage avec courants mesurés)

$\varepsilon_1 = 0, \varepsilon_2 = 1$  découplage avec courants de référence

Pour représenter un cas général, on réécrit l'équation (II.5) en introduisant le vecteur  $X^\bullet$  qui peut être différent du vecteur de variable d'état  $X$

$$\begin{bmatrix} U(k+1) \\ S(k+1) \end{bmatrix} = F_1 X^\bullet(k) + F_2 S(k) + G R(k) \quad \text{II.6}$$

Comme le modèle à établir doit être en fonction des variables d'état  $X(k)$ , il faut remplacer  $\dot{X}$  par  $X$ . En se référant à la figure (II.3), on obtient la relation entre  $\dot{X}$  et  $X$  :

$$\dot{X}(k+1) = e^{A_c h - \tau} X(k) + \int_0^{h-\tau} e^{A_c t} B_c dt U(k)$$

En posant

$$\Phi_\tau = e^{A_c h - \tau} \quad \text{et} \quad \Gamma_\tau = \int_0^{h-\tau} e^{A_c t} B_c dt$$

La combinaison des équations (II.4) (II.6) donne le modèle discret suivant :

$$\begin{bmatrix} X(k+1) \\ U(k+1) \\ S(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Phi & \Gamma & 0 \\ F_1 \Phi_\tau & F_1 \Gamma_\tau & F_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X(k) \\ U(k) \\ S(k) \end{bmatrix} + GR(k) \quad \text{II.7}$$

La matrice d'état discrète est donc :

$$A_d = \begin{bmatrix} \Phi & \Gamma & 0 \\ F_1 \Phi_\tau & F_1 \Gamma_\tau & F_2 \end{bmatrix}$$

Remarquons deux cas particuliers :

- Dans le cas où  $X = \dot{X}$ ,  $\tau = h$  on a :  $\Phi_\tau = I$  et  $\Gamma_\tau = 0$  la matrice d'état devient :

$$A_d = \begin{bmatrix} \Phi & \Gamma & 0 \\ F_1 & F_2 & \end{bmatrix}$$

- Dans le cas où des régulateurs proportionnels sont utilisés. On alors  $F_2 = 0$ , et la matrice  $A_d$  se simplifie à :

$$A_d = \begin{bmatrix} \Phi & \Gamma \\ F_1\Phi_\tau & F_1\Gamma_\tau \end{bmatrix}$$

## II.5 Cas de prise en compte de la MLI

Dans le cas de la prise en compte de l'influence de la MLI, nous obtenons la même forme d'équation que celle dans le cas où l'influence de la modulation MLI n'est pas prise en compte :

$$\begin{bmatrix} X(k+1) \\ U(k+1) \\ S(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Phi & \Gamma & 0 \\ F_1\Phi_\tau & F_1\Gamma_\tau & F_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X(k) \\ U(k) \\ S(k) \end{bmatrix} + GR(k)$$

Avec :

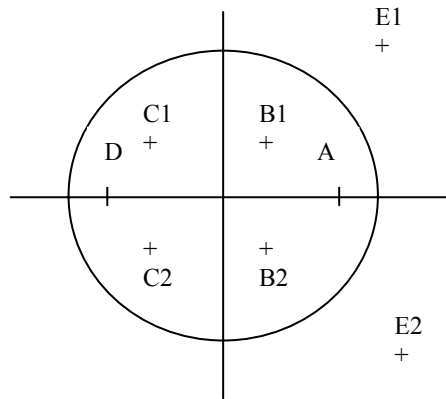
$$A_d = \begin{bmatrix} \Phi & \Gamma & 0 \\ F_1\Phi_\tau & F_1\Gamma_\tau & F_2 \end{bmatrix}$$

$$\Phi = e^{A_c h} \quad \text{et} \quad \Gamma = \int_0^h e^{A_c(h-t)} \begin{bmatrix} \cos \omega t & \sin \omega t \\ -\sin \omega t & \cos \omega t \end{bmatrix} dt B_c$$

$$\Phi_\tau = e^{A_c(h-\tau)} \quad \text{et} \quad \Gamma_\tau = \int_0^{h-\tau} e^{A_c(h-\tau-t)} \begin{bmatrix} \cos \omega t & \sin \omega t \\ -\sin \omega t & \cos \omega t \end{bmatrix} dt B_c$$

## II.6 Utilisation des lieux de racines des systèmes pour étudier le comportement de la commande

Selon des théories d'automatique, le comportement dynamique du système représenté par une équation d'état comme l'équation (II.7 ou II.8) est déterminé par sa matrice d'état, ou plus précisément par les racines caractéristiques de cette matrice. Nous pouvons donc examiner, à l'aide de méthodes numériques, les lieux des racines du système en fonction de différents paramètres afin d'étudier leur influence sur les performances de la commande.



**Fig.II.4** Plan complexe

Le plan complexe est divisé, par le cercle unitaire, en zone stable et zone instable. Toutes les racines en dehors du cercle sont les racines instables (comme E1 et E2). Donc pour un système stable, toutes ses racines devront se trouver à l'intérieur du cercle. Plus les racines sont proches de l'origine, plus le système est stable.

Les racines sur la partie positive de l'axe réel (A) correspondent à une réponse exponentielle sans oscillation. Le temps de réponse diminue lorsque les racines s'approchent de l'origine.

Les racines complexes (comme B1, B2, C1, C2) correspondent à la réponse oscillante et la fréquence de cette oscillation augmente avec l'augmentation de l'angle de phase de ces racines.

Les racines qui correspondent aux réponses les plus oscillantes sont celles situées sur la partie négative de l'axe réel (comme D). Dans ce cas l'angle de phase est maximum, soit  $180^\circ$ .

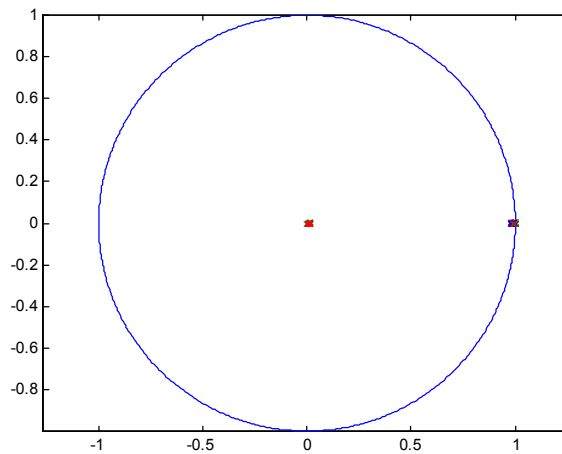
Les considérations qui précèdent montrent que les racines d'un système de commande performant doivent être suffisamment proches de l'origine et avoir un angle de phase faible.

Ceci constitue la règle pour choisir les paramètres des régulateurs en utilisant les lieux de racines du système.

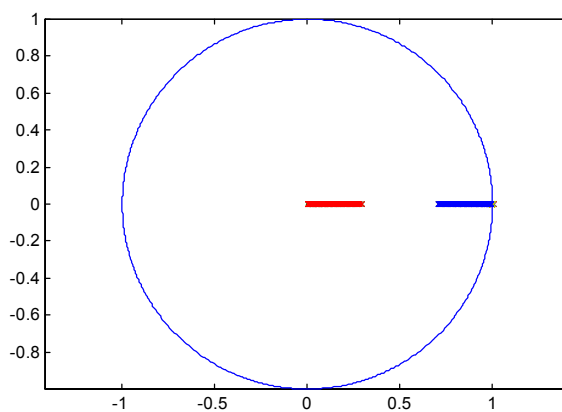
### II.6.1 Lieux de racines en fonction de $K_d$ et $K_q$

Les figures II.5, II.6, II.7, II.8, II.9, II.10, II.11 et II.12 montrent les lieux de racines en fonction de  $K_d$  et  $K_q$ . La régulation des courants est assurée par des régulateurs PI. La période d'échantillonnage et le temps de calcul sont tout deux égaux.

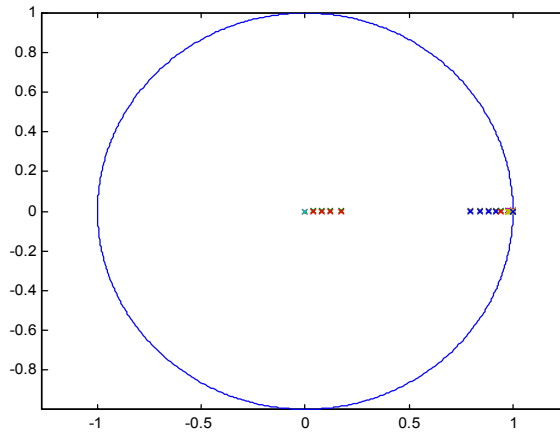
D'après les résultats de simulation des figures suivantes, nous remarquons que plus la période d'échantillonnage est faible plus les racines sont proches de l'origine, donc bonne stabilité.



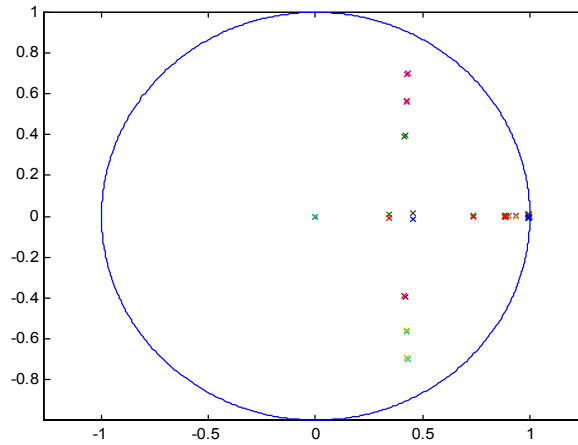
**Fig.II.5** Lieux de racines sans tenir compte de la MLI avec  $h=0,01$  ms



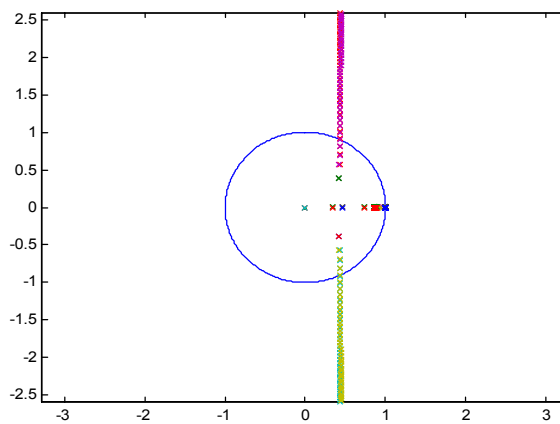
**Fig.II.6** Lieux de racines avec prise en compte de la MLI avec  $h=0.01$  ms



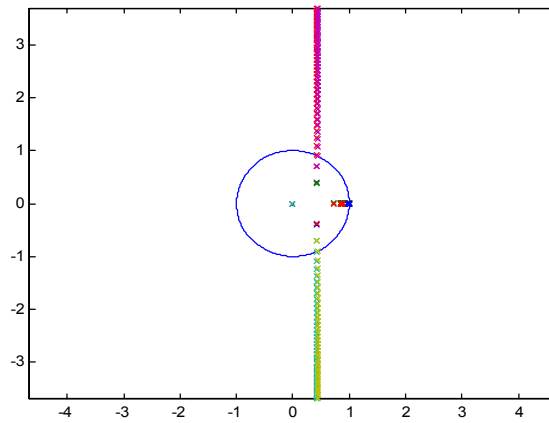
**Fig.II.7** Lieux de racines sans tenir compte de la MLI avec  $h=0,1$  ms



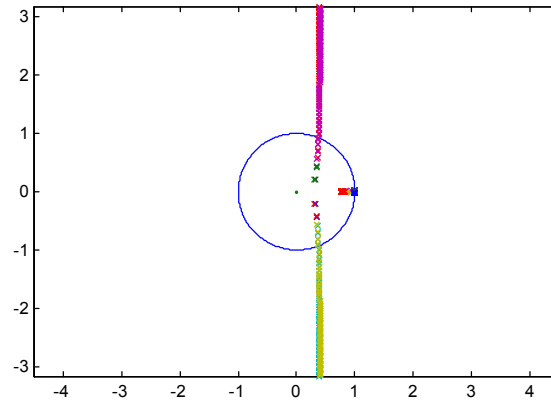
**Fig.II.8** Lieux de racines avec prise en compte de la MLI avec  $h=0,1$  ms



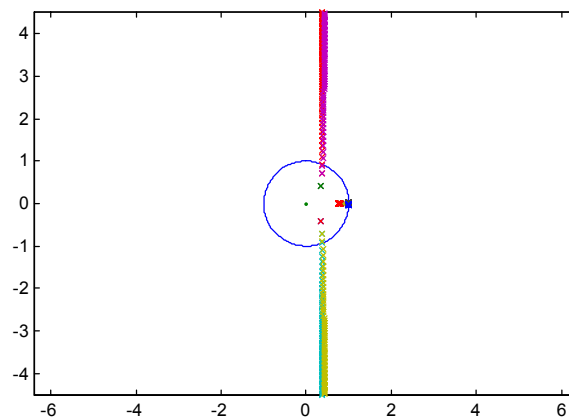
**Fig.II.9** Lieux de racines sans tenir compte de la MLI avec  $h=0,5$  ms



**Fig.II.10** Lieux de racines avec prise en compte de la MLI avec  $h=0,5$  ms



**Fig.II.11** Lieux de racines sans tenir compte de la MLI avec  $h=1$  ms

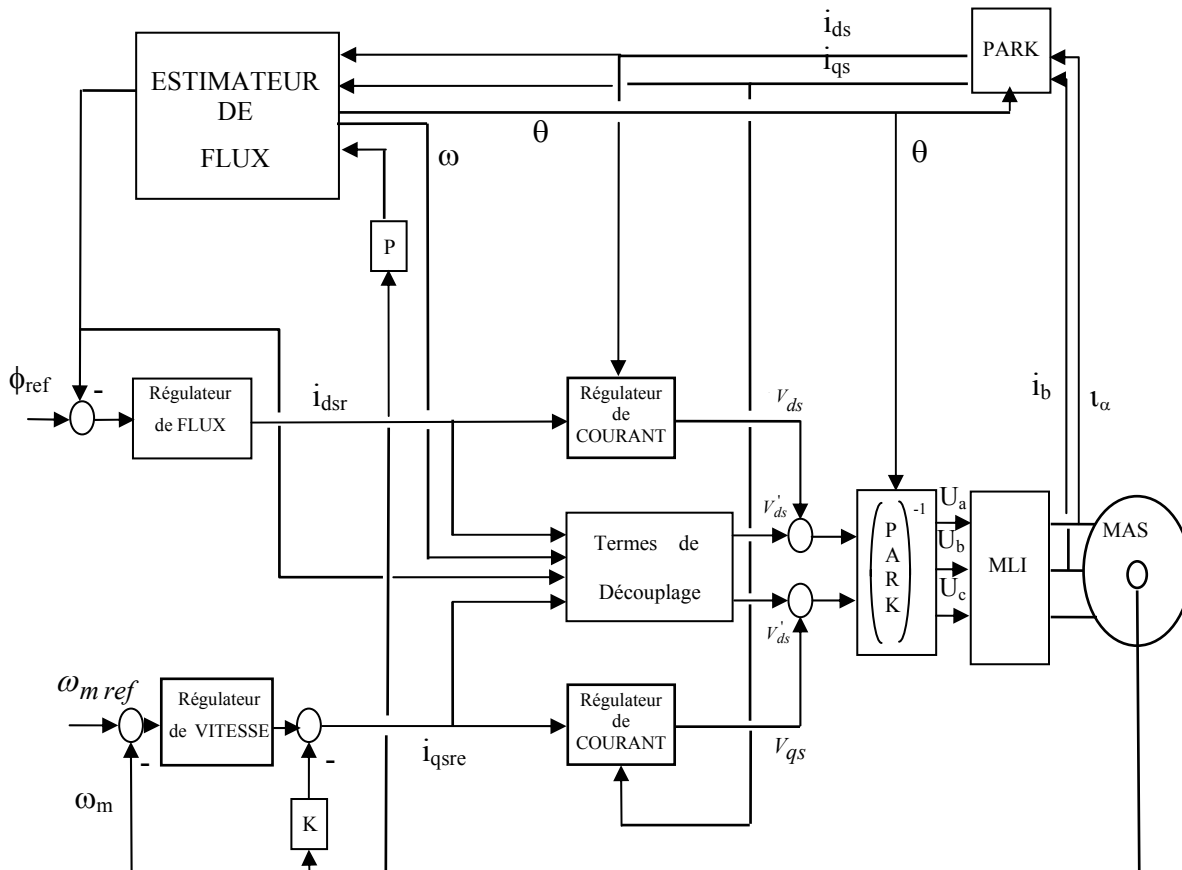


**Fig.II.12** Lieux de racines avec prise en compte de la MLI avec  $h=1$  ms

## II.7 Simulation de la commande discrète

Les simulations numériques que nous allons effectuer concernent la stratégie de commande vectorielle discrète avec ces deux versions décrites par les schémas blocs des figures (II.13 et II.14). Tous les régulateurs utilisés sont discrets.

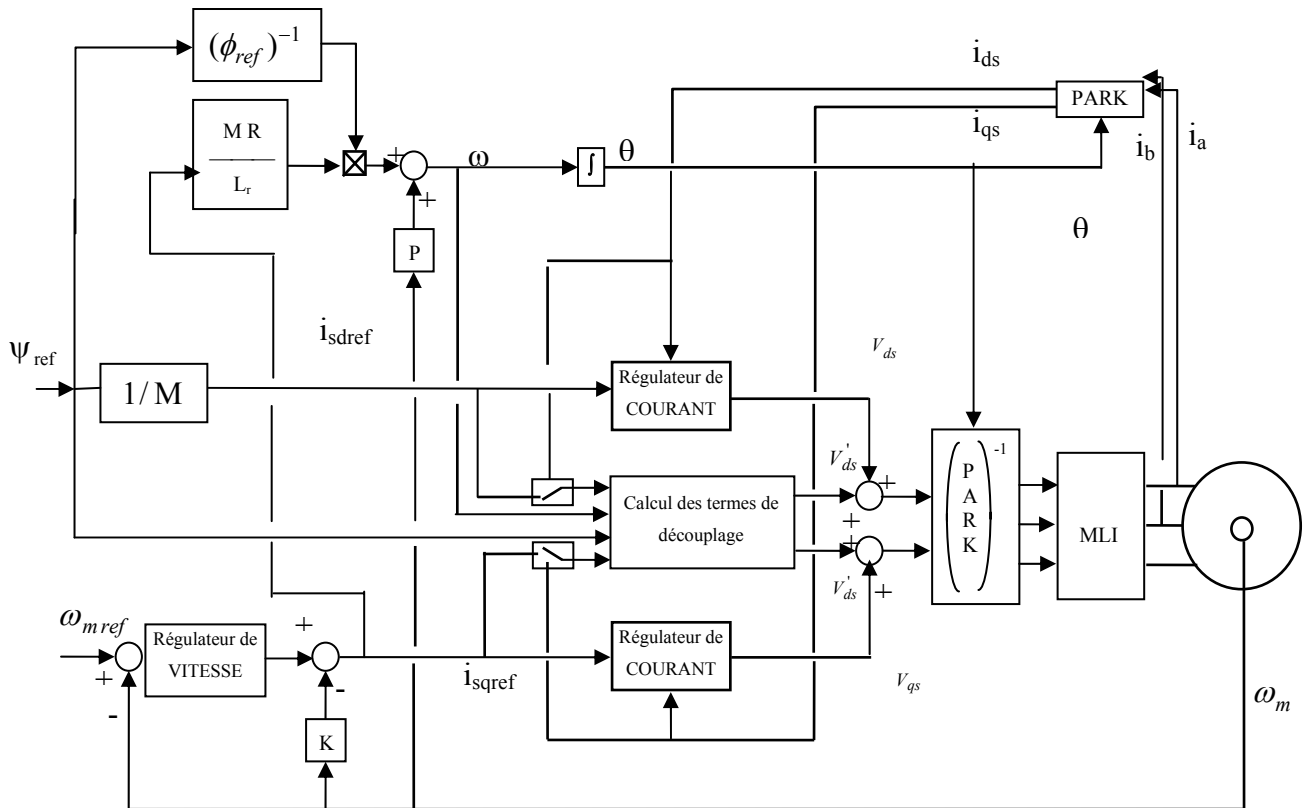
Le schéma de la figure.II.13 schématise le principe de la commande vectorielle directe de la machine asynchrone alimentée par onduleur de tension où le flux et la position sont estimés à partir de la mesure des courants de phase statoriques et la vitesse de rotation, comme précisé par le modèle de la figure (I.6).



**Fig.II.13** Schéma bloc de réglage de vitesse par la stratégie de commande directe du champ orienté de la machine asynchrone alimentée par onduleur de tension.

Le schéma de la figure.II.14 schématise le principe de la commande vectorielle indirecte de la machine asynchrone alimentée par onduleur de tension.

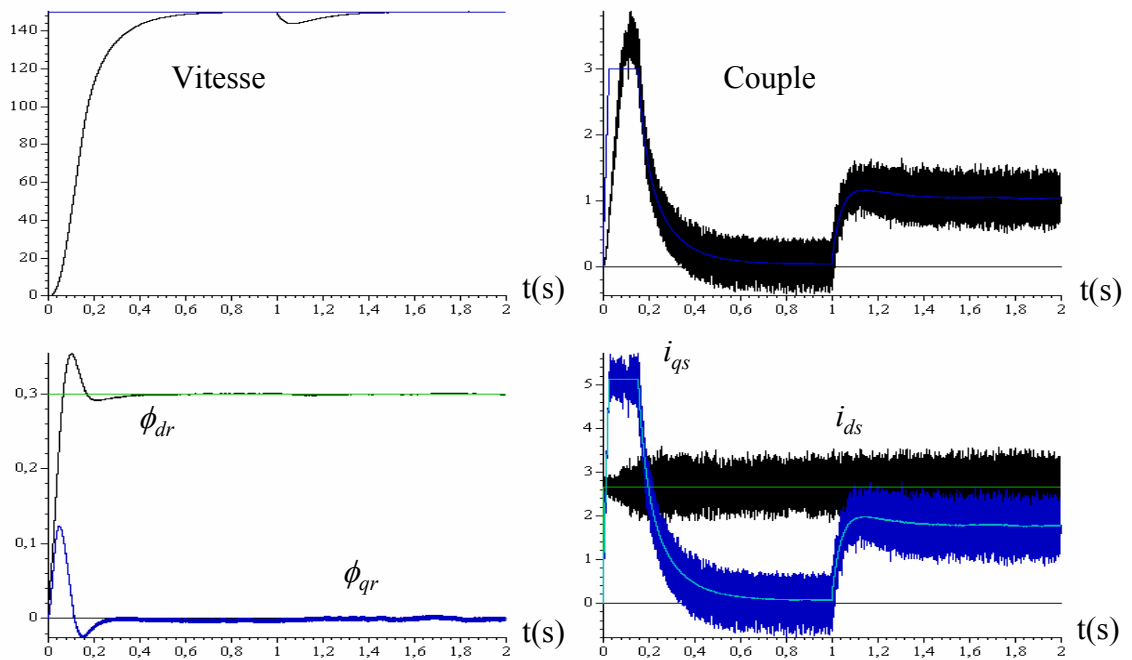




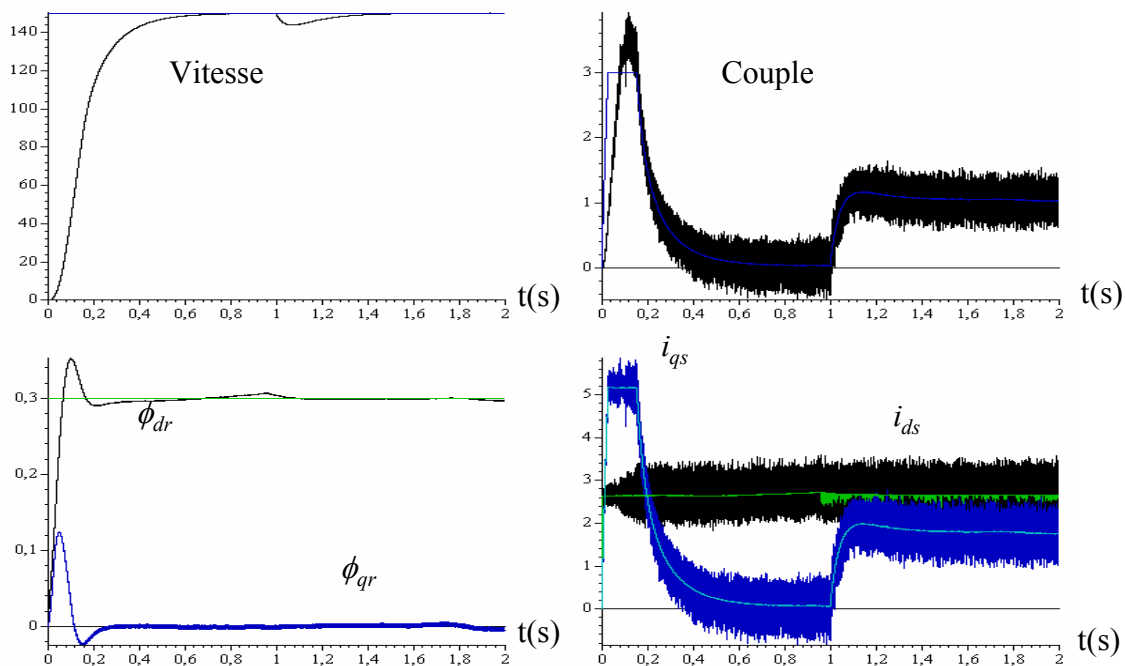
**Fig.II.14** Schéma bloc de la stratégie de commande à flux  $\psi_{rd}$  constant (commande indirecte)

L'étude par simulation que nous proposons dans cette première partie nous permet de montrer l'influence des courants avec lesquels on calcule les termes de découplage sur la commande.

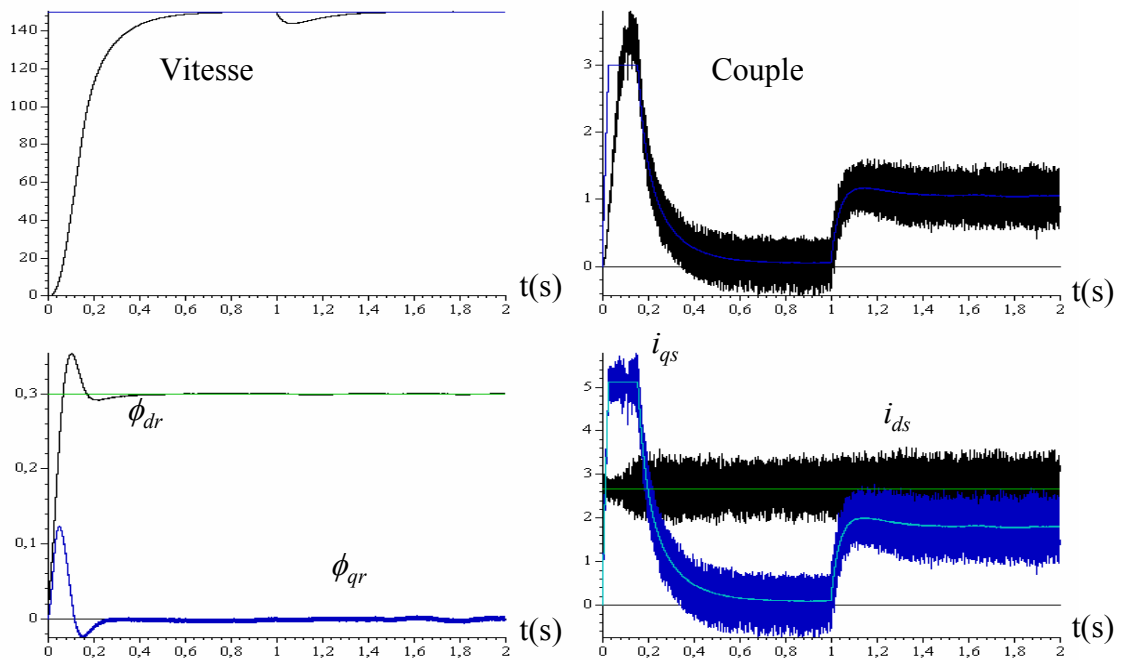
Nous remarquons d'après les résultats des figures (II.15,II.16,II.17,II.18) que la commande est sensible aux courants avec lesquels les termes de découplage sont calculés. Ceci s'explique par le fait que les courants de référence sont moins bruités que les courants mesurés et faciles à acquérir, ce qui rend simple l'implémentation de la commande considérée.



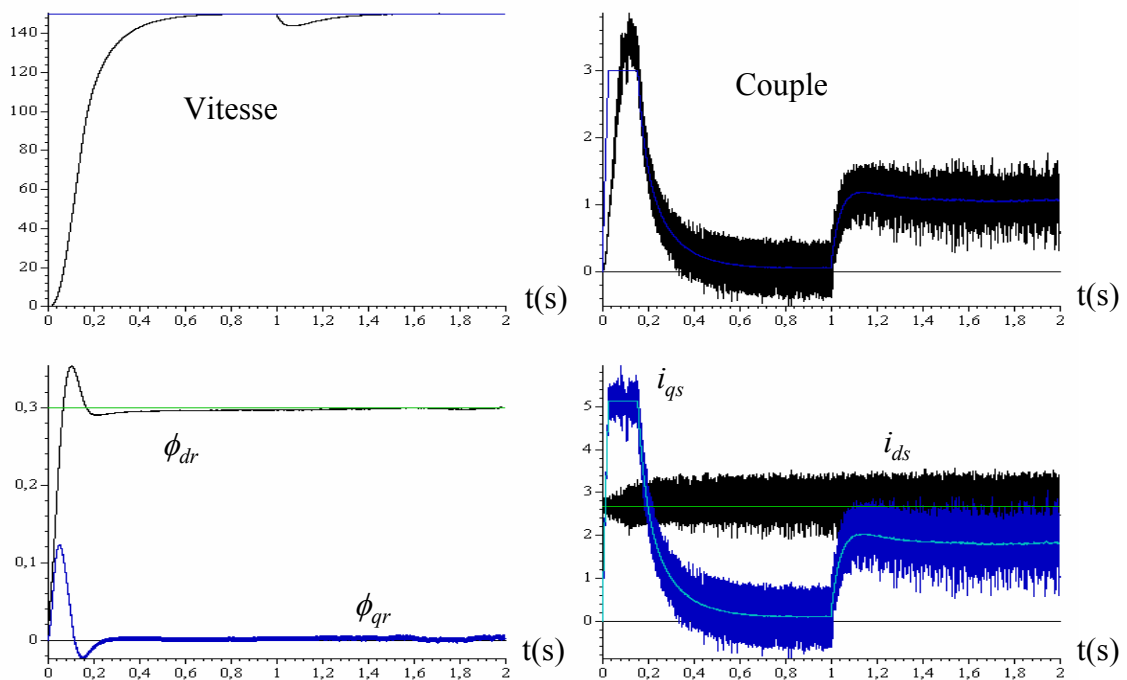
**Fig.II.15** Simulation de la commande vectorielle directe utilisant des régulateurs discrets de la machine asynchrone alimentée par onduleur MLI (**découplage avec courants de référence**).



**Fig.II.16** Simulation de la commande vectorielle directe utilisant des régulateurs discrets de la machine asynchrone alimentée par onduleur MLI (**découplage avec courants mesurés**).



**Fig.II.17** Simulation de la commande vectorielle indirecte utilisant des régulateurs discrets de la machine asynchrone alimentée par onduleur MLI (**découplage avec courants de référence**).



**Fig.II.18** Simulation de la commande vectorielle indirecte utilisant des régulateurs discrets de la machine asynchrone alimentée par onduleur MLI (**découplage avec courants mesurés**).

Les schémas de contrôles simulés sont ceux présentés par les schémas blocs des figures II.13 et II.14. Les termes de découplage sont calculés en utilisant les courants de référence. Les gains des régulateurs sont choisis selon les lieux de racines des figures II.5 jusqu'à II.12.

### II.7.2 Cas de la commande directe :

- Cas où l'onduleur MLI est assimilé à un amplificateur idéal
- Cas où la machine est alimentée par un onduleur de tension.

Nous avons simulé le montage de la figure (II.13) en considérant les deux cas de fonctionnement suivants :

- a) Réponse du système à un échelon de vitesse de référence de 0 à 150 (rd/s) à  $t = 0$ , et à l'application d'une charge égale au couple nominal à  $t = 1$  s qui est considéré comme une perturbation externe.
- b) Réponse du système à l'échelon de vitesse de 150 rd/s suivi d'une application d'un couple de charge égal au couple nominale entre 1 et 1.5 s, puis d'une inversion de vitesse à partir de 2 s.

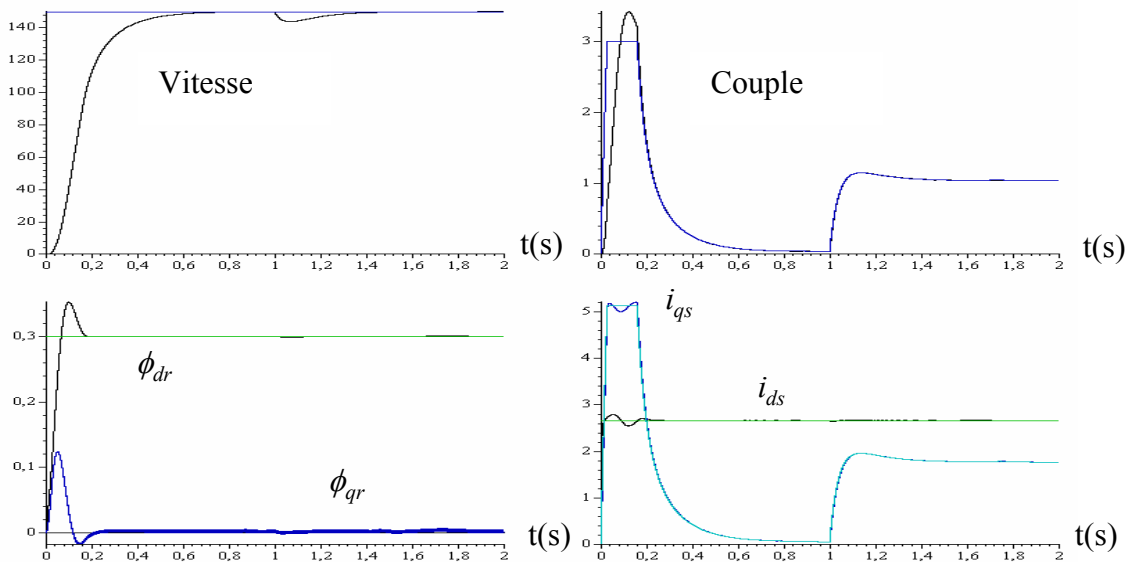
Les figures II.19 jusqu'à II.22 représentent les réponses suivantes :

- évolution de la vitesse de rotation,
- évolution des flux rotoriques, direct et en quadrature,
- évolution du couple développé par la machine,
- évolution des courants statoriques  $i_{ds}$ ,  $i_{qs}$ .
- évolution du courant statorique  $i_{as}$
- évolution de la tension statorique  $V_{as}$

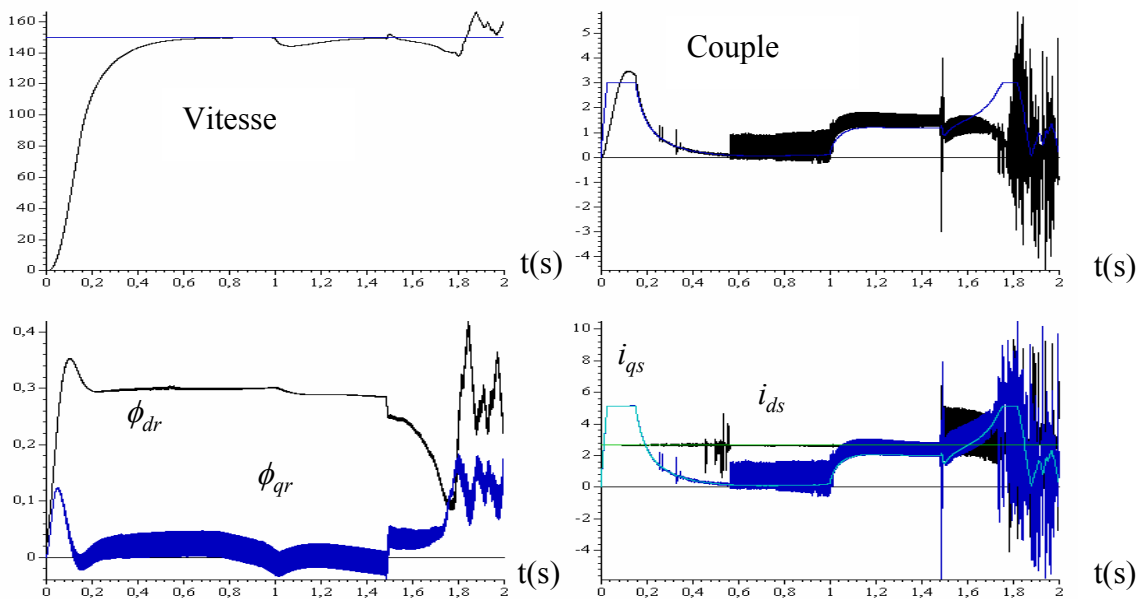
Dans ce cas nous tirons les remarques suivantes : (Figures II.19, 21, 22)

- Le flux rotorique est installé au bout de 0.26 sec de manière à fournir un couple important au démarrage, le découplage est maintenu puisque la composante directe du flux tend vers sa valeur de référence  $(\phi_{dr})_{ref} = 0,3$  Wb et la composante en quadrature  $(\phi_{qr})$  tend vers sa valeur nulle
- D'après les résultats obtenus, nous remarquons que la vitesse suit sa valeur de référence sans dépassement. Le régime permanent est atteint sans erreur statique malgré l'application brusque d'un couple de charge et l'inversion de la vitesse.

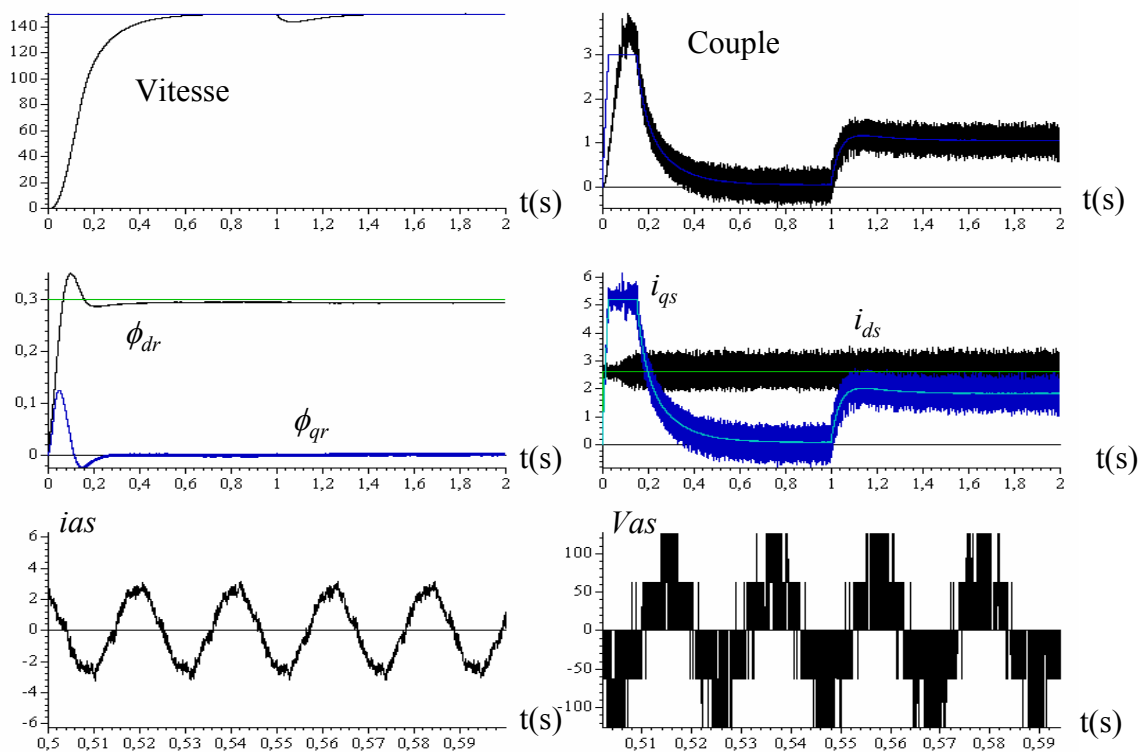
- Nous constatons également que le découplage couple flux est réalisé étant donné que l'allure du courant  $i_{qs}$  est proportionnelle à celle du couple électromagnétique,
- La figure III.20 montre que le système est instable quand les lieux racines qui correspondent aux paramètres ( $K_d$ ,  $K_q$ ) du régulateur se trouvent en dehors du cercle unité.



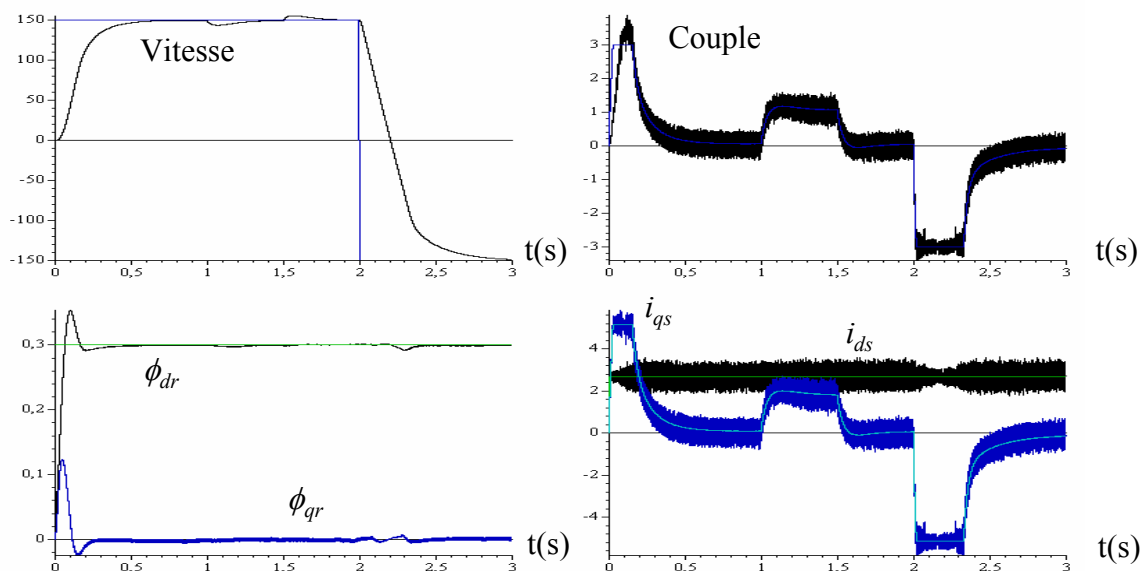
**Fig.II.19** Simulation de la commande vectorielle directe de la machine asynchrone utilisant des régulateurs discrets.



**Fig.II.20** Simulation de la commande vectorielle directe en utilisant des régulateurs discrets avec des valeurs de  $K_d$  et  $K_q$ , qui correspondent à des racines se trouvant en dehors du cercle unité.



**Fig.II.21** Simulation de la commande vectorielle directe de la machine asynchrone alimentée avec un onduleur MLI en utilisant des régulateurs discrets.



**Fig.II.22** Simulation de la commande vectorielle indirecte de la machine asynchrone alimentée par onduleur de tension utilisant des régulateurs discrets.

### II.7.3 Cas de la commande indirecte :

- Cas où l'onduleur MLI est assimilé à un amplificateur idéal
- Cas où la machine est alimentée par un onduleur de tension.

Nous avons simulé le montage de la figure (II.14) en prenant les mêmes considérations de fonctionnement que le cas de la commande directe.

Les figures II.23 jusqu'à II.26 représentent les réponses suivantes :

- évolution de la vitesse de rotation,
- évolution des flux rotoriques, direct et en quadrature,
- évolution du couple développé par la machine,
- évolution des courants statoriques  $i_{ds}$  ,  $i_{qs}$  .
- évolution du courant statorique  $i_{as}$
- évolution de la tension statorique  $V_{as}$

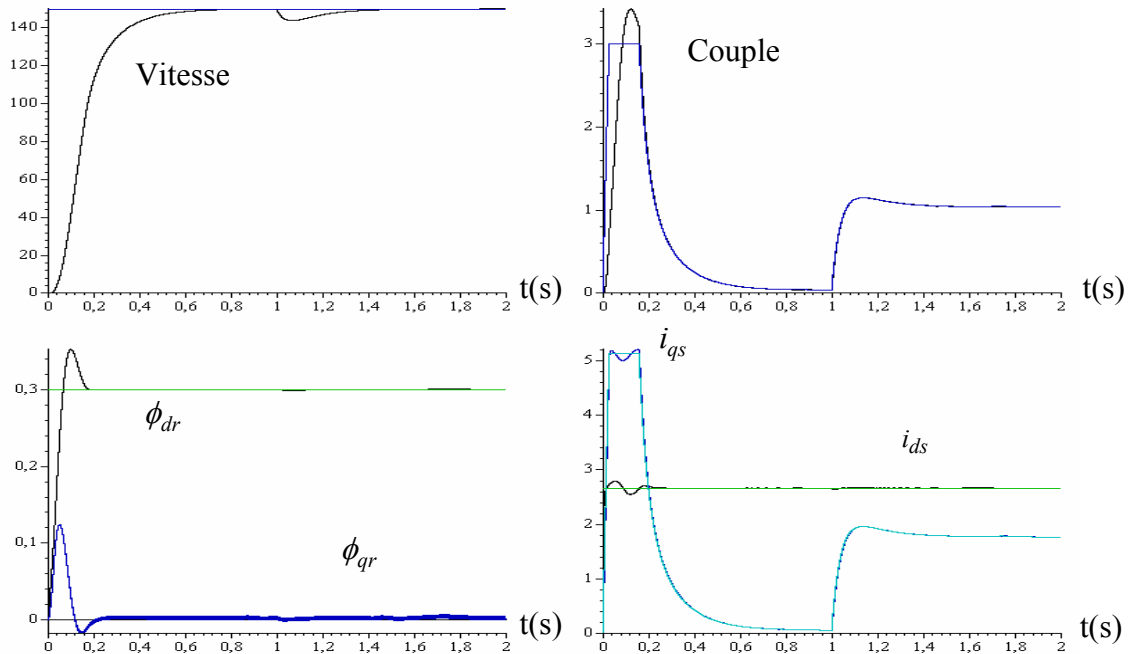
Nous considérons le cas où la vitesse  $\Omega_N$  est inférieure à la vitesse nominale, le flux est maintenu constant et la machine fonctionne à couple constant.

- D'après les résultats obtenus (Figures II.23, 25, 26), nous remarquons que la vitesse suit sa valeur de référence sans dépassement. Le régime permanent est atteint sans erreur statique malgré l'application brusque d'un couple de charge. Le flux rotorique est établi au bout de 0.22 seconde environ, dans le cas où les paramètres des régulateurs sont bien choisis.

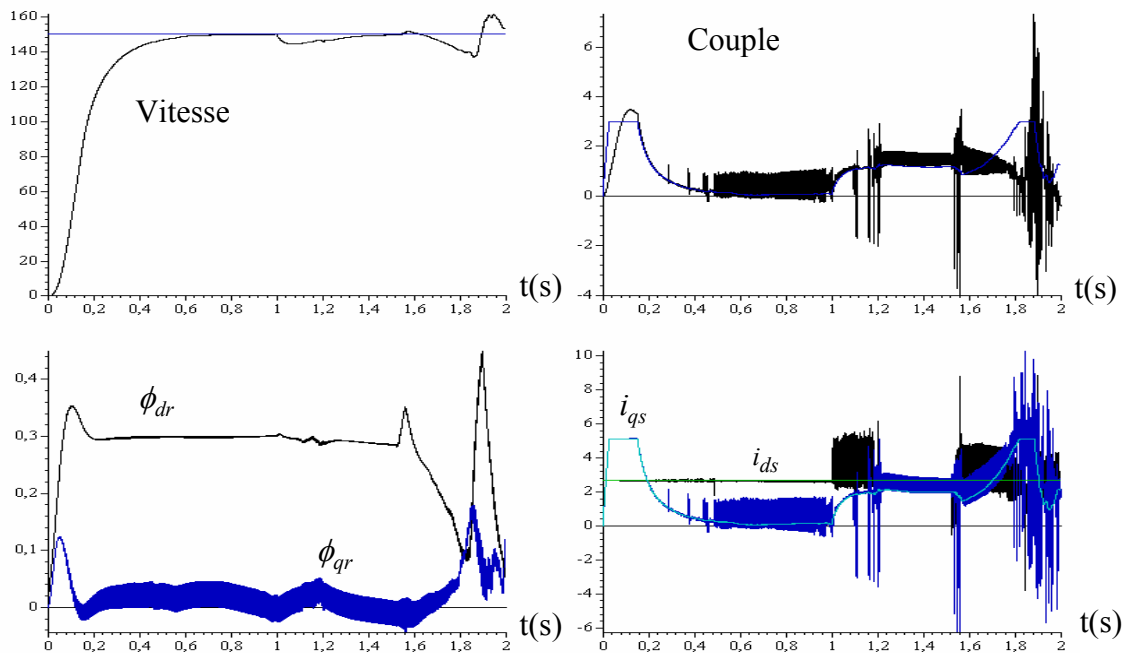
- Nous vérifions également le découplage par les composantes de flux rotorique ( $\psi_{rd} = 0.3$  Wb et  $\psi_{qr} = 0$ ) qui est maintenu, malgré l'application brusque d'un couple de charge et l'inversion de vitesse,

- Nous constatons également que le découplage couple flux est réalisé étant donné que l'allure du courant  $i_{qs}$  est proportionnelle à celle du couple électromagnétique,

- La figure III.24 montre que le système est instable quand les lieux racines qui correspondent aux paramètres ( $K_d$ ,  $K_q$ ) du régulateur se trouvent en dehors du cercle unité.

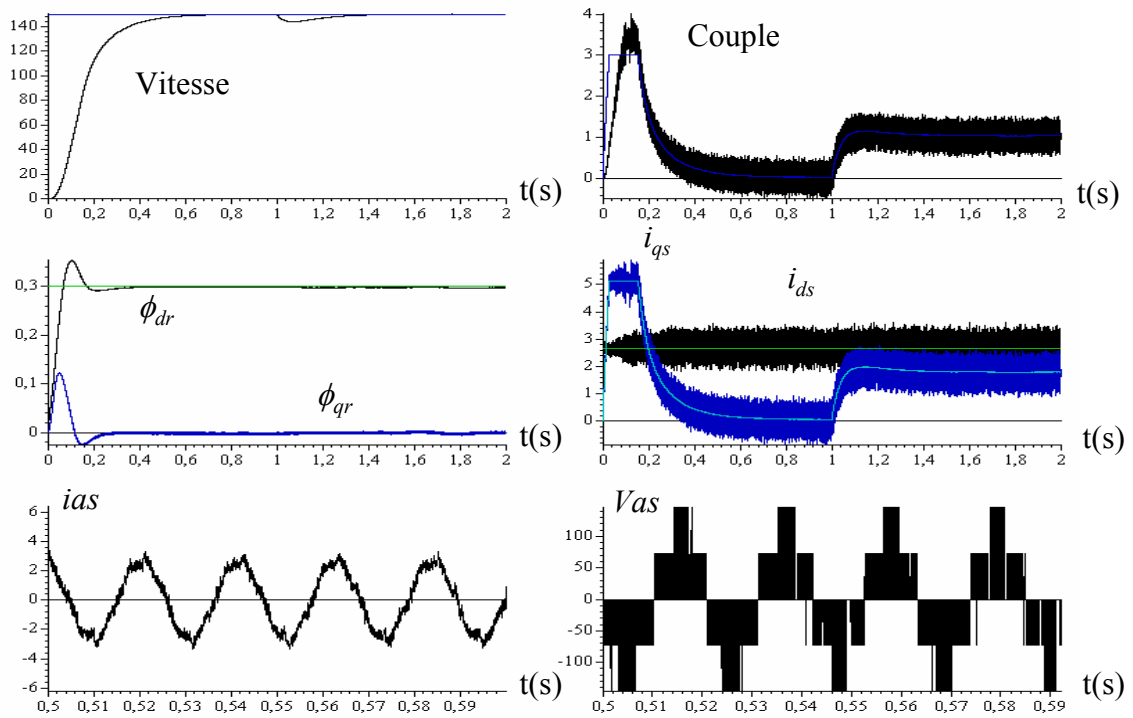


**Fig.II.23** Simulation de la commande vectorielle de la machine asynchrone indirecte utilisant des régulateurs discrets

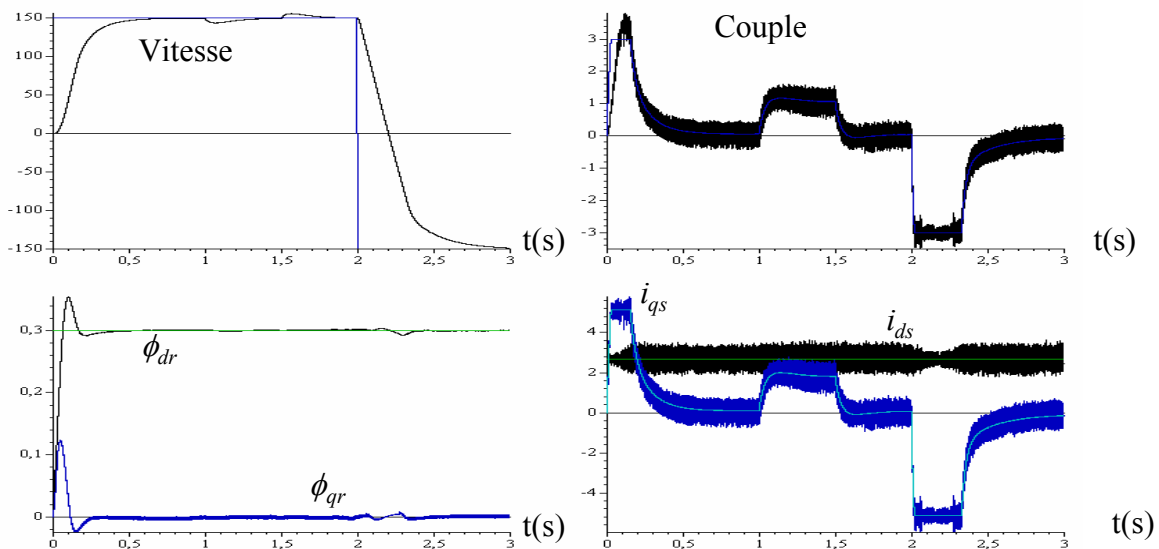


**Fig.II.24** Simulation de la commande vectorielle indirecte en utilisant des régulateurs discrets avec des valeurs de  $K_d$  et  $K_q$ , qui correspondent à des racines se trouvant en dehors du cercle unité





**Fig.II.25** Simulation de la commande vectorielle indirecte de la machine asynchrone alimentée par onduleur MLI en utilisant des régulateurs discrets



**Fig.II.26** Simulation de la commande vectorielle indirecte de la machine asynchrone alimentée par onduleur de tension utilisant des régulateurs discrets.

## II.8 Conclusion

Dans ce chapitre nous avons considéré une commande vectorielle discrète du moteur asynchrone construite à partir d'une commande continue équivalente qui est assurée par des régulateurs PI. Ainsi, nous pouvons dire suite aux résultats obtenus que la commande vectorielle discrète permet d'avoir un découplage entre les deux grandeurs « couple-flux » de la machine et par conséquent des performances dynamiques similaires à ceux d'une machine à courant continu.

Les résultats obtenus par les deux méthodes de commande considérées, sont pratiquement identiques et satisfaisants comparés aux résultats obtenus dans le cas d'une commande continue équivalente. Cela a été possible grâce au bon choix des valeurs des paramètres des régulateurs utilisés, ce qui montre, le bien fondé de la méthode utilisée, pour le choix des paramètres des régulateurs discrets.

Nous remarquons donc, que la commande utilisant une boucle de flux ne permet pas d'augmenter les performances dynamiques de la commande. En effet comme nous travaillons à couple constant, le flux doit être maintenu constant, donc l'utilisation d'un observateur de flux et l'emploi d'un régulateur de flux ne sont pas vraiment nécessaires. La performance en vitesse est diminuée, car son temps d'établissement est plus grand dans le cas de la commande directe par rapport au cas de la commande indirecte. Pour réaliser des performances élevées, la structure de commande idéale et simple est la commande à flux constant et avec le flux commandé en boucle ouverte. Cette dernière stratégie donne de très bons résultats surtout pour des moteurs asynchrones de petite et moyenne puissance. La commande directe, qui nécessite l'emploi du régulateur de flux, ajoute une constante de temps supplémentaire et engendre donc une diminution des performances dynamiques de la commande.

La méthode relativement simple consiste à imposer le flux de la machine constant. Cette approche qui réduit souvent le modèle de la machine à celui de la machine à courant continu à excitation indépendante, est la plus largement utilisée pour des raisons de simplicité d'implantation

Dans ce qui suit nous allons faire une étude concernant l'influence de la discrétisation de la transformation inverse de Park sur les performances de la commande considérée tout en gardant des régulateurs discrets.

# Chapitre III

## Discrétisation de la transformation inverse de Park

### **III.1 Introduction**

Dans le but d'une étude plus proche de la pratique, c'est à dire on calcule tout en discret, suite à l'étude précédente (chapitre II), avec laquelle on a étudié les problèmes causés par la discrétisation des régulateurs, nous allons étaler notre étude à la discrétisation de la transformation inverse de Park.

Le calculateur numérique exige un certain temps pour effectuer les calculs prescrits par le programme. Il est donc exclu qu'il puisse traiter de façons continues l'information analogique. Ce découpage temporel de l'information, cet échantillonnage peut être à l'origine des problèmes de stabilité des systèmes considérés et des erreurs qui affectent leurs sorties, surtout quand la période d'échantillonnage est grande [74],[75],[76],[77]. Il convient de signaler que l'emploi d'une période d'échantillonnage relativement grande est nécessaire pour permettre au microprocesseur d'effectuer d'autres opérations, tel que la réception des signaux d'entrées des différents régulateurs utilisées dans la commande considérée [74],[75]. Ceci est dû aux limites technologiques des différents éléments utilisés pour réaliser la commande.

Ce chapitre est consacré à l'étude de la commande vectorielle totalement discrète alimentée par onduleur de tension, on supposant que la résistance rotorique a été déterminée avec précision. Ensuite nous présentons une étude par simulation, concernant les variations des paramètres de la machine en particulier la constante de temps rotorique.

### **III.2 Transformation à un axe de la machine asynchrone triphasée**

Pour l'étude de l'influence de la discrétisation de la transformation inverse de Park sur les performances de la commande vectorielle, nous allons utiliser la transformation à un axe appliquée à la machine triphasée.

Lorsque la composante homopolaire du système de courants triphasé est nulle, on peut condenser les équations de la machine asynchrone en utilisant la transformation à un axe. Les grandeurs  $d$  et  $q$  sont remplacées par une seule grandeur complexe en attribuant l'axe réel à

l'axe d et l'axe imaginaire à l'axe q. Car pour l'étude de l'influence de la discrétisation de la transformation inverse de Park sur les performances de la commande vectorielle, nous allons utiliser cette transformation.

$$X_S = X_{ds} + jX_{qs} \quad \text{III.1}$$

Les équations du stator de la machine deviennent :

$$U_s = R_s i_s + \frac{d\phi_s}{dt} + j\omega_s \phi_s$$

$$\phi_s = L_s i_s + M i_r$$

$$\phi_r = M i_s + L_r i_r$$

En combinant ces dernières équation on obtient l'équation suivante :

$$U_s = R_s i_s + j\omega_s \left( L_s - \frac{M^2}{L_r} \right) i_s + \left( L_s - \frac{M^2}{L_r} \right) \frac{di_s}{dt} + j\omega_s \frac{M}{L_r} \phi_r + \frac{M}{L_r} \frac{d\phi_r}{dt}$$

$$L_s \left( 1 - \frac{M^2}{L_r L_s} \right) = \sigma L_s$$

$$U_s = R_s i_s + j\omega_s \sigma L_s i_s + \sigma L_s \frac{di_s}{dt} + j\omega_s \frac{M}{L_r} \phi_r + \frac{M}{L_r} \frac{d\phi_r}{dt} \quad \text{III.2}$$

Quant le flux est établi nous avons :

$$\frac{d\phi_r}{dt} = 0$$

L'équation précédente devient :

$$U_s = R_s i_s + j\omega_s \sigma L_s i_s + \sigma L_s \frac{di_s}{dt} + j\omega_s \frac{M}{L_r} \phi_r \quad \text{III.3}$$

### III.3 Etude de l'influence de la discrétisation de la transformation inverse de Park

Quand la période de la MLI est égale à la période d'échantillonnage des courants, la transformation inverse de Park est calculée uniquement à chaque période d'échantillonnage pendant laquelle la tension d'entrée du convertisseur est constante.

Si  $U_{\alpha,\beta,ref}$  les tensions de références du convertisseur pendant la période d'échantillonnage qui démarre à  $t=t_k$ , ces tensions sont reliées aux valeurs de références  $U_{d,q,ref}$  par la relation suivante :

$$U_{\alpha,\beta,ref} = U_{d,q,ref}(k) e^{j\theta_s(k)} \quad \text{III.4}$$

$\theta_s(k)$  : C'est l'angle calculé par le contrôleur pour exécuter la transformation inverse de Park supposé constant pendant la période d'échantillonnage. L'idée pour inclure le processus de modulation dans le modèle de la commande consiste à remplacer la transformation (III.4) (qu'on peut considérer comme une transformation non idéale) par une transformation idéale qui tient compte de la variation de l'angle électrique de la machine pendant chaque période d'échantillonnage.

Les tensions fournies pour cette nouvelle transformation sont les tensions  $U_{d,q,s}$ . En tenant compte de la vitesse de la machine  $\omega_s(k)$  qui est supposé constante pendant une période d'échantillonnage.

$$U_{d,q} = U_{\alpha,\beta,ref} e^{-j\theta_s(k) - j\omega_s(k)h} \quad \text{III.5}$$

Dans le cas ou on tient compte de la variation de l'angle électrique de la machine pendant chaque période d'échantillonnage des courants, l'angle  $\theta$  corrigé s'écrit comme suit :

$$\theta_{sc}(k) = \theta_s(k) + \delta\theta_s(k)$$

III.6

$\theta_{sc}(k)$ : angle corrigé

Donc :

$$U_{\alpha,\beta,ref} = U_{d,q,ref}(k) e^{j\theta_s(k) + j\delta\theta_s(k)}$$

$$U_{d,q}^* = U_{\alpha,\beta,ref}(k) e^{-j\theta_s(k) - j\omega_s(k)h}$$

$$U_{d,q,s}^* = U_{d,q,ref}(k) e^{-j\omega_s(k)h + j\delta\theta_s(k)}$$

Après résolution de l'équation (III.3) dans les deux cas suivants :

$$a) U_{d,q,s} = U_{d,q,ref}(k)$$

$$b) U_{d,q,s}^* = U_{d,q,ref}(k) e^{-j\omega_s(k)h + j\delta\theta_s(k)}$$

Les résultats obtenus sont comparés:

$$\Delta i_{d,q,s}(k+1) = i_{d,q,s}^*(k+1) - i_{d,q,s}(k+1)$$

$$\Delta i_{d,q,s}(k+1) = [1 - e^{-\left(\frac{1}{\tau} + jL_s\omega_s(k)\right)h}] \frac{U_{d,q,ref}(k)}{R_s + j\sigma L_s\omega_s(k)}$$

$$- e^{-j\omega_s(k)h + j\delta\theta_s(k)} [1 - e^{-\frac{h}{\tau}}] \frac{U_{d,q,ref}(k)}{R_s}$$



### III.4 Minimisation de l'erreur due à l'effet de discrétisation

Quand  $h \ll \tau$  le développement de l'expression précédente jusqu'au deuxième ordre donne :

$$\Delta i_{d,q,s}(k+1) = -\frac{j[\omega_s(k)h - 2\delta\theta_s(k)]}{2\sigma L_s} + o(h^3) \quad \text{III.7}$$

Quand  $\Delta i_{d,q,s}(k+1)$  tend vers zéro, nous obtenons la condition suivante :

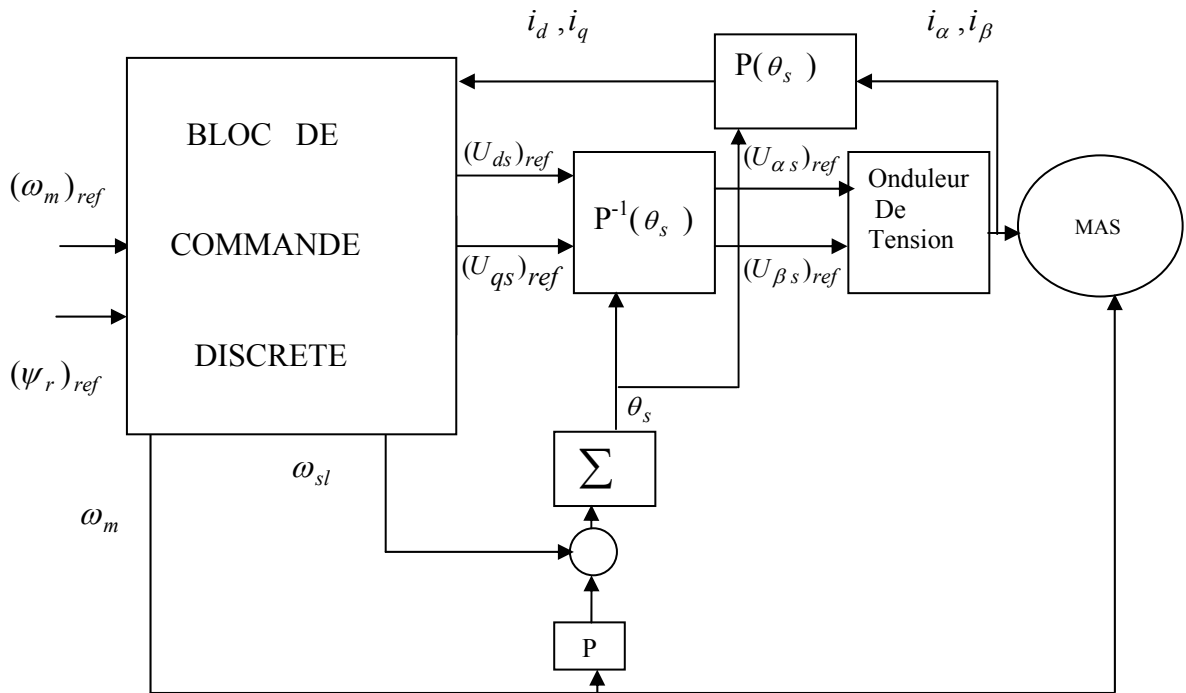
$$\delta\theta_s(k) = \frac{\omega_s(k)h}{2} \quad \text{III.8}$$

$\theta_{sc}(k)$  : C'est l'angle  $\theta_s(k)$  corrigé

En calculant de cette manière l'angle  $\theta_{sc}(k)$ , nous allons réduire au maximum les erreurs qui affectent les courants, donc le couple et le flux.

### III.5 Résultats de simulation de la commande totalement discrète :

Les simulations numériques que nous allons effectuer concernent la stratégie de commande décrite par le schéma bloc de figure (III.1). En ce qui concerne la méthode de commande du flux  $\phi_{rd}$ , nous utilisons la commande à flux constant vue sa simplicité d'implémentation.



**Fig.III.1** Schéma bloc de la stratégie de commande totalement discrète considérée

Le schéma de contrôle simulé est celui présenté à la figure (III.1) en prenant les mêmes considérations de fonctionnement que les simulations des chapitres précédents.

Les figures III.2 et III.7 représentent les réponses suivantes :

- évolution de la vitesse de rotation,
- évolution des flux rotoriques, direct et en quadrature,
- évolution du couple développé par la machine,
- évolution des courants statoriques  $i_{ds}$ ,  $i_{qs}$ .
- évolution du courant statorique  $i_{as}$
- évolution de la tension statorique  $V_{as}$

Les simulations numériques que nous avons effectuées, représentent la réponse du système à un échelon de vitesse de référence et à l'application d'une charge égale au couple nominal qui est considéré comme une perturbation externe.

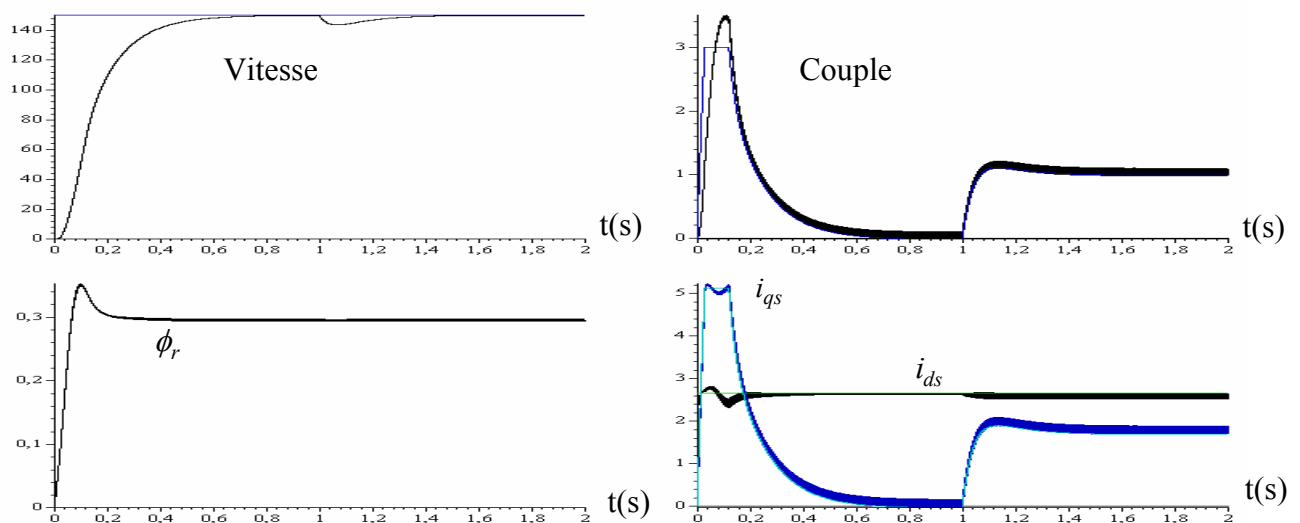
Dans les simulations qui suivent, les termes de découplage sont calculés en utilisant les courants de référence.

D'après les résultats obtenus, nous remarquons que la vitesse suit sa valeur de référence sans dépassement, ni erreur statique et que la stratégie de commande vectorielle est mise en évidence par l'annulation de la composante en quadrature du flux rotorique ( $\phi_{qr} = 0$ ) et la poursuite de ( $\phi_{dr}$ ) la consigne du flux rotorique imposé à 0.3 Wb.

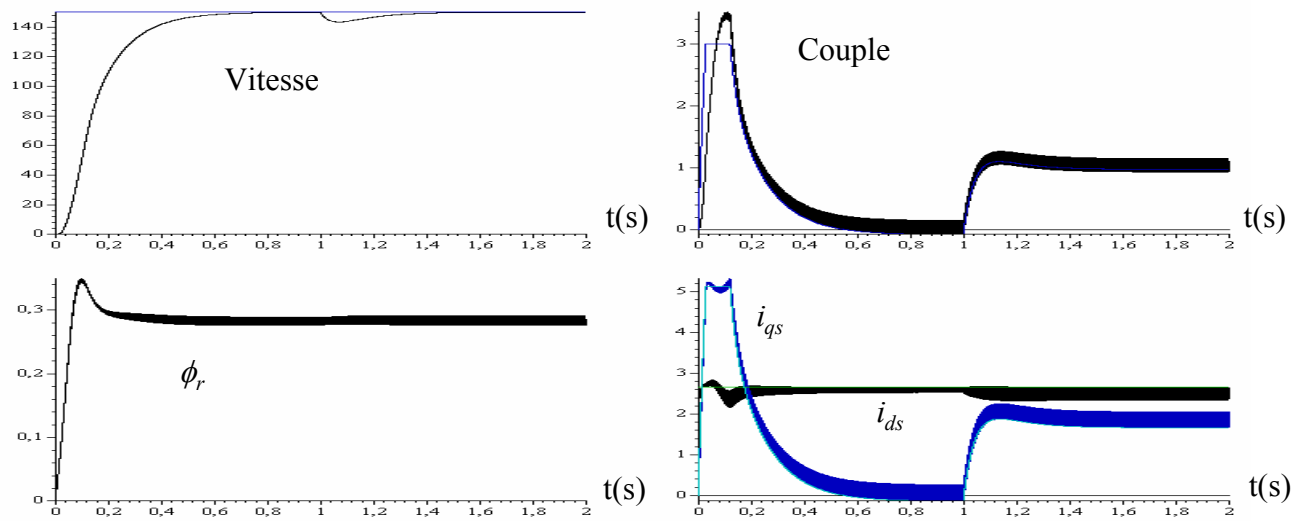
Nous vérifions également le découplage « couple-flux » est maintenu, malgré l'application brusque d'un couple de charge et l'inversion de vitesse.

Nous constatons également que le découplage couple flux est réalisé étant donné que l'allure du courant  $i_{qs}$  est proportionnelle à celle du couple électromagnétique.

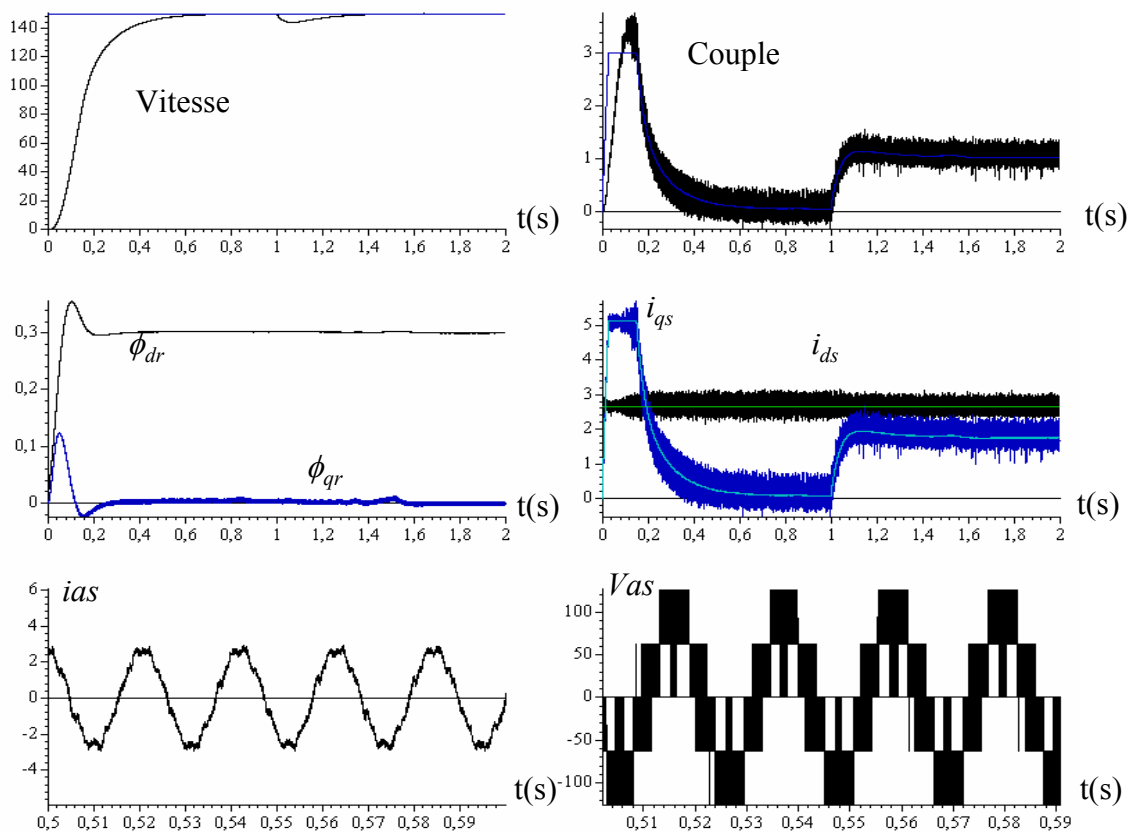
Nous remarquons une diminution de l'amplitude des oscillations qui sont dues d'une part à la discrétisation de la transformation inverse de Park et d'autre part à la découpe MLI, lorsque nous avons simulé notre système en calculant la transformation inverse de Park en utilisant l'angle  $\theta_{sc}$  et en prenant  $h=T/2$ . ( $h$  : période d'échantillonnage,  $T$ : période de modulation MLI). Car en réalité on ne peut jamais avoir  $\Delta i_{d,q,s}(k+1)=0$ , mais on la rend le plus petite possible.



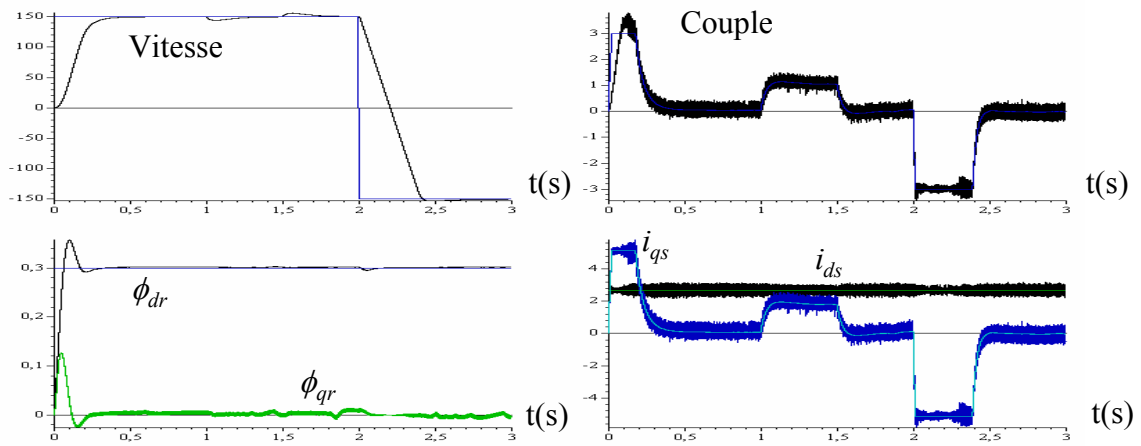
**Fig.III.2** Résultats de simulation de la commande vectorielle totalement discrète de la machine asynchrone alimentée en tension avec prise en compte de la correction  $\delta\theta_s(k)$



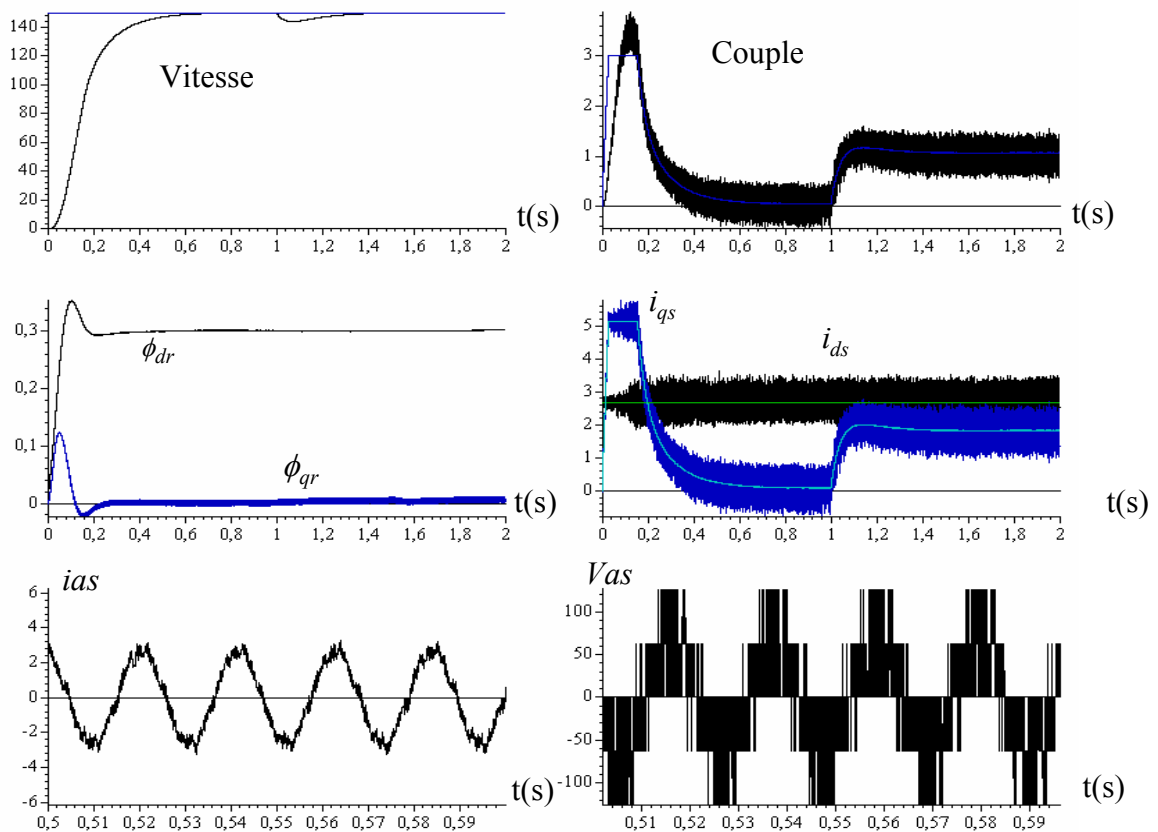
**Fig.III.3** Résultats de simulation de la commande vectorielle totalement discrète de la machine asynchrone alimentée en tension sans tenir compte de la correction  $\delta\theta_s(k)$



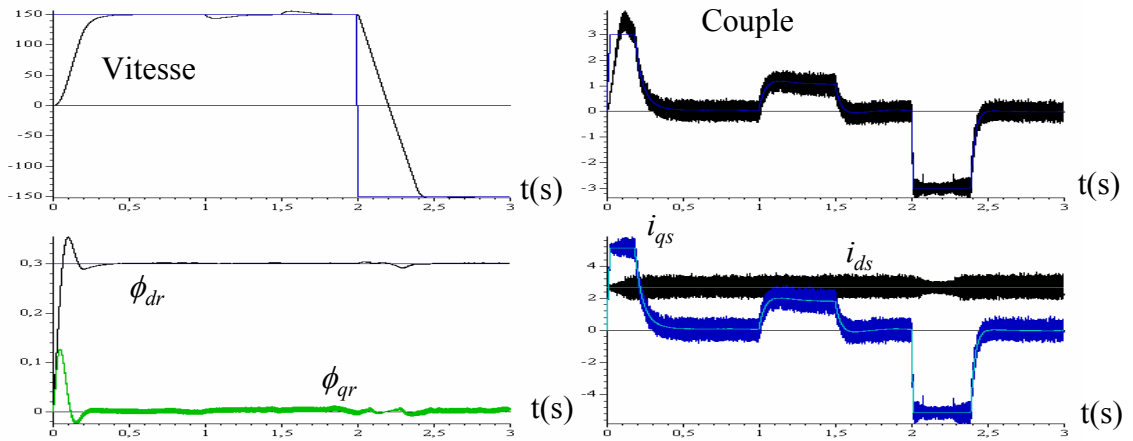
**Fig.III.4** Résultats de simulation de la commande vectorielle totalement discrète de la machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension, avec prise en compte de la correction  $\delta\theta_s(k)$



**Fig.III.5** Résultats simulation de la commande vectorielle indirecte de la machine asynchrone alimentée par onduleur de tension, avec prise en compte de la correction  $\delta\theta_s(k)$



**Fig.III.6** Résultats de simulation de la commande vectorielle totalement discrète de la machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension sans tenir compte de la correction  $\delta\theta_s(k)$



**Fig.III.7** Résultats simulation de la commande vectorielle de la machine asynchrone alimentée par onduleur de tension, sans tenir compte de la correction  $\delta\theta_s(k)$

Les résultats de simulations de la commande totalement discrète de la machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension, montrent bien que l'on a réalisé le découplage entre flux et couple puisque la composante directe du flux rotorique tend vers sa valeur de référence et la composante en quadrature tend vers sa valeur nulle, donc une bonne orientation au niveau du flux rotorique. L'avantage d'un découplage parfait entre les axes d et q, conduit à transformer le système initial, en deux sous systèmes mono-entrée et mono-sortie.

Donc ce découplage permet d'obtenir des modèles réduits et découplés, semblables à ceux de la machine à courant continu à excitation indépendante. Ainsi, nous pouvons dire que nous sommes arrivés à élaborer une commande totalement discrète qui offre des performances satisfaisantes.

Cependant, les performances de la commande étudiée se caractérisent par leur dépendance des paramètres de la machine, en particulier de la résistance et de l'inductance rotorique, donc la constante de temps rotorique [5],[6]. Ceci nous conduit à faire une étude par simulation consacrée à l'influence de la variation de la constante de temps rotorique sur la commande vectorielle discrète de la machine asynchrone. Au cours de cette étude, un test de robustesse sera effectué.

### **III.6 Sensibilité de la commande vectorielle discrète aux variations de la constante de temps 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 est démontré par les nombreux travaux de recherche effectués dans ce domaine [2],[4],[5],[8],[31],[79],[80].

Certains de ces travaux [5],[6],[19],[78],[82],[83],[86],[87],[89] ont montré que les performances de la commande étudiée dépendent considérablement de la précision avec laquelle les paramètres du moteur sont connus, en particulier la résistance et l'inductance rotorique qui sont souvent difficiles à identifier et varient avec l'état de fonctionnement du moteur, à cause de phénomènes divers tels que l'effet de peau, la variation de la température ou la saturation magnétique. L'étude de l'influence de la variation de la constante de temps rotorique sur la commande s'avère nécessaire.

Il est établi, comme précédemment mentionné, que la commande vectorielle utilisant des régulateurs classiques dépend fortement des paramètres de la machine.

Dans les résultats présentés précédemment, ayant supposé que la résistance rotorique a été déterminée avec précision et les régulateurs dimensionnés en conséquence, nous avons obtenu d'excellentes performances.

En réalité, pour le point de fonctionnement considéré, la constante de temps rotorique aurait pu être différente de la valeur retenue. C'est pour cela que nous allons considérer le cas où cette constante de temps rotorique varie. Les résultats de la simulation sont représentés pour les mêmes points de fonctionnement présentés précédemment ( $T_r$  déterminée avec précision).

### III.6.1 Résultats de simulation

Les résultats de simulation représentent la réponse du système à un échelon de vitesse de référence et à l'application d'une charge égale au couple nominal avec une diminution de 50% de  $T_r$  dans la machine.

Les fig.III.8 et III.9 représentent les réponses suivantes :

- évolution de la vitesse de rotation,
- évolution du couple développé par la machine,
- évolution des flux rotoriques, direct et en quadrature,
- évolution des courants statoriques  $i_{ds}$ ,  $i_{qs}$ ,
- évolution de l'erreur sur l'amplitude du flux  $\psi_r$ ,
- évolution de l'erreur sur l'orientation du flux  $\rho$ ,

$$\text{Erreur sur l'amplitude du flux rotorique} = \frac{\psi_r}{\psi_{ref}}$$

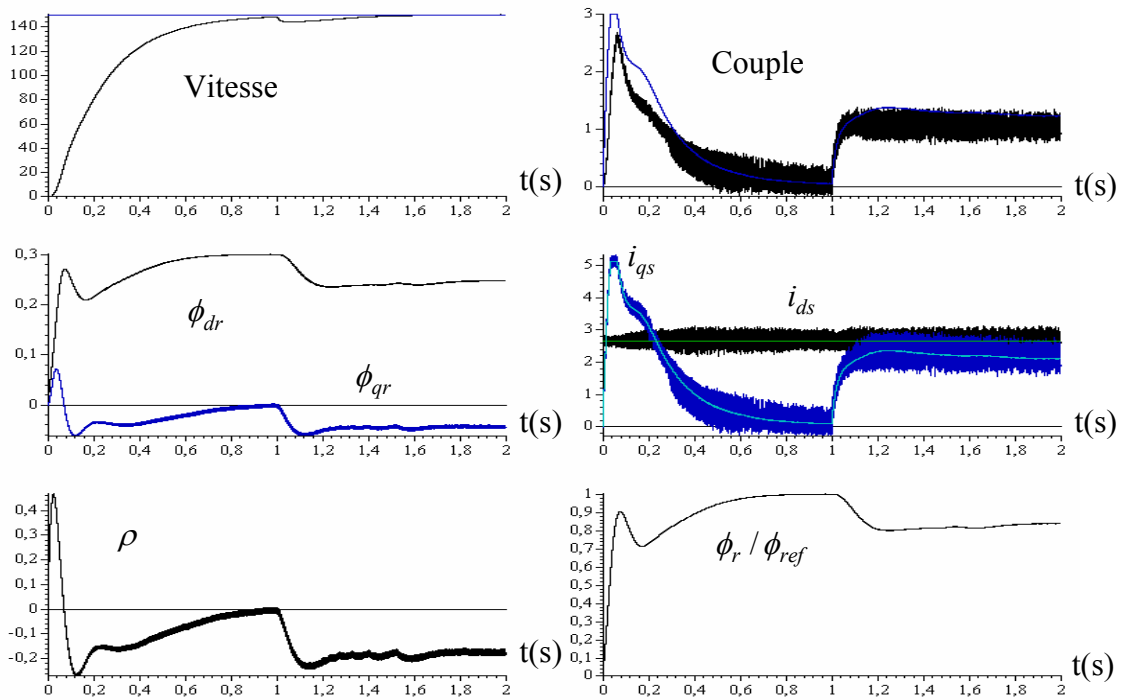
$$\text{Erreur sur l'orientation du flux rotorique } \rho = \arctg \frac{\psi_{rq}}{\psi_{rd}}$$

Nous avons considéré le cas où la machine est alimentée par un onduleur de tension.

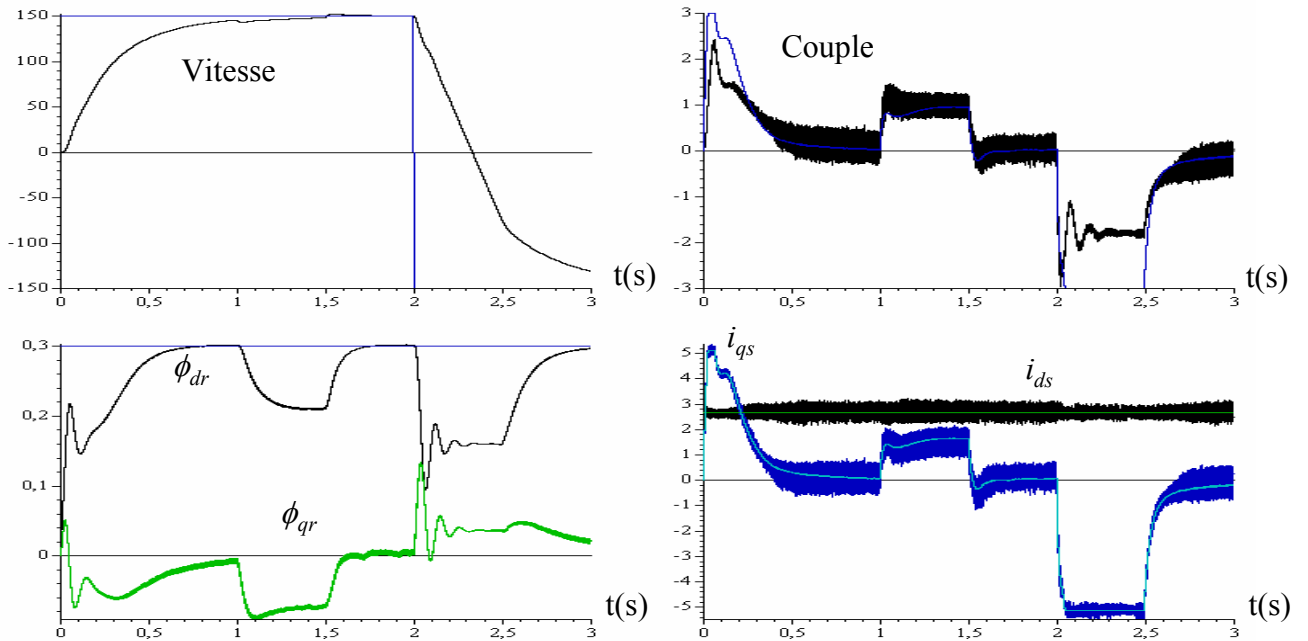
De ces résultats nous tirons les remarques suivantes :

- La vitesse n'est pratiquement pas très influencée par cette variation de la constante de temps rotorique ( $T_r$ ).
- Cette variation de la constante de temps rotorique conduit à une mauvaise orientation du flux rotorique surtout lorsque la machine est chargée et lors de l'inversion de vitesse, ce qui introduit un couplage entre le flux et le couple. Ce couplage peut conduire à des instabilités du système à contrôler.





**Fig.III.8** Réponses dynamiques à un échelon de vitesse, cas d'une diminution de 50 % de la constante de temps rotorique dans la machine alimentée avec un onduleur MLI



**Fig.III.9** Simulation de la commande vectorielle de la machine asynchrone alimentée par onduleur MLI, cas d'une diminution de 50 % de la constante de temps rotorique dans la machine

### III.7 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons présenté dans un premier cas une étude concernant une commande complètement discrète de la machine asynchrone (régulateurs + transformation inverse de Park). Les résultats obtenus par simulation en ayant supposé que la résistance rotorique a été déterminée avec précision et les régulateurs dimensionnés en conséquence, sont très performantes comparées à ceux obtenues dans le cas de la commande continue.

Ensuite nous avons fait une étude par simulation sur l'influence de la constante de temps rotorique ( $T_r$ ) sur le découplage. Cette dernière a montré que la stratégie de commande par flux orienté basés sur des régulateurs classiques linéaires (PI), présente l'inconvénient d'être très sensibles aux variations des paramètres du moteur en particulier la constante de temps rotoriques qui est souvent difficile à identifier et varient avec l'état de fonctionnement du moteur.

Plusieurs méthodes d'adaptation sont proposées dans la littérature en se basant sur des concepts automatiques ou électrotechniques telles que la commande adaptative par modèle de référence et la commande auto-ajustable [81],[84],[85]. 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 [5],[78],[82],[83],[85],[90],[92].

Cependant, comme le réglage classique avec régulateurs PI dépend fortement des paramètres (autres que  $T_r$ ) de la machine, une erreur d'identification de ces paramètres ou d'estimation des grandeurs à contrôler conduira obligatoirement à une détérioration des performances du réglage surtout quand la machine est chargée.

Ce qui caractérise les commandes dans cette étude est qu'elles ont été développées en recherchant des algorithmes de régulation simplifiée ayant de bonnes performances. Les bonnes performances recherchées sont une dynamique rapide obtenue par stratégie de commande vectorielle, et une bonne robustesse vis-à-vis des perturbations de charge et les incertitudes sur les paramètres.

Vu cet inconvénient majeur concernant la robustesse vis-à-vis des perturbations internes et externes, une solution est obtenue grâce à l'emploi d'une méthode sophistiquée telle que la commande par logique floue qui se prête très bien au réglage et a la commande de processus mal maîtrisable par des méthodes classiques conventionnelles (réglage classique ou réglage d'état), sera introduite au chapitre IV.

# **Chapitre IV**

## **Application de la logique floue à la commande de la machine asynchrone**

## IV.1 Introduction

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 par onduleur lui impose un comportement discontinu et rend le modèle global beaucoup plus complexe et non linéaire, il est impératif de faire appel à des méthodes de réglage non linéaire qui s'adaptent mieux au fonctionnement discontinu imposé par ces convertisseurs. En particulier, le réglage par logique floue qui se prête très bien au réglage et à la commande de processus mal maîtrisable par des méthodes classiques conventionnelles, et permet d'obtenir une commande performante et robuste vis-à-vis des incertitudes sur les paramètres et les perturbations externes [102],[103],[104],[105],[109].

De nos jours, une méthode de réglage dite « logique floue, en anglais **Fuzzy Logic** » est de grande actualité. Ses bases théoriques ont été établies grâce à **ZADEH**. Initialement, cette théorie a été appliquée dans des domaines non techniques, comme le commerce et la médecine, dans le but de compléter les systèmes experts, et afin de leur donner l'aptitude de prise de décision. Dès 1975, on trouve les premières applications au niveau des systèmes de réglage [106], [107]. A partir de 1980 environ, ce sont les Japonais qui commencent à utiliser la logique floue dans des produits industriels pour résoudre des problèmes de réglage et de commande.

Des expériences ont montré que, dans de nombreux cas, les résultats obtenus avec un contrôleur flou sont meilleurs que ceux obtenus avec un algorithme de contrôle conventionnel. En particulier, la méthodologie du contrôleur flou apparaît utile quand les processus sont très complexes à analyser par des techniques conventionnelles. Plusieurs travaux dans le domaine de la commande des machines électriques, ont montré qu'un régulateur par logique floue (RLF) est plus robuste qu'un régulateur classique conventionnel.

Partant de ces idées et en remplaçant dans le schéma bloc de la figure (II.3) de la commande découplée par orientation du flux rotorique tout les régulateurs (PI) par des régulateurs flous, nous réalisons une commande robuste de la machine asynchrone. Afin de pouvoir appliquer la technique de la logique floue pour la commande de la machine asynchrone,

nous présentons dans ce chapitre les concepts de la logique floue et nous décrivons les aspects méthodologiques nécessaires à la compréhension de cette technique.

## IV.2. Logique floue

Les démarches fondamentales de l'activité industrielle et économique, telles que la conception des produits, la gestion des systèmes ou la prise de décision, posent des problèmes de complexité croissante. Face à cette difficulté, les approches numériques, pourtant bien développées se sont avérées d'une efficacité limitée. *ZADEH* a fait le lien entre les ensembles flous et la modélisation non probabiliste de l'incertitude, grâce à la théorie des possibilités, dans laquelle les fonctions d'appartenance d'ensembles flous servent à représenter les idées de valeur incomplètement spécifiée, mal connue. Les ensembles flous et la théorie des possibilités sont à la base d'une méthodologie de représentation et d'utilisation de connaissances imprécises, vagues et incertaines, que *ZADEH* appelle «théorie du raisonnement approché» et qui est plus connu sous le vocable de «logique floue»[104],[106],[107],[111].

### IV.2.1 Principe fondamental de la logique floue

La notion d'ensemble classique convient très mal pour représenter les classes d'objets auxquelles *ZADEH* fait allusion et qui n'existent qu'à travers de représentations mentales. Par exemple, si l'on considère le concept «homme jeune», il est difficile de proposer un seuil en deçà duquel un homme sera considéré comme totalement jeune et au-delà duquel il ne sera pas considéré comme «jeune». L'idée de *ZADEH* a été de suggérer qu'au lieu de chercher à tout prix un seuil unique de décision pour l'appartenance à l'ensemble des âges «jeune» dans un contexte donné, il semble plus réaliste de considérer deux seuils  $S_1 < S_2$ , tels que le terme jeune s'applique parfaitement aux âges plus que  $S_1$ , les âges inférieurs à  $S_1$  auront le degré d'appartenance maximal (en général supposé égal à 1) et les âges plus grands que  $S_2$  (par exemple 40 ans) auront une appartenance minimale (en général égal à 0). Entre  $S_1$  et  $S_2$  les degrés d'appartenance seront intermédiaires, par convention entre 0 et 1.

La complexité accrue de la représentation (deux seuils pour «jeune»), confère une robustesse au modèle, qui correspond à la souplesse avec laquelle nous employons les mots qui désignent des classes floues [107].

#### **IV.2.2 Présentation d'un contrôleur à logique floue**

L'idée centrale de la commande par logique floue est la règle de commande linguiste. Cette règle peut prendre plusieurs formes, cependant elle indique invariablement quelle action de commande prendre face à une condition donnée. Ces actions de commandes peuvent avoir la forme : « augmenter le courant », « diminuer de beaucoup la tension », et les conditions peuvent avoir la forme : « si l'erreur de vitesse est assez grande », « si l'erreur de courant est très petite ».

Les mots clés ici sont « assez grande », « beaucoup » et « très petite », ils correspondent à des informations imprécises mais utiles et dans la théorie de la logique, ils sont représentés par un sous-ensemble flou d'un certain univers de discours. Une règle de commande est une combinaison d'une condition et d'une action. En général une règle prend la forme suivante : « si A alors B » où A est une proposition floue sur la condition du processus et B est une proposition floue sur l'action de commande. Plusieurs règles sont nécessaires pour la construction d'un contrôleur à logique floue, ces règles forment un algorithme.

#### **IV.2.3 Les systèmes d'inférences**

Un système d'inférence flou est un système basé sur les concepts de la logique floue, des règles floues de type « If-Then », du raisonnement flou. Il a été appliqué dans plusieurs domaines tels que le contrôle automatique, la classification des données, l'analyse des données...etc. A cause de sa nature multidisciplinaire, il est connu par différents nom, entre autres : un système d'inférence flou, système flou à base de règles, système expert flou, modèle flou, régulateur flou, ou simplement un système flou. En effet, la sortie peut être une conclusion, une décision ou une action de commande.

Les ensembles flous sont introduits de plusieurs façons dans les systèmes :

- Dans la spécification des paramètres du système : Un système est défini par une équation différentielle (algébrique ou en différence) dans laquelle les paramètres sont des nombres flous au lieu de nombres réels. Ce qui est une manière de représenter les incertitudes paramétriques du système.
- Dans la description du système : Un système peut être entièrement défini par une série de règles floues de type « If-Then » ( Si-Alors) ou par une relation floue.

### IV.3 Eléments de base d'un contrôleur à logique floue

Le schéma général d'une commande floue est celui-ci :

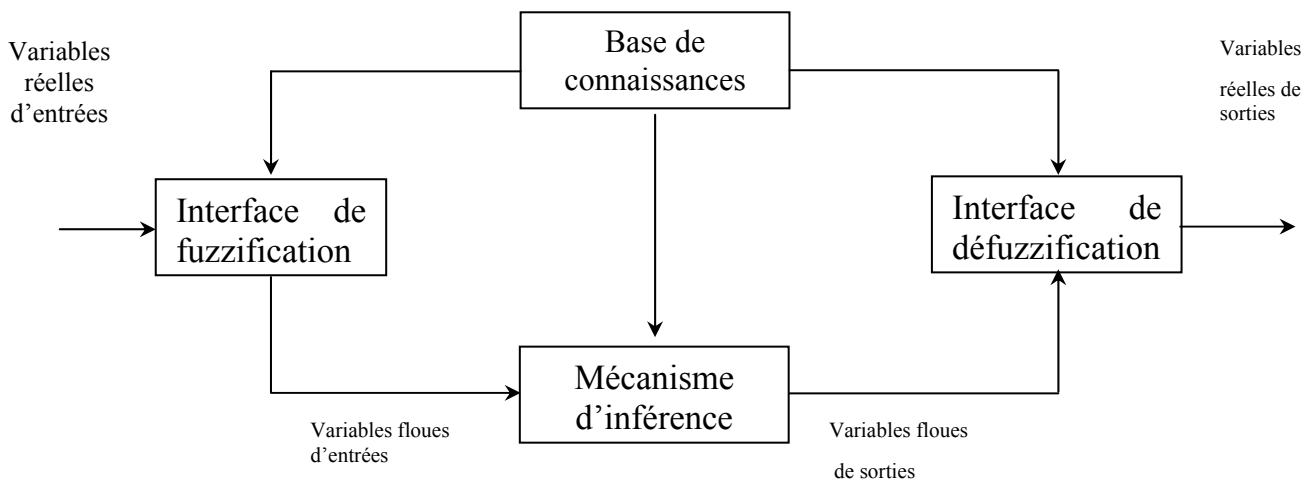


Fig.IV.1 Structure d'un système d'inférence flou

On procède tout d'abord à la partition en sous-ensembles flous des différents univers de discours que le système impose. Ensuite on détermine la base de règles qui va caractériser le fonctionnement désiré en variables floues. On appelle cette étape la **fuzzification** (fuzzy = flou).



On utilise alors ces variables floues dans un mécanisme d'inférence qui crée et détermine les variables floues de sortie en utilisant des opérations sur les fonctions d'appartenance.

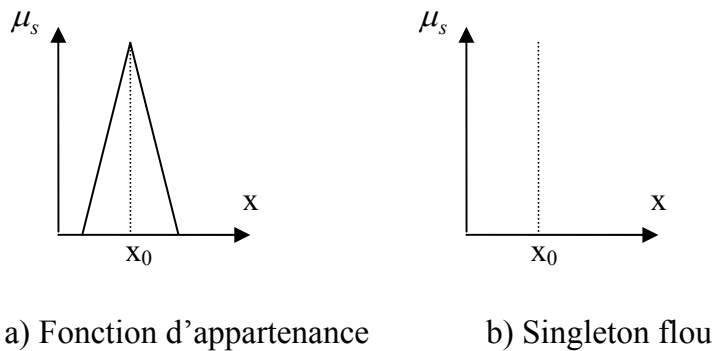
### IV.3.1 Interface de fuzzification

Il a pour but de déterminer les degrés d'appartenance des variables d'entrées aux ensembles flous correspondants. Elle reçoit des valeurs réelles (ou floues), représentant les entrées du système d'inférence flou et les transforme en des termes linguistiques sous forme de valeur entre 0 et 1.

Il existe deux méthodes de fuzzification suivant la définition de l'ensemble S (fig.IV.2) :

- S est un ensemble flou de fonction d'appartenance  $\mu_s(x_0) = 1$  et  $\mu_s$  décroît lorsque x s'éloigne de  $x_0$ .

- S est un singleton flou défini par : 
$$s(x) = \begin{cases} 1 & \text{si } x = x_0 \\ 0 & \text{si } x \neq x_0 \end{cases}$$



**Fig.IV.2** Méthode de fuzzification

### IV.3.2 Base de connaissance

La base de connaissance est composée de deux blocs :

- la base de données fournit les définitions nécessaires utilisées pour définir les règles de contrôles linguistiques et la manipulation des données floues dans le contrôleur ;
- la base de règles caractérise les buts et stratégies de commande émis par les experts du domaine au moyen d'un ensemble de règles linguistiques du contrôle.

### IV.3.3 Logique de prise de décision (Inférence)

La logique de prise de décision est le noyau du contrôleur flou ; elle a la capacité de simuler la prise de décision de l'être humain en se basant sur les concepts flous et les règles d'inférences.

Ce concept peut être représenté par :

Antécédent	- fait : x est A
	- règle : si x est A, alors y est B
Conséquence:	y est B

Tel que A, B sont des ensembles flous d'univers appropriés. La procédure d'inférence ci-dessus est appelée « raisonnement flou ». Le mécanisme d'inférence passe par trois phases qui peuvent être dissociées ou associées selon le type de raisonnement flou choisi.

### IV.3.4 Agrégation

Dans un système flou, plusieurs règles sont actionnées en sortie, ainsi, plusieurs ensembles flous de sortie sont concernés. L'agrégation détermine la manière de combiner les sorties des différentes règles pour construire un seul ensemble flou dans la conséquence.

Pour deux conséquences A et B, la combinaison de ces différentes règles se fait à l'aide de l'opérateur OU. Le résultat de l'agrégation est obtenu par plusieurs méthodes (généralement par : min pour le ET, max pour le OU).

#### **IV.3.5 Interface de défuzzification**

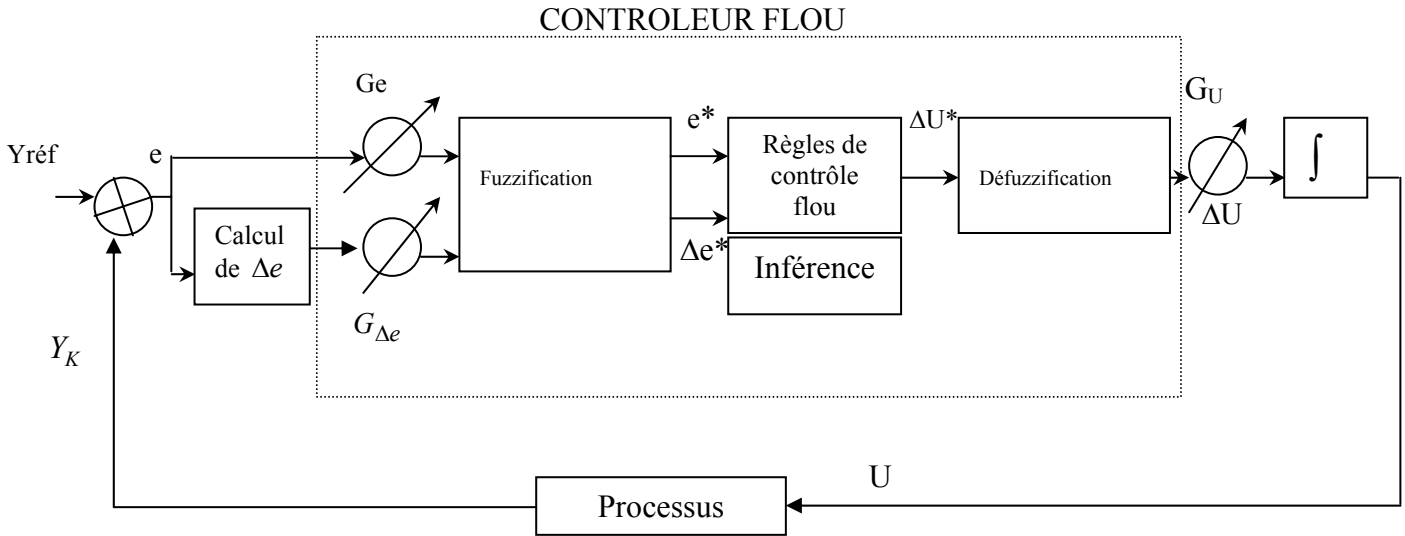
Elle convertit l'ensemble flou résultant de l'agrégation en une seule valeur réelle dans le but de donner plus de certitude à la sortie du système d'inférence flou.

Il existe plusieurs méthodes pour réaliser cette opération, parmi lesquelles nous citons [106]:

- La méthode du maximum : Elle consiste à ne prendre en compte que les valeurs possédant un degré maximum d'appartenance à l'ensemble flou agrégé. Cette technique est simple à appliquer, mais peu employée étant donné qu'elle est basée sur l'opérateur maximum qui privilégie une seule règle parmi celles qui sont présentes.
- La méthode de la moyenne pondérée (méthode des hauteurs pondérées ou méthode de la moyenne des maximums) : Celle-ci considère comme valeur de sortie la moyenne des valeurs préconisées par chaque règle et pondérées par leur degré respectif de validité.
- La méthode du centre de gravité : Cette méthode, génère le centre de gravité de la surface engendrée par la fonction d'appartenance de l'ensemble flou agrégé.

#### **IV.4. Application de la logique floue à une machine asynchrone**

La majorité des contrôleurs développés utilisent le schéma proposé par Mamdani pour les systèmes mono entrée / mono sortie. Sa structure de base est représentée ci-après :



**Fig. IV.3** Structure interne d'un régulateur par logique floue

D'après le schéma précédant le contrôleur flou se compose :

-Le bloc fuzzification contient en général un traitement de données préliminaire, le calcul de l'erreur et la variation de l'erreur  $\Delta e$ . Ces grandeurs sont alors traitées par des variables linguistiques, ce qui nécessite leur définition par des fonctions d'appartenance. La fuzzification fournit une série de variables floues.

-Dans le bloc inférence, les valeurs des variables linguistiques sont liées par plusieurs règles qui doivent tenir compte du comportement statique et dynamique du système à régler ainsi que des buts de réglage envisagés. En particulier, le circuit de réglage doit être stable et bien amorti. On obtient ainsi une information floue pour la variable de sortie  $x_R$  du régulateur.

-Puisque l'organe de commande doit être attaqué avec une valeur bien précise pour le signal de commande  $U$ , il faut transformer la valeur floue en une valeur déterminée. Cela se fait dans le bloc défuzzification.

-La fuzzification, les inférences et la défuzzification provoquent une caractéristique non linéaire du régulateur par logique floue [106]. Il s'agit souvent d'un avantage par rapport à un régulateur linéaire.

Cette dernière configuration a été introduite par Mamdani, l'un des premiers à appliquer la logique floue pour le réglage.

#### **IV.4.1 Propriétés d'un réglage par logique floue**

Les propriétés essentielles d'un réglage par logique floue peuvent être résumées de la manière suivante :

- mesure de plusieurs grandeurs : la grandeur à régler et d'autres grandeurs caractérisant le comportement dynamique du système à régler ;
- comportement non linéaire sans dynamique;
- aptitude à régler convenablement les systèmes avec un comportement dynamique compliqué, dont la modélisation est difficile, voire impossible. A noter que dans le cas du réglage par logique floue, il n'est pas nécessaire d'établir un modèle. Si , pour un certain système à régler, il existe tout de même un modèle mathématique convenable, on peut l'utiliser pour tester et modifier la stratégie de réglage à l'aide d'une simulation numérique. Cela facilite évidemment la mise en service sur l'installation réelle.
- modélisation du système à régler superflue ;
- connaissance approximative des paramètres du système à régler.
- La disponibilité de systèmes de développement efficaces, soit pour microprocesseurs ou PC (solution logicielle), soit pour circuits intégrés (processeurs, fuzzy processors, solution matérielle).

Malgré certains désavantages tels que :

- Le manque de directives précises pour la conception d'un réglage (choix des grandeurs à mesurer, détermination de la fuzzification, des inférences et de la défuzzification)
- La précision de réglage souvent peut élevée etc....

On peut affirmer que le réglage par logique floue présente une alternative valable aux réglages conventionnels. Cela est confirmé non seulement par un fort développement dans beaucoup de domaines d'application, mais aussi par des travaux de recherche sur le plan théorique [106].

#### IV.5 Loi de commande

La loi adoptée est fonction de l'erreur et de sa variation ( $U = f(e, \Delta e)$ ). Dans les cas simples, cette variation de commande est obtenue par lecture d'une table de décision définie hors ligne. La forme générale de cette loi de commande est donnée par :

$$U_{k+1} = U_k + G_{k+1} * \Delta U_{k+1}$$

Où  $G_{k+1}$  est le gain associé à la commande  $U_{k+1}$ , généralement choisi faible pour assurer la stabilité du système.  $\Delta U_{k+1}$  est la sortie du régulateur flou qui représente la variation de la commande  $U$ .

##### IV.5.1 Calcul de l'erreur et de sa variation

En général un contrôleur flou est présenté comme un système à deux entrées et une sortie. Les variables utilisées comme entrées sont l'erreur et la variation de l'erreur :

$$e_k = Y_{réf} - Y_k$$

$$\Delta e_k = e_k - e_{k-1}$$

#### IV.5.2 Normalisation de l'erreur de sa variation et de la commande

A l'aide des gains correspondants, les valeurs normalisées de l'erreur et de sa variation sont obtenues comme suit :

$$e^*_k = G_e * e_k \quad \text{et} \quad \Delta e^*_k = G_{\Delta e} * \Delta e$$

De même pour la variation de commande, on a:  $\Delta U^*_k = G_{\Delta u} * \Delta U_k$

$G_e$ ,  $G_{\Delta e}$ ,  $G_{\Delta u}$ : Gains de normalisation. Ce sont des gains réglables permettant d'adapter la plage de variation des grandeurs à l'univers du discours du contrôleur flou considéré.

Il n'existe pas (encore) de méthodes précises pour la détermination des valeurs des gains de normalisation, on fait varier ces derniers jusqu'à obtention d'un réglage convenable.

#### IV.5.3 Mécanisme d'inférence

En général, plusieurs valeurs de variables linguistiques, convenablement définies par des fonctions d'appartenance, sont liées entre elles par des règles. Afin de tirer des conclusions, on parle alors de déductions floues, ou inférences.

Les mécanismes d'inférence employés dans un contrôleur flou sont généralement plus simples que ceux utilisés dans les systèmes experts, car dans un contrôleur flou la conséquence d'une règle n'est pas appliquée à l'antécédent d'une autre (pas de chaînage).

Les règles décisionnelles se composent de paires situation/action de la forme :

Si  $e$  est  $A$  et  $\Delta e$  est  $B$ , alors  $\Delta U$  est  $C$ .

Cet ensemble de règles devrait regrouper toutes les situations possibles du système évaluées pour les différentes valeurs attribuées à  $e$  et  $\Delta e$  et toute les valeurs correspondantes de la sortie  $\Delta U$ .

#### IV.5.3.1 Choix de la méthode d'inférence

Dans notre étude, notre choix s'est porté sur la méthode d'inférence utilisée par **Mamdani**, c'est la méthode **max-min** du fait qu'elle est facile à implanter et donne de bons résultats [106],[111].

La méthode d'inférence max-min peut être décrite en toute généralité de la manière suivante : à la condition de chaque règle  $R_i$  (avec  $i=1,2,\dots,m$ ) est attribué un facteur d'appartenance  $\mu_{ci}$ . Il dépend évidemment de la condition elle-même et des valeurs déterminées pour les variables d'entrée  $x_1, x_2, \dots, x_n$ . Si la condition n'est pas du tout vérifiée, on a évidemment  $\mu_{ci} = 0$ . A noter que les opérateurs ET et OU sont réalisés respectivement par la formation du minimum et du maximum.

Pour chaque règle, on obtient la fonction d'appartenance partielle par la relation

$$\mu_{R_i}(x_R) = \min[\mu_{ci}, \mu_{oi}(x_R)]; \quad i = 1, 2, \dots, m$$

Où  $\mu_{oi}(x_R)$  est la fonction d'appartenance liée à l'opération imposée par la règle  $R_i$ .

La fonction d'appartenance résultante est alors donnée par

$$\mu_{RES}(x_R) = \max[\mu_{R_1}(x_R), \mu_{R_2}(x_R), \dots, \mu_{R_M}(x_R)]$$



### IV.5.3.2 Choix de la méthode de défuzzification

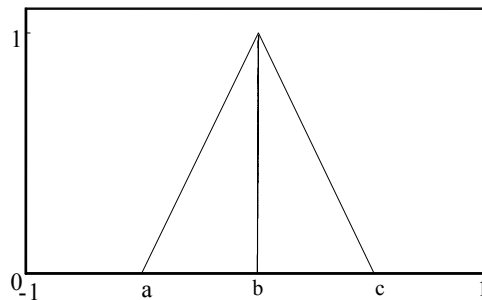
Parmi plusieurs procédés pour la défuzzification, le plus utilisé est celui du centre de gravité, ce procédé exige une envergure de calcul très élevée avec la méthode d'inférence max-min, si les ensembles de la fonction d'inférence sur  $x_R$  se chevauchent. C'est un grand désavantage pour des réglages rapides. Une réduction notable de l'envergure de calcul s'obtient par l'emploi de la détermination du centre de gravité lors de la méthode des hauteurs pondérées. Elle est définie ainsi:

$$X_R^* = \Delta U_{k+1} = \sum_{i=1}^m \frac{\mu_{CE_i} X^*_{E_i}}{\mu_{CE_i}}$$

Dans ce cas, on associe à chaque ensemble une barre (rectangulaire de largeur étroite) située à l'abscisse  $X^*_E$ , la hauteur de chaque barre est pondérée par le facteur d'appartenance  $\mu_{CE}$ .

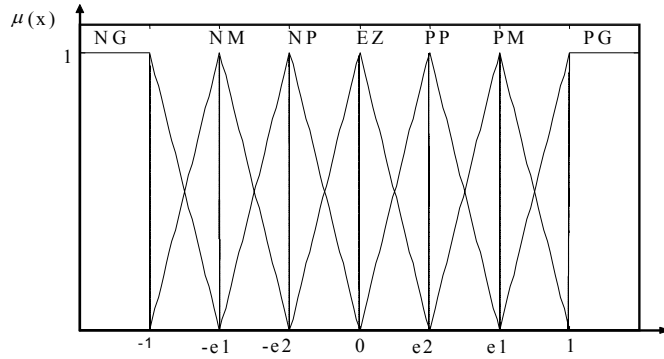
### IV.5.3.3 Choix de la forme des fonctions d'appartenance

Pour le choix de la forme des fonctions d'appartenance, il existe plusieurs types de fonction d'appartenance à savoir : fonction gaussienne, trapézoïdale et triangulaire. Nous avons pour notre cas opté pour la forme triangulaire. Il s'agit d'une forme parmi les plus simples, composée par morceaux de droites. Dans la plupart des cas, en particulier pour le réglage par logique floue, cette forme est largement suffisante pour délimiter des ensembles flous [106].



$$\mu(x) = \max(\min((x-a)/(b-a), ((c-x)/(c-b)), 0)$$

**Fig.IV.4** Forme triangulaire

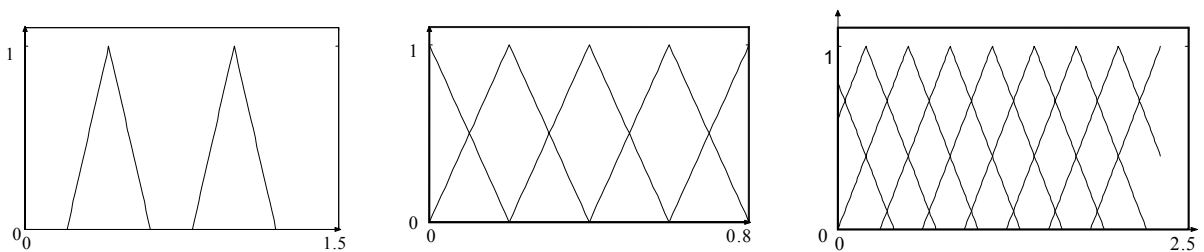


**Fig.IV.5** Répartition des fonctions d'appartenance suivant la forme triangulaire

#### IV.5.3.4 Recouvrement des ensembles

De précédentes études ont montré que le recouvrement des ensembles flous a une influence sur le comportement du système de régulation.

Si le recouvrement se fait entre plus de deux ensembles, il sera difficile d'énoncer correctement les règles. De plus il ressort de précédentes études que la qualité du comportement d'un système s'amointrit à mesure que le nombre de recouvrements dépasse deux.



a- mauvais fonctionnement

b- fonctionnement optimal

c- fonctionnement instable

**Fig.IV.6** Recouvrement des ensembles flous d'une variable linguistique

#### IV.5.3.5 Choix du nombre de classes ou sous-ensembles flous

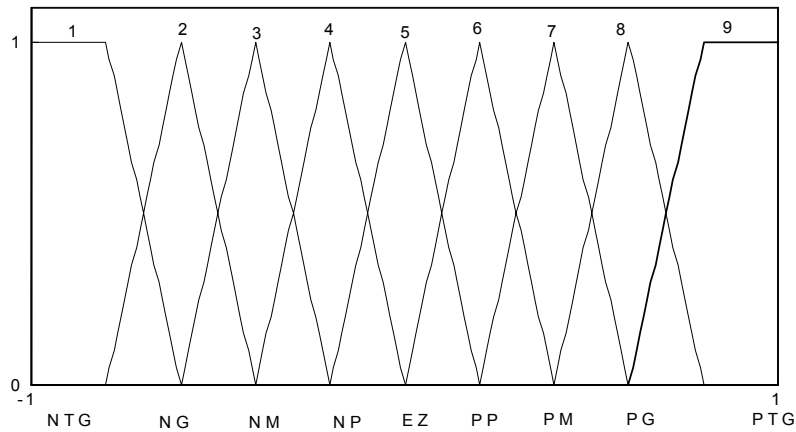
Pour les variables d'entrées (l'erreur et la variation de l'erreur), nous avons choisi un nombre de sous ensembles flous égal à sept classes (**NG, NM, NP, EZ, PP, PM, PG**). Le nombre des ensembles dépend de la résolution et de l'intervention du réglage désiré. Une subdivision plus fine, c'est à dire plus de sept ensembles, n'apporte en général aucune amélioration du comportement dynamique du réglage par logique floue. Par contre, un tel choix compliquerait la formulation des règles d'inférence et augmente le temps de traitement [106]. Cette subdivision est organisée sous la forme d'une table de décision, inspirée du comportement d'une réponse d'un système dans le plan de phase linguistique.

L'établissement des règles définissant la sortie, découlant d'une expertise de fonctionnement. Pour notre application, nous avons utilisé la base de règles donnée par le (tableau IV.1), qui découle d'une expertise de fonctionnement basée sur le principe du bang-bang, qui offre de très bons résultats [112]. Cette dernière est organisée sous forme d'une table de décision, avec un près découpage de l'univers de discours de la sortie en neuf ensembles flous.

e/ $\Delta e$	NG	NM	NP	EZ	PP	PM	PG
NG	NTG	NTG	NTG	NG	NM	EZ	PTG
NM	NTG	NTG	NG	NG	NM	EZ	PTG
NP	NTG	NG	NG	NM	PP	PG	PTG
EZ	NTG	NG	NM	EZ	PM	PG	PTG
PP	NTG	NG	NP	PM	PG	PG	PTG
PM	NTG	EZ	PM	PG	PG	PTG	PTG
PG	NTG	EZ	PM	PG	PTG	PTG	PTG

**Tableau IV.1** Table des règles de décision floue

Le schéma suivant montre d'une façon générale l'interprétation et la représentation des sous-ensembles flous de la sortie.



**Fig. IV.7** Répartition des valeurs de commande

**Signification française :**

**N** : négatif, **P** : positif, **T** : très, **G** : grand, **M** : moyen, **P** : petit, **EZ** : environ zéro.

**VI.5.4 Construction graphique de la sortie de commande**

La fonction d'appartenance du sous-ensemble flou relatif à la variation de la commande  $\Delta U$  correspond au maximum (choix de l'opérateur d'union dans le tableau (III.2)) des commandes élémentaires définies à partir d'un vecteur de mesure. Ces commandes élémentaires sont construites en utilisant l'opérateur d'intersection (utilisation du ET dans les prémisses). Pour résumer, la construction graphique de la solution floue suit les étapes suivantes :

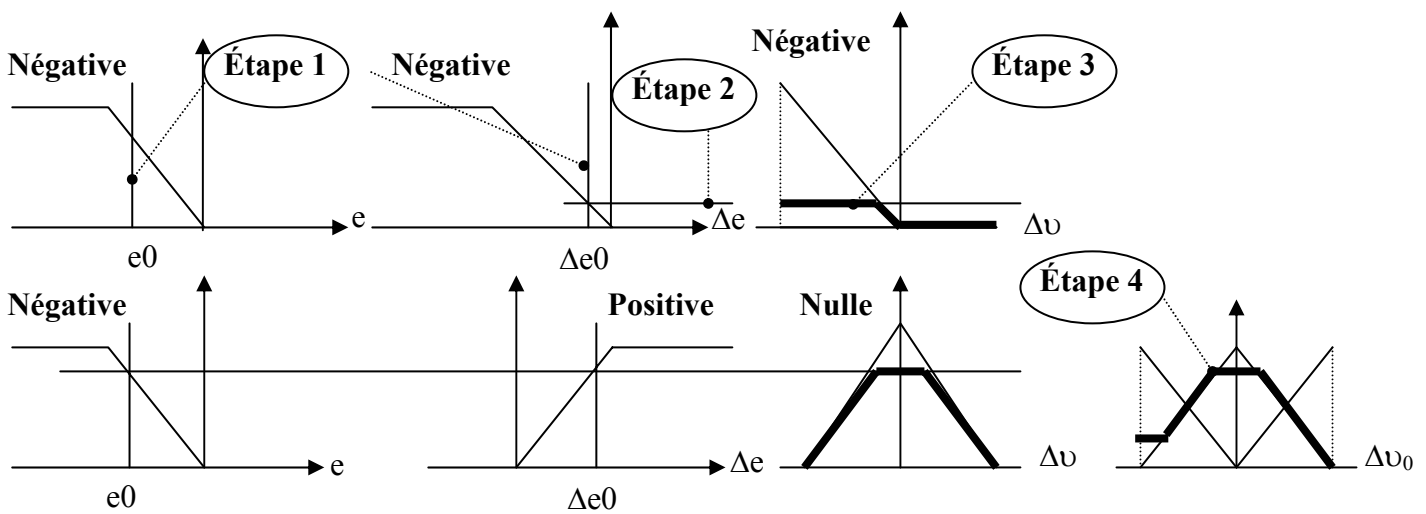
**Etape 1** : Pour chaque règle R, définir l'erreur et la variation de l'erreur (choix d'une fuzzification par singleton).

**Etape 2** : Reporter le minimum des deux valeurs sur le sous-ensemble flou (opérateur d'intersection : fonction min).

**Etape 3** : Construire la commande floue élémentaire pour la règle R (implication floue et mécanisme d'inférence).

**Étape 4 :** Prendre le maximum des solutions élémentaires (agrégation des règles par utilisation de l'opérateur d'union).

**Étape 5 :** La région floue résultante de l'agrégation doit être défuzzifiée pour fournir des valeurs réelles à la sortie du modèle. La défuzzification peut être réalisée par l'une des nombreuses méthodes qui existent dans la littérature. Dans notre cas nous avons considéré la méthode du centre de gravité lors de la méthode des hauteurs pondérées.



**Fig.IV.8** Construction de la commande floue  $\Delta U_0$

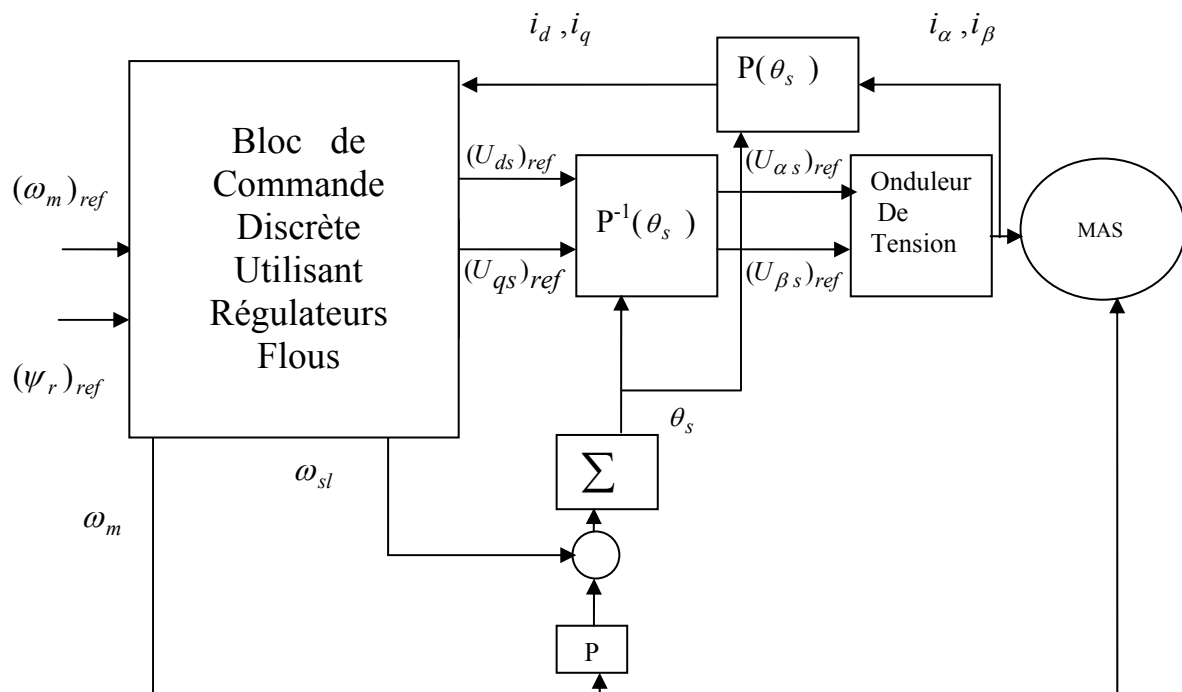
n° Règle	Si $e$ est	Et $\Delta e$ est	Alors $\Delta U$ est
1	Négative	Négative	Négative
2	Négative	Positive	Nulle
3	Positive	Négative	Nulle
4	Positive	Positive	Positive

**Tableau IV.2** Base de règles de la commande floue  $\Delta U_0$

#### IV.6 Simulation numérique :

Les simulations numériques que nous allons effectuer, concernent la stratégie de commande décrite par le schéma bloc de figure (IV.9), en prenant les mêmes considérations de fonctionnement que les simulations des chapitres précédents.

En ce qui concerne la méthode de commande du flux  $\phi_{rd}$ , nous utilisons la commande vectorielle à flux constant vue sa simplicité d'implémentation.



**Fig.IV.9** Schéma bloc de la stratégie de commande considérée

#### VI.6.1 Simulation dans le cas où l'onduleur MLI est assimilé à un amplificateur idéal

Les figures IV.10 jusqu'à IV.14 représentent les réponses suivantes :

- évolution de la vitesse de rotation,
- évolution du couple développé par la machine,

- évolution de l'erreur sur l'amplitude du flux  $\psi_r$ ,
- évolution de l'erreur sur l'orientation du flux  $\rho$ ,
- évolution des flux rotoriques, direct et en quadrature,
- évolution des courants statoriques  $i_{ds}$ ,  $i_{qs}$ ,
- évolution du courant statorique  $i_{as}$

$$\text{Erreur sur l'amplitude du flux rotorique} = \frac{\psi_r}{\psi_{ref}}$$

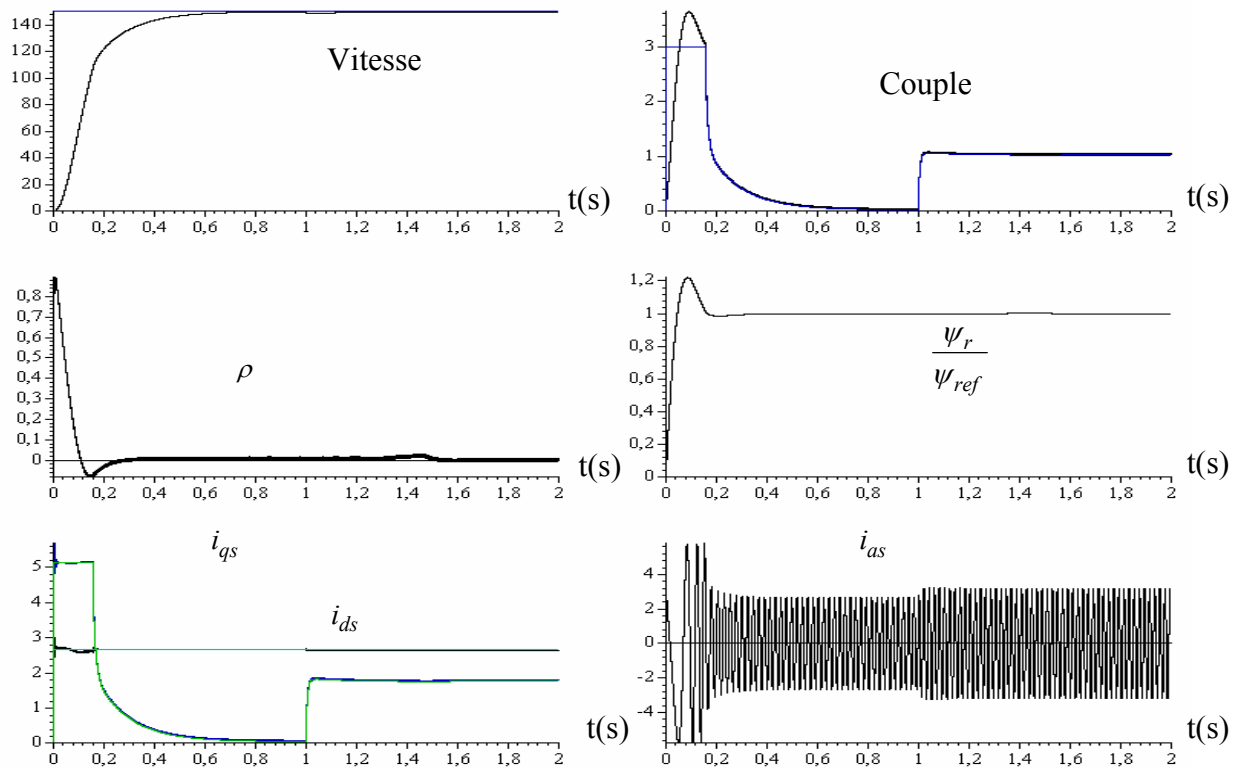
$$\text{Erreur sur l'orientation du flux rotorique } \rho = \arctg \frac{\psi_{rq}}{\psi_{rd}}$$

Les termes de découplage sont calculés on utilisant les courants de référence.

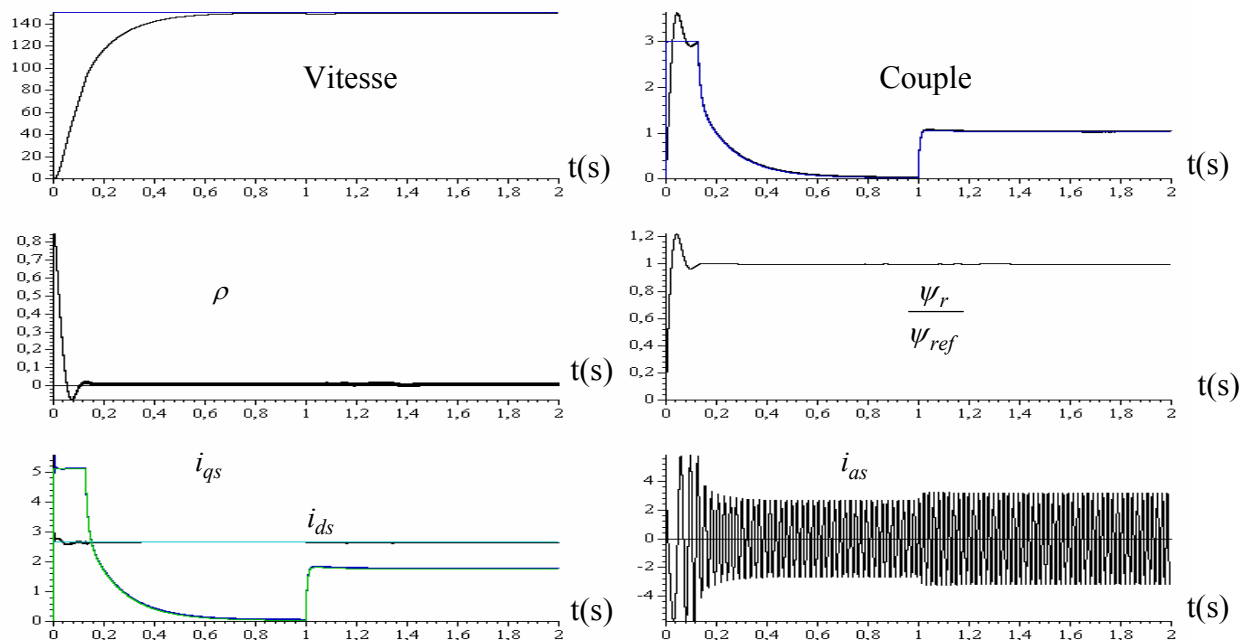
Les résultats de simulation obtenus montrent la dynamique de réglage de la vitesse et le rejet de toute perturbations. Nous notons que, dans tous les cas, la variation du couple de charge ainsi que l'inversion brusque de la vitesse n'affectent pas le flux rotorique, ce qui nous permet d'affirmer que le découplage entre les deux grandeurs, couple et flux rotorique, est réalisé.

Nous constatons également que le découplage couple flux est réalisé étant donné que l'allure du courant  $i_{qs}$  est proportionnelle à celle du couple électromagnétique

Nous avons constaté aussi une robustesse de la commande considérée vis-à-vis de la variation de la constante rotorique, car l'orientation du flux rotorique et le découplage entre le flux et le couple sont parfaitement maintenus.

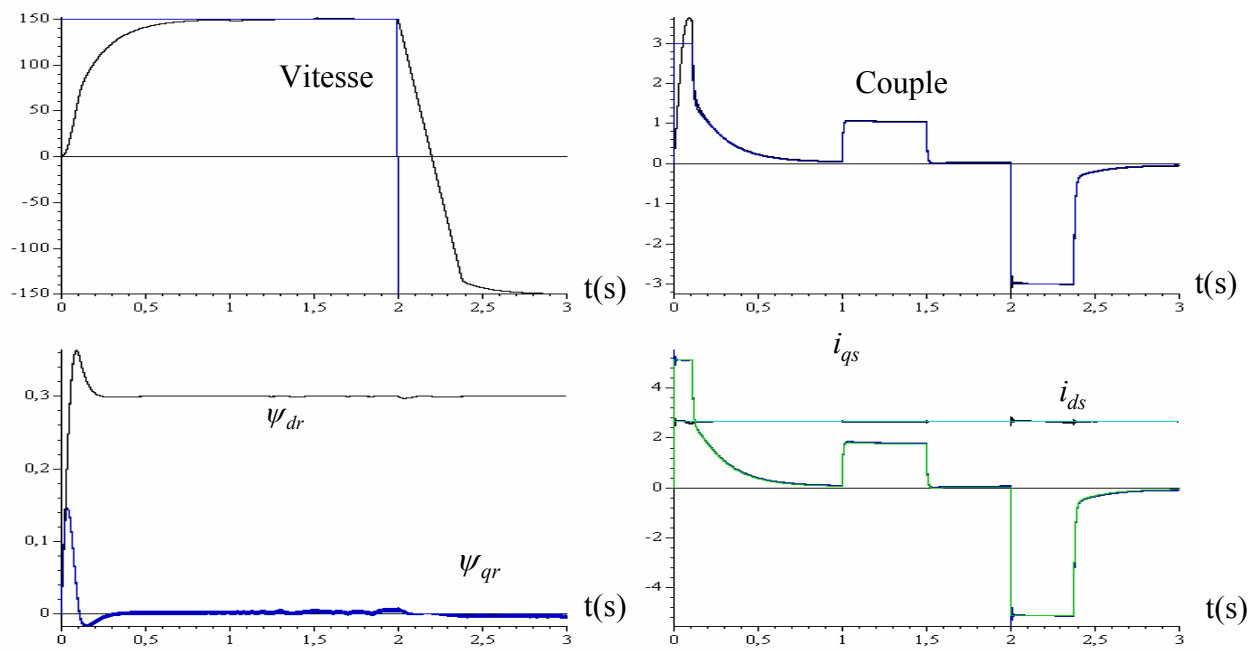


**Fig.IV.10** Résultats de simulation de la commande vectorielle totalement discrète de la machine asynchrone alimentée en tension

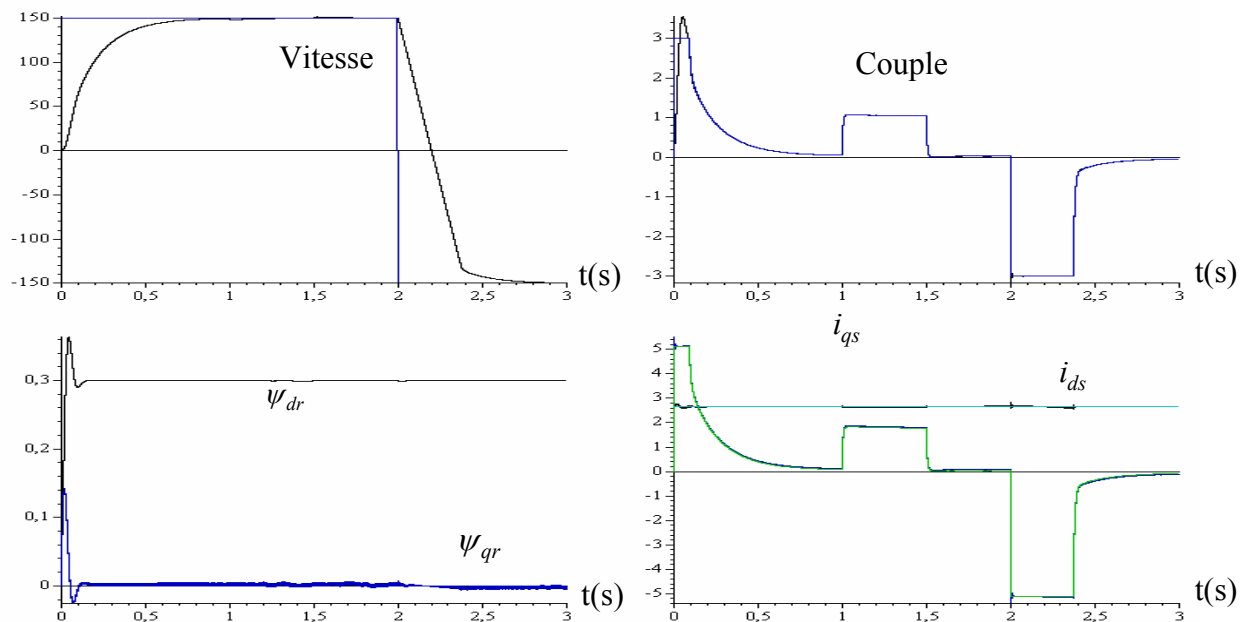


**Fig.IV.11** Résultats de simulation de la commande vectorielle totalement discrète de la machine asynchrone, avec une diminution de la constante de temps rotorique  $T_r$  de +50%

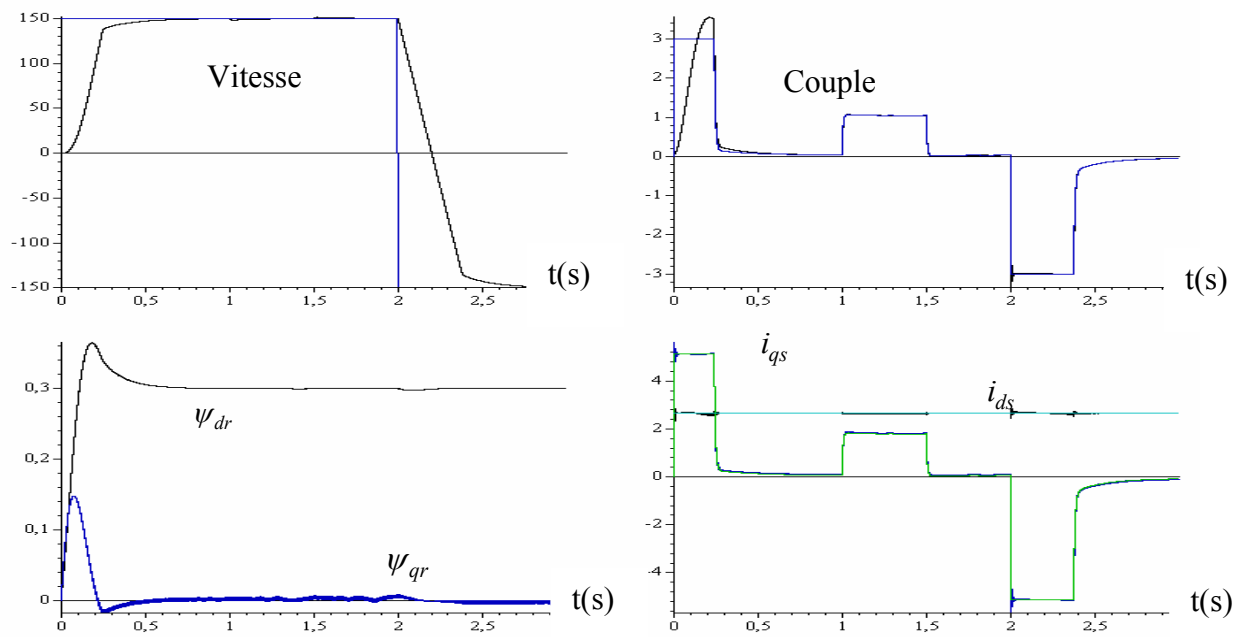




**Fig.IV.12** Simulation de la commande vectorielle indirecte totalement discrète de la machine asynchrone



**Fig.IV.13** Simulation de la commande vectorielle indirecte de la machine asynchrone, avec une diminution de la constante de temps rotorique  $T_r$  de 50%



**Fig.IV.14** Simulation de la commande vectorielle indirecte de la machine asynchrone, avec une augmentation de la constante de temps rotorique  $T_r$  de +50

#### IV.6.2 Simulation dans le cas où la machine est alimentée par onduleur MLI.

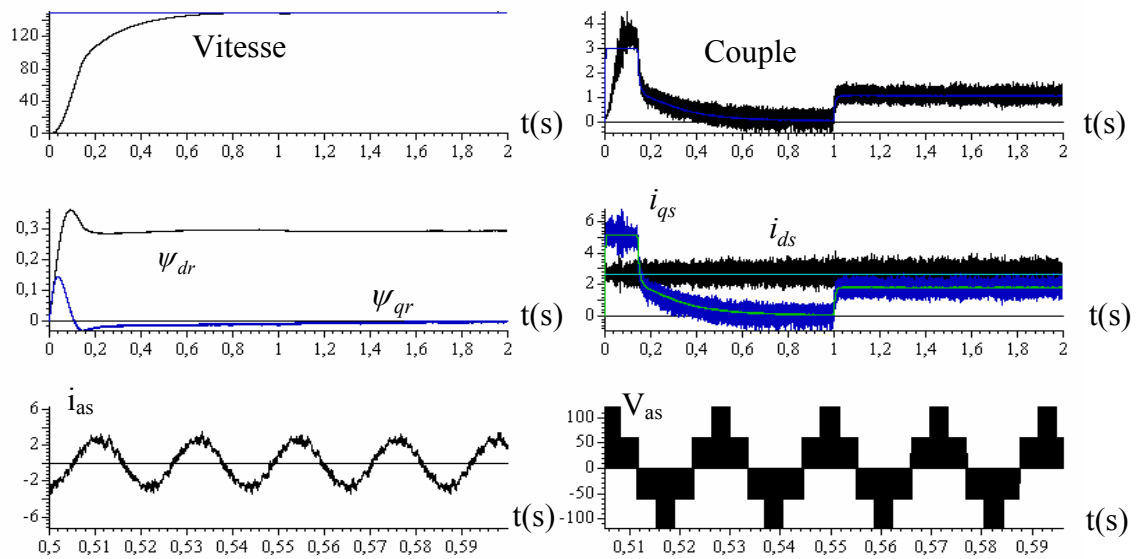
Les figures IV.15 jusqu'à IV. 20 représentent les réponses suivantes :

- évolution de la vitesse de rotation,
- évolution du couple développé par la machine,
- évolution des flux rotoriques, direct et en quadrature,
- évolution des courants statoriques  $i_{ds}$  ,  $i_{qs}$  ,
- évolution du courant statorique  $i_{as}$
- évolution de la tension statorique  $V_{as}$

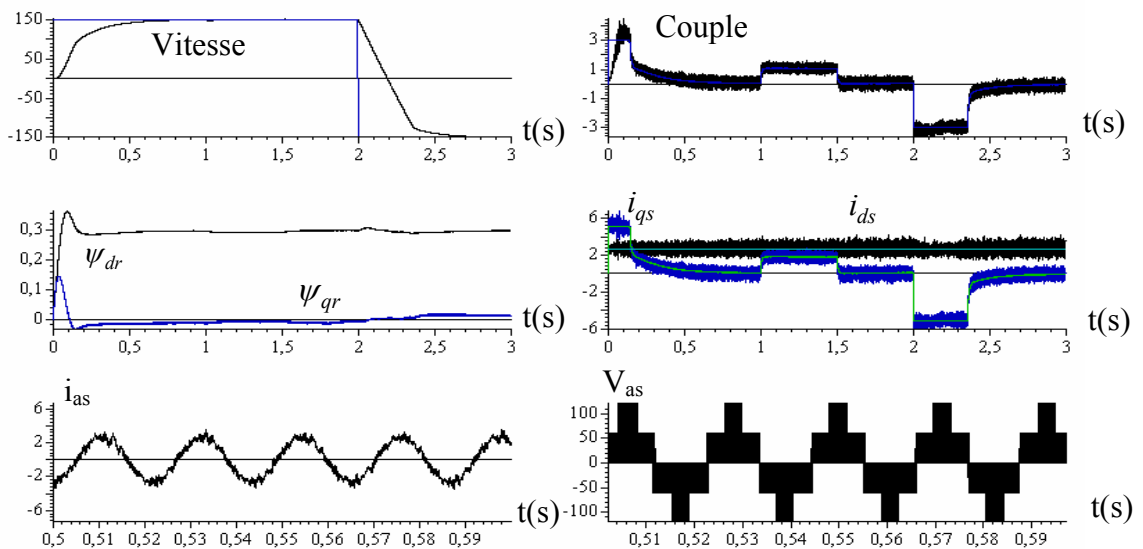
Pour l'étude de l'influence des variations paramétriques (en particulier la constante de temps rotorique) sur la commande de la machine, un test de robustesse a été effectué, en supposant une erreur de plus ou moins 50% sur l'estimation de la constante de temps rotorique ( $T_r$ ).

D'après les résultats de simulation obtenus, nous remarquons que le découplage est parfaitement maintenu comme montrent les réponses dynamiques du flux rotorique notamment lors de l'application d'un couple de charge et l'inversion brusque de la vitesse, ainsi qu'en présence d'une variation de la constante de temps rotorique.

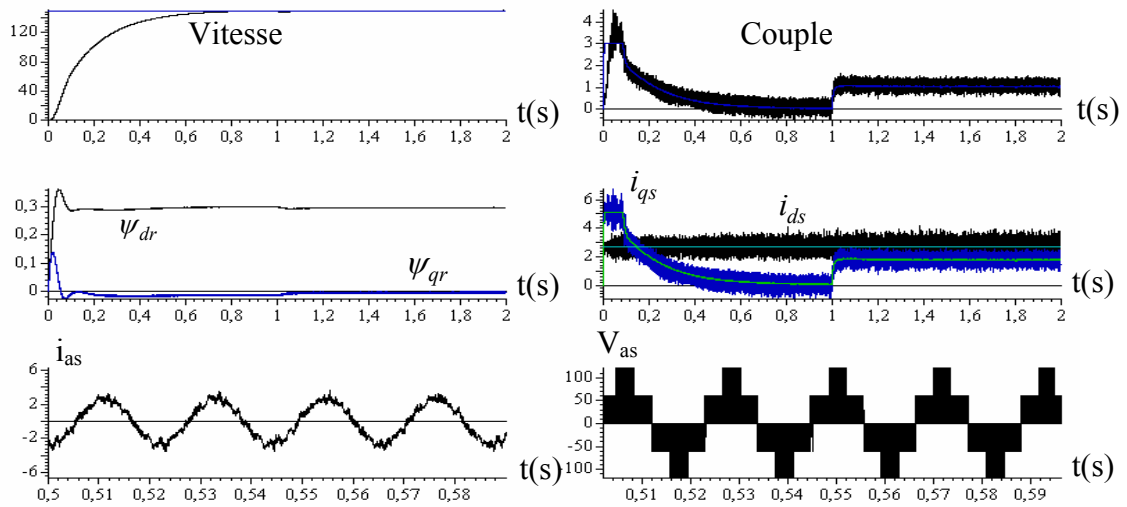
Donc l'orientation du flux reste inchangée, de même pour la performance de la vitesse. Ce qui montre que la commande par logique floue offre une robustesse de la commande vectorielle vis-à-vis des entrées de consigne et de perturbation en présence de la variation de la constante de temps rotorique.



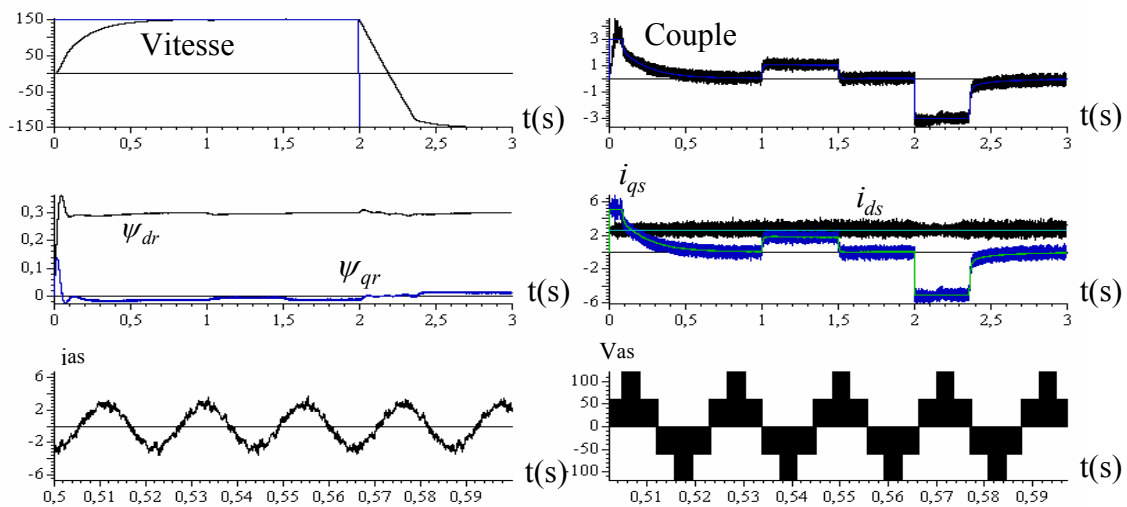
**Fig.IV.15** Résultats de simulation de la commande vectorielle totalement discrète de la machine asynchrone



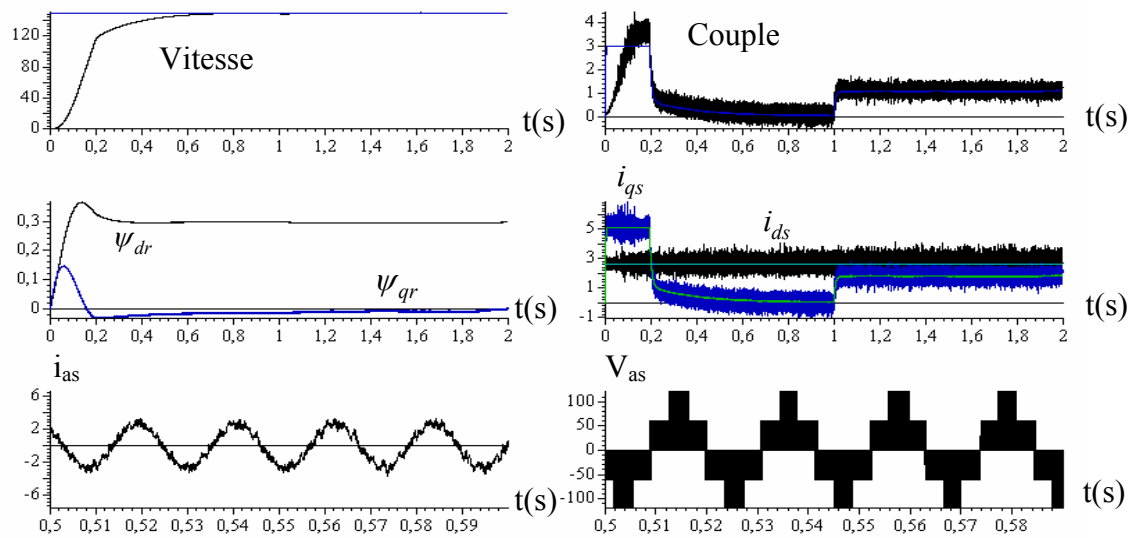
**Fig.IV.16** Résultats de simulation de la commande vectorielle totalement discrète de la machine asynchrone



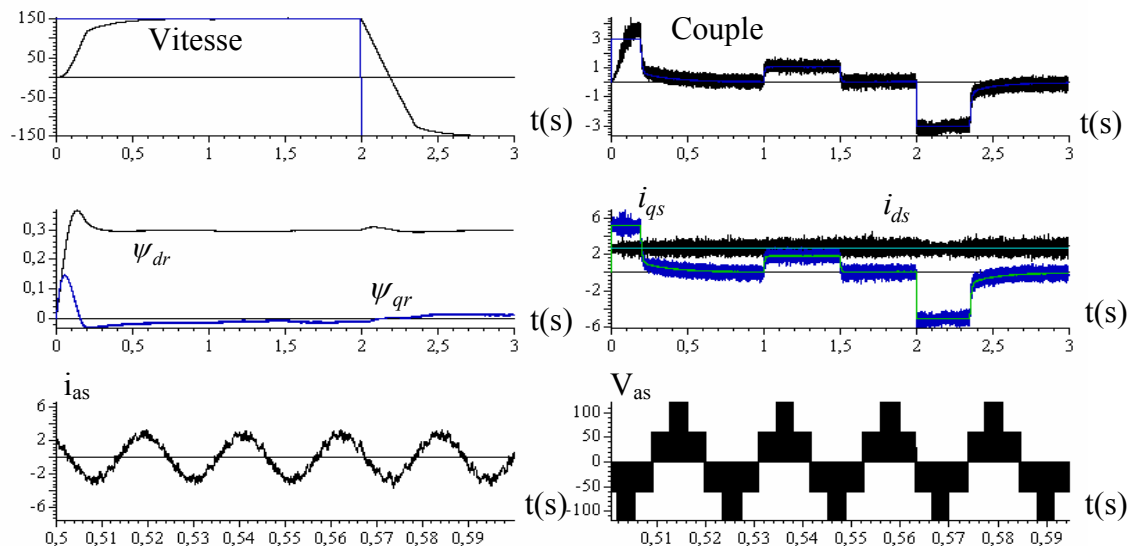
**Fig.IV.17** Résultats de simulation de la commande vectorielle totalement discrète de la machine asynchrone, avec une diminution de la constante de temps rotorique  $T_r$  de 50%



**Fig.IV.18** Résultats de simulation de la commande vectorielle totalement discrète de la machine asynchrone, avec une diminution de la constante de temps rotorique  $T_r$  de 50%



**Fig.VI.19** Résultats de simulation de la commande vectorielle totalement discrète de la machine asynchrone, avec une augmentation de la constante de temps rotorique  $T_r$  de +50%



**Fig.IV.20** Résultats de simulation de la commande vectorielle totalement discrète de la machine asynchrone, avec une augmentation de la constante de temps rotorique  $T_r$  de +50%

## IV.7 CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons présenté la commande vectorielle indirecte discrète utilisant des régulateurs flous. Nous remarquons que cette dernière offre une bonne robustesse de la commande vectorielle vis à vis des variations de la constante de temps rotorique et des perturbations externes tel que le couple de charge et l'inversion de vitesse.

La logique floue s'adapte à la régulation de processus aussi bien linéaire que non-linéaire, ainsi aux perturbations internes et externes du processus à commander. La commande par logique floue se prête très bien au réglage et à la commande de processus mal maîtrisable par des méthodes classiques conventionnelles (réglage classique ou réglage d'état). Donc il y'a lieu de signaler qu'il existe une différence importante entre les régulateurs flous et les régulateurs classique PI.

Les différents résultats obtenus nous mènent à conclure que lors de l'application d'un couple résistant égal au couple nominal, le régulateur flou donne de bonnes performances pour ce qui est de la qualité des réponses et son rôle d'amortisseur de perturbations vis-à-vis des entrées de consigne en présence de la variation de la constante de temps rotorique, ce qui atteste de la robustesse des régulateurs à logique floue.

# Conclusion générale



## Conclusion générale

Dans notre thèse, nous avons étudié le cas d'une commande découplée discrète élaborée à partir d'une commande continue de la machine asynchrone alimentée par un onduleur de tension par application de la commande vectorielle en discrétisant les algorithmes de commande ainsi que la transformée de Park, l'objectif de ces travaux est d'étudier théoriquement les problèmes liés à l'implémentation de la commande discrète élaborée tels que l'effet de la MLI, les régulateurs discrets et la transformation inverse de Park discrète.

Les résultats obtenus dans les deux cas considérés à savoir la commande directe est indirecte sont très satisfaisants comparés aux résultats obtenus dans le cas d'une commande continue équivalente. Cela a été possible grâce au bon choix des valeurs des paramètres des régulateurs utilisés, ce qui montre le bien fondé de la méthode utilisée, pour ce choix dans les régulateurs discrets.

Ainsi, nous pouvons dire que la commande vectorielle discrète permet d'avoir un découplage entre les deux grandeurs « couple-flux » de la machine et par conséquent des performances dynamiques similaires à celles d'une machine à courant continu.

La commande directe, qui nécessite l'emploi du régulateur de flux, ajoute une constante de temps supplémentaire et engendre donc une diminution des performances dynamiques de la commande. La méthode relativement simple consiste à imposer le flux de la machine constant. Cette approche qui réduit souvent le modèle de la machine à celui de la machine à courant continu à excitation indépendante, est la plus largement utilisée actuellement pour des raisons de simplicité d'implantation.

Dans un deuxième cas nous avons effectué une étude concernant l'influence de la discrétisation de la transformation inverse de Park sur les performances de la commande considérée tout en gardant des régulateurs discrets. D'après les résultats obtenus nous pouvons dire que nous sommes arrivés à construire une commande totalement discrète qui se rapproche le plus possible d'une commande totalement continue. Nous pouvons dire aussi que cette étude nous a permis d'avoir une idée sur les réponses de la machine dans le cas d'une

discrétisation totale de la commande (régulateurs + transformation inverse de Park), qui sont satisfaisants comparés aux résultats obtenus par d'autres chercheurs.

Pour ce qui concerne l'étude de l'influence de la variation de la constante de temps rotorique sur la commande de la machine asynchrone muni de son pilotage vectoriel discret, un test de robustesse a été effectué. Nous avons montré que la stratégie de commande par flux orienté utilisant des régulateurs PI classiques présente l'inconvénient d'être très sensibles aux variations des paramètres du moteur en particulier la constante de temps rotoriques qui est souvent difficile à identifier et varient avec l'état de fonctionnement du moteur, à cause de phénomènes divers tels que l'effet de peau, la variation de la température ou la saturation magnétique. Donc une erreur sur les paramètres de la machine considérée se traduit par une mauvaise orientation du flux rotorique sur le repère choisi surtout quand la machine est chargée.

Plusieurs méthodes d'adaptation sont proposées dans la littérature en se basant sur des concepts automatiques ou électrotechniques telles que la commande adaptative par modèle de référence et la commande auto-ajustable. 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 le réglage classique avec régulateurs PI dépend fortement des paramètres (autres que  $T_r$ ) de la machine, une erreur d'identification de ces paramètres ou d'estimation des grandeurs à contrôler conduira obligatoirement à une détérioration des performances du réglage surtout quand la machine est chargée.

Vu cet inconvénient majeur, une solution est obtenue grâce à l'emploi d'une méthode sophistiquée telle que la commande par logique floue qui se prête très bien au réglage et à la commande de processus mal maîtrisables par des méthodes classiques conventionnelles (réglage classique ou réglage d'état).

Dans le cas de la commande vectorielle indirecte discrète utilisant des régulateurs flous.

Les résultats obtenus nous ont permis de remarquer que cette dernière offre une bonne robustesse de la commande vectorielle vis à vis des variations de la constante temps rotorique et des perturbations externes tel que le couple de charge.

La logique floue s'adapte à la régulation de processus aussi bien linéaires que non-linéaires, ainsi qu'aux perturbations internes et externes du processus à commander. Donc il y a lieu de signaler qu'il existe une différence importante entre la logique floue et la régulation PI.

Les différents résultats obtenus nous conduisent à conclure que lors de l'application d'un couple résistant égal au couple nominal, le régulateur flou présente de bonnes performances pour ce qui est de la qualité des réponses et son rôle d'amortisseur de perturbations tels que la variation de la constante de temps rotorique, ce qui atteste de la robustesse des régulateurs à logique floue. Par contre, nous citons un inconvénient dans l'utilisation des régulateurs à logique floue, qui est l'absence de base mathématique pour déterminer les gains de normalisation. Ces derniers sont trouvés à l'aide de tests sur le système à régler.

Les études par simulations numériques ont permis de mettre en évidence les bonnes performances dynamiques et statiques des commandes proposées.

Néanmoins, il reste l'étape suivante qui est l'implantation de ces commandes proposées sur un système numérique (Processeur DSP) pour confirmer expérimentalement les bonnes performances obtenues par simulation et étaler l'étude sur d'autres considérations telle que le fonctionnement avec des vitesses supérieures à la vitesse nominale et éventuellement dans le cas du phénomène de saturation.

# **BIBLIOGRAPHIE**

## VIII. Bibliographie

- [1] J. Châtelin, *Machines Electriques*, Traité d'électricité, Presses Polytechnique Romandes, 1983.
- [2] F. Blaschke, « The principle of field orientation as applied to a new trans vector closed-loop control system for rotating-field machines », *Siemens Review*, vol. 34, May.1972.
- [3] Y. Edward, Y. Ho and P. C. Sen, «Decoupling control of induction motors», *IEEE Trans. Ind. Elec.*, Vol. 35, N°2, May 1988, pp 253-262.
- [4] P. Vas, *Vector control of AC machines*, Oxford Science Publication, 1990.
- [5] M. O. Mahmoudi, « Sur la commande de la machine asynchrone alimentée en tension », *Thèse de doctorat d'état*, ENP Alger 1999.
- [6] B. Robyns, « Commande numérique évoluée d'actionneurs à courant alternatif », *Thèse de doctorat d'Etat en sciences appliquées*, Université Catholique de Louvain, Déc. 1993.
- [7] 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.
- [8] B. Robyns, Y. Fu, H. Buyse, F. Labrique, « Flux control performance of an induction motor indirect F.O.C using a simplified current control strategy », *Proceedings of the International Conference on Electrical Machine ICEM'94*, Gif-sur-Yvette, France, September 1994, pp 374-379.
- [9] T. M. Rowan, R.J. Kerkman et D. Leggate, «A simple on-line adaptation for indirect field orientation of induction machine », *IEEE Trans Ind. Application*, Vol.27, N°24, jul./aug. 1991, pp. 720-727.
- [10] G.A Capolino et Y. Y. Fu, « Commande de machines asynchrones par flux orienté : principe, méthode et simulation », *Institut Méditerranéen de Technologie, Technopôle de Château Gombert, Rapport interne*.
- [11] Lajoie-Mazence, « Les techniques de commande vectorielles des machines asynchrones destinées à la variation de vitesse à haute performance » *EDF*, Jan, 1992.
- [12] L.Barazane, « Commande vectorielle d'une machine asynchrone alimentée en courant », Alger: ENP, *Thèse de Magister*, 1993.
- [13] P.Barraet, « Régimes transitoires des machines tournantes électriques », *Ed. Eyrolles*. 1982.
- [14] K. Jelassi, «Positionnement d'une machine asynchrone par la méthode du flux orienté », *Thèse de Doctorat*, INP Toulouse (France), 1991.

- [15] Y. Fu, « Commandes découplées et adaptatives des machines asynchrones triphasées », *Thèse de Doctorat*, Université de Montpellier (France), 1991.
- [16] N. Madani, M.O. Mahmoudi, M.F. Benkhoris, S. Siala, « Comparaison des régulateurs PI et IP pour la commande vectorielle d'une machine asynchrone », *International conférence IEAA '97*, Batna, vol.1, dec.1997, pp.307-312.
- [17] R. Balasubramanian and K. H. Wong, "A micro computer-based self-tuning IP controller for DC machines", *IEEE Trans. Ind. Application*. Vol. IA-22, N° 6, pp 989-999, 1986.
- [18] G.C. Verghese, S.R. Sanders "Observers for flux estimation in induction machines", *IEEE Transaction on industrial electronics*, vol.35, n°1, fevrier 1988, pp.85-94.
- [19] Y. Fu « Commande vectorielle des machines à courant alternatif étude des problèmes liés à la numérisation des régulateurs », *Thèse de doctorat en sciences appliquées*, Université Catholique de Louvain, Déc. 1995.
- [20] G. Henneberger, "Dynamic behaviour and current control methods of brushless DC motors with different rotor designs", *Proceedings of the 3th. EPE Conference*, Aachen, Oct 1989, pp 1531-1536.
- [21] G. A. Capolino, « Commande numérique vectorielle des machines à courant alternatif alimentées en courant », *RGE*, N°05/92, Mai 1992, pp. 148-160. :
- [22] B. Vulturescu « Contribution a la commande robuste des systèmes électromécanique par la méthode du modèle de comportement », *Thèse de doctorat*, Université des Sciences et Technologies de Lille, Mars. 2002
- [23] J. Holtz, E. Bube, "Feild-oriented asynchronous pulse-width modulation for high-performance AC machine drives operating at low switching frequency", *IEEE Trans. On Industry Application*, vol. 27, N° 3, May/June 1991, pp 574-581.
- [24] P. Vas and J. Li, « Simulation of vector-controlled induction motor drives » *IMACS-TCI*, July 1993, pp 409-413.
- [25] W. Leonhard, *Control of Electrical Drives*, Edition Springer-Verlag, 1995.
- [26] S. Morimoto, Y. Takoda, T. Hirassa, "Current phase control methods for permanent magnet synchronous motors", *IEEE Transaction on Power Electronics*. Vol. 5, N° 2, April 1990, pp 133-139.
- [27] T. Rekioua, F. M. Tabar, J. P. Caron, R. Le Doeuff, "Study and comparison of two different methods of current control of a permanent magnet synchronous motor", Doeuff, J. Robert Ed, Modeling and control of electrical machines: new trends, *Elsevier Science Publishers B. V.* (North-Holland) pp 145-151.
- [28] W. L. Erdman, R. G. Hoft, « Induction machine field orientation along air gap and stator flux », *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 5, N° 1, Mars 1990, pp 115-121.
- [29] I. Miki «Anew simplified current control method for field oriented induction motor drives», *IEEE Transactions on Industrial application*, Vol. 27, N°.6, November/December 1991.

- [30] B. Robyns, D. Galardini, " An optimized adaptive reduced-order flux observer", *Proceedings of the 5<sup>th</sup> European Conference on Power Electronics and Application*, EPE'93, Brighton, 13-16 Sept 1993, pp 422-427.
- [31] A. Larabi, D. Grenier, F., Labrique, «A Simplified Vector Control Scheme for an Induction Motor Revised. » *IEEE Conference on Advanced Motion Control AMC'98*, Coimbra, Portugal, pp24-29.
- [32] A. Larabi, F. Labrique, K. Yazid « Application des techniques de linéarisation par retour d'état à la commande d'une machine asynchrone » *CIMASI' 2000*, 23-25 octobre 2000, Ecole Hassania Casablanca Maroc.
- [33] A. Larabi, F. Labrique, K. Yazid « Asservissement de position d'une variable articulaire d'un robot » *5<sup>ème</sup> congrès de mécanique*, 17-20 avril 2001 Université de Mekhnès Maroc, Tome 1, pp 82-83.
- [34] A. Larabi, F. Labrique, « Influence des erreurs de mesure des courants sur la commande d'une machine asynchrone » *Journées de métrologie*, 17-19 Avril 2002, ENIM Rabat Maroc, pp 211-214.
- [35] H. Rapp, « Examination of transit 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
- [36] Y. Fu, S. Yala, B. Robyns, F. Labrique, H. Buyse, « Discretization problems related to fully digital control system for the PM synchronous actuators », *Proceedings of the 4<sup>th</sup> International Conference IMACS-TCI'93*, on computational aspects of electromechanical energy converters and drives, Montréal, July 1993, pp 397-402.
- [37] A. Larabi, F. Labrique, « Influence de la numérisation des régulateurs et de l'alimentation par onduleur MLI sur les performances de système d'entraînement à moteur asynchrone ». *International Conférence Electrotechnics, ICEL 98*, 5-7 Octobre 1998, USTO Oran, Algérie, pp 155-160.
- [38] J. P. Palma, J. G. Dente «Induction motor drive positioning with a simplified vector control strategy», *Proceeding of the 7<sup>th</sup> conference IEEE, Melecon'94*. Antalya, Turquie, Apr. 1994. pp. 785-788.
- [39] B. Robyns, H. Buyse, F. Labrique, « Position tracking control with an induction actuator using pole placement and decoupling state feedback », *Proceedings of the IMACS Symposium on Modeling and Control of Technology System*, Lille, Mai 1991, pp 224-229.
- [40] B. Robyns, H. Buyse, F. Labrique, « Study and implementation of a simplified and robust position digital controller for a PM synchronous actuator », *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol 9, N°5, September 1994, pp 457-462.
- [41] Y. Fu, B. Robyns, F. Labrique, « Comparaison de deux stratégies de commande de moteurs synchrones à réluctance », *Actes du 7<sup>e</sup> Colloque International sur les Moteurs pas à pas*, Nancy, July 1992, pp 87-94

- [42] R. D. Lorentz and D. B. Lawson, «A simplified approach to continuous on-line tuning of field-oriented induction machine drives», *IEEE Trans. Ind. App.*, vol. 26, N° 3, May/Jun 1990, pp 420-424.
- [43] E. Gilson «The brisk A digital signal processor dedicated to the command AC electromechanical actuators», *Proc. Of the 19th congress of the international council of the aeronautical sciences*, Anaheim California, USA, sep. 1994, vol. 2, pp. 1372-1377.
- [44] R. Wu, S. B. Dewan and G. R. Slemon, « A PWM AC-to-DC converter with fixed switching frequency », *IEEE Trans. On Ind. Application*, vol. 26, N°5, Sep/Oct.1990, pp 880-885.
- [45] E. Yamada, «The present state of power electronics», *PEEDAM 92*, Positano, may 1992, pp. 151-159.
- [46] P. Rossetti, «Evolution des composants de moyenne puissance à usage industriel (Progress in electronics) RGE, N° 5/92, mai 1991, PP. 4-9.
- [47] 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.
- [48] A. Shonung, H. Stemmler, « Static frequency changers which sub harmonic control in conjunction with reversible variable speed drives », *Brown Boveri Review*, Aug/Sep.1964.
- [49] J. E. Flood and M.J. Hawksford, ”Exact Model for Delta Modulation Process”, *Proceedings IEE*, Vol. 118, N° 9, Sep.1971, pp. 1155-1161
- [50] H.S. Patel, R.G. Hoft, “Generalized techniques of harmonic elimination and voltage control in thyristor inverters: Part I: Harmonic elimination”, *IEEE Trans on Ind. Application*, Vol. IA-9 N°3, May/jun. 1973, pp310-317.
- [51] 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.
- [52] M.H. Kheraluwa and D.M. Devan, « Delta modulation strategies for resonant link inverter », *IEEE Trans. On power Elec.*, Vol. 5, N°2, Apr. 1990, pp220-280.
- [53] P.N. Enjeti, P.D. Ziogas and J.F. Lindsay, « Programmed PWM techniques to eliminate harmonics: A critical evaluation », *IEEE Trans. On Ind. Application*, Vol 26, N°2, Mar/Apr.1990, pp 302-316.
- [54] M.O. Mahmoudi, « Analyse microscopique et macroscopique d'un moteur asynchrone alimenté par un onduleur à MLI », *Journées Tunisiennes JTEA'91*, Gabès (Tunisie), Jan.1991.



- [55] R. Wu, S. B. Dewan and G. R. Salmon, « Analysis of an AC-to-DC voltage source converter using PWM with phase and amplitude control », IEEE Trans. on Ind. Appl, vol. 27, N°2, Mar/Apr.1991, pp 355-363.
- [56] 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/Fev. 1987, pp 78-84.
- [57] 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.
- [58] T. Kataoka, K. Mizumachi, and S. Miyairi, « A pulse width 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.
- [59] A. Ludwig, « Power electronics in German railway propulsion », Proceedings of the IEEE, vol. 76, N°4, Apr.1988, pp. 472-480.
- [60] O. Stihi, « Single phase controlled-current PWM converter », Master thesis, Mc Gill University (Canada), 1987.
- [61] O. Stihi 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.
- [62] S. Grouni, « Etude de l'étage d'alimentation d'un onduleur de tension alimentant un moteur asynchrone », Thèse de Magister, ENP (Algerie), 1992.
- [63] M. O. Mahmoudi, O. Stihi, B. Hemici, S. Hamdani, « Etude et Réalisation d'un Convertisseur AC/DC à Facteur de Puissance Unitaire », Conférence nationale SNAS'99, Annaba.
- [64] M. O. Mahmoudi, O. Stihi, 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.
- [65] S. Hamdani , « Etude et réalisation d'un Convertisseur AC/DC à Facteur de Puissance Unitaire », Thèse de Magister, ENP (Algerie ), 1999.
- [66] P. Sente, H. Buyse, « Modulation à largeur d'impulsion pour onduleur à commande numérique vectorielle » *6<sup>ème</sup> colloque sur le positionnement incrémental par entraînement électrique*, Lausanne, juillet 1990. pp. 101-112.
- [67] J.P.Louis, C.Bergmann «Commande numérique des ensembles convertisseurs machines», *RGE n°5/92*, Mai 1992. pp.124-133.
- [68] 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.

- [69] Y. Fu, B. Robyns, F. Labrique, « Investigations on a fully digital control system for synchronous actuators », *Proceedings of the International Symposium on Industrial Electronics, IEEE-ISIE '93*, Budapest, July 1993, pp. 290-295.
- [70] Y. Fu, P. Sente, B. Robyns, F. Labrique, « Fully digital FOC control of a VSI fed synchronous motor using a ripple free current measurement method », *Proceeding of the Symposium on Power Electronics, Electrical Drives, Advanced Electrical Motors*, Taormina, June 1994, pp 71-75.
- [71] F. Harashima, S. Konodo, K. Ohnishi, M. Kajita, M. Susono, « Multimicroprocessor-based control system for quick response induction motor drive », *IEEE Trans. on Ind. Application* Vol. IA-21, N°4, May/Jun 1985.
- [72] D. Naunin, C. Karaali, C. E. Sechelman « Compact solution for the control of high dynamic synchronous servo drives using a fast microcontroller », *Proceedings of the 4<sup>th</sup> EPE Conference*, Firenze, 1991, pp 2.614-2.617.
- [73] G. Henneberger, T. Lutter, «Brushless DC-motor with digital state controller», *Proceedings of the 4<sup>th</sup> EPE Conference*, Firenze, 1991, pp 4.104-4.110.
- [74] D. Grenier, F. Labrique, E. Matagne, H. Buyse , « Evaluation of the discretisation effect on the control in the park reference frame of VSI Fed PM synchronous motor drives», *revue Electromotion (1997)*, pp. 186-192.
- [75] **A. Larabi**, M.S. Boucherit, «Vector control of an asynchronous machine taking into account discretisation problems of the command as well as the park reverse transformation», *revue Electromotion*, vol.10, n°4, 2003, pp 489-493.
- [76] E. Monmasson, X. Roboan, J. Hapiot, " ASIC or microcontroller: two technological solution for current controlled induction motor", *Proceedings of the Symposium on Power Electrical Drives*, Advanced Electrical Motors, Taormina, June 1994, pp 293-298.
- [77] Y. Fu, F. Labrique, H. Buyse.«Stability study of the numerical implementation of induction motor drive systems by using a program developed in a MATLAB environment », *proceedings of the EPE '96 conference*, Nancy, France, June 1996 , pp.71-76.
- [78] K. Yazid, «Commande vectorielle de la machine asynchrone avec prise en compte des variations de la constante de temps rotorique», *Thèse de Magister*, Alger : USTHB, Département d'Electrotechnique, Juill. 1996.
- [79] B. Hemici, M.O. Mahmoudi, A. Djahbar, « Commande adaptative auto-ajustable indirecte d'une machine asynchrone alimentée en courant avec pilotage vectoriel », *Conférence maghrébine COMAEI'98*, Bejaia, AJOT, 1998, pp.37-40.
- [80] K. Johan Astrom, B. Wittenmark, « Adaptive Control », *addison-Wisley Publishing Company*, USA, 1989.
- [81] Y.D.Landau, *Adaptive Control. The Model Reference Approach*, Inc, New York, 1979.

- [82] B. Hemici, M.O. Mahmoudi, D.Lalili, «Commande non linéaire avec adaptation de la constante de temps rotorique machine asynchrone alimentée en courant», *Internationale Conférence SSA2 '99*, Blida mai 1999, pp. 534-538.
- [83] L.A.S. Ribeiro and al, «Parameter sensitivity of MRAC models employed in IFO-controlled AC motor drive», *IEEE Trans. Ind. elect.* Vol. 44, N°4, aug.1997.
- [84] A.Djahbar, «Sur l'application de commandes adaptatives une machine asynchrone alimentée en courant avec pilotage vectoriel », *Thèse de Magister*, ENP, nov. 1998.
- [85] D. Lalili, «Sur les commandes adaptatives non linéaires de la machine asynchrone», *Thèse de Magister*, ENP, fev.1999.
- [86] **A. Larabi**, M. S. Boucherit «Sensibilité de la commande vectorielle aux incertitudes sur les paramètres d'une machine asynchrone » *Journées de métrologie*, 02-04 Juin 2004, ENIM Rabat Maroc, pp 93-96.
- [87] B. Robyns, H. Buyse, F. Labrique, « Influence of parameter uncertainties on the performance of some inductance actuator indirect field oriented control schemes”, *Proceedings of the International Symposium on Industrial Electronics*, IEEE-ISIE'93, Budapest, Juin 1993, pp 79-84.
- [88] F.Loeser,P.K.Sattler “Identification and compensation of the rotor temperature of AC drives by an observer”, *IEEE Transactions on Industry Application*, vol.5,n°2,April1990.
- [89] P. Vas, M. Alakûla “Field oriented control of saturated induction machines”, *IEEE Transaction on Energy conversion*, vol.5,n°1, March 1990,pp.218-224.
- [90] K.Seba, M.O. Mahmoudi, H Hemici, « Commande vectorielle adaptative aux variations de la résistance rotorique des moteurs asynchrones », *Journées scientifique JST'97*, INH Boumerdes, mai 1997, pp. 413-416.
- [91] B. Hemici, M.O. Mahmoudi, S. Rehahla, «Commande adaptative d'une machine asynchrone alimentée en courant », *Conférence maghrébine COMAEI'96*, Tlemcen, AJOT, vol.3, dec.1996, pp. 108-112.
- [92] 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 alimentée en courant », *I<sup>ères</sup> Journées scientifiques JST'95*, INH Boumerdes , mai 1995, vol.. II, pp.263-266.
- [93] Y. Fu, B. Robyns, «Digital control of a PM synchronous actuator drive system with a good power factor », *Proceedings of the 13<sup>th</sup> IMACS Word Congress*, Dublin, July 1991, pp 1538-1541.
- [94] C. Sun, X. Luo and T. A. Lipo, «Indirect field oriented control of induction machine utilizing a reactive power perturbation scheme», *IMACS-TCI 93*, July 1993, pp 403-407.
- [95] B. K. Bose, « Technology trends in microcomputer control of electrical machines », *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, Vol. 35, n° 1. February 1988.

- [96] Y. Hori, T. Umeno « Implementation of robust flux observer based field orientation (FOFO) controller for induction machines », *IAS Meeting*, San Diego, 1989, pp.523-528.
- [97] T. Du, M. A. Brdys, « Implementation of extended luenberger observers for joint state and parameter estimation of PWM induction motor drive », *Proceeding of the 5<sup>th</sup> European Conference on Power Electronics and Application, EPE'93*, Brighton, 13-16 Sept. 1993, pp. 439-444.
- [98] T. Koga, S. Sugowara, H. Hayashi, E. Kijima, « Instantaneous spatial vector controlled motor drive system using DSP'S and SI-thyristors », *EPE*, Aachen, 1989.
- [99] M. Pietrzak-David et B. de Fornel, « Comparaison et synthèse des procédés de commande vectorielle », *Journée d'étude sur la commande vectorielle du moteur asynchrone SEE*, Lille, Déc., 1992.
- [100] R. Gorez, D. Galardini, « Robust positional control for robotic application », *Act du 2<sup>e</sup> Congrès National Belge de Mécanique Théorique et appliquée*, Bruxelles, Mai 1990, pp 189-192.
- [101] K. Pradeep, Nandam, 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.
- [102] **A. Larabi**, F. Labrique, « Commande vectorielle d'une machine asynchrone en utilisant des régulateurs flous » *JTEA'2002*, 21-23 mars 2002, Sousse Tunisie, pp 72-76.
- [103] **A. Larabi**, M. S. Boucherit, « Commande numérique robuste appliquée aux systèmes industriels de production » *Colloque Internationale Conception et Production Intégrées (CPI'2003)*, 22, 23 & 24 octobre 2003 ENSAM Mekhnès Maroc.
- [104] L. Barazane « Application des systèmes émergents à la commande d'un moteur asynchrone » *Thèse de doctorat d'état*, ENP, nov. 2003.
- [105] R. Babuska, « Fuzzy modelling: principals methods and application », *World scientific 1998*, Singapore, pp.197-220.
- [106] H. Buhler, *Règle par logique floue* vol 2, Presse polytechnique et universitaires romandes, suisse 1994.
- [107] Arago *Logique floue*. Edition MASSON. Paris 1994.
- [108] G. Danciu, « Fuzzy logic control of automotive systems », *Advanced control*, University polytechnica, Bucharest, Romania.D.11, pp 533-536.
- [109] E.Mamdani « Application of fuzzy set theory to control systems: A survey », *fuzzy automatica and decision processes*, M.M. Gupta, G.N. Saradis and B.R. Gaines,Eds Amsterdam, North-Holland, pp.77-98, 1977.
- [110] L.A. Zadeh « Fuzzy sets » *information and control*, vol. 8, 1965. pp. 29-44.

- [111]E.Mamdani « An experiment in linguistic synthesis with a fuzzy logic controller»  
*International journal on man-machine studies*, vol. 7, 1995. pp. 1-13.
- [112]M. Boussak, M. Bauer « Robust speed and position control of an indirect field oriented controlled induction motor drive using fuzzy logic regulator », Dep. D'électrotechnique et d'électronique de puissance et syst. Associés, Centre de génie électrique Marseille Aix (CEGEMA), Ecole supérieure d'ingénieurs de Marseille (ESIM), PP. 219-224, 1996.
- [113]C. Constantinescu and D. Mihai «A neuro-fuzzy model for induction motors drives»,  
*revue Electromotion*, vol.10, n°3, 2003, pp 171-174.

# *ANNEXE*

## **ANNEXE 1 :**

### **Paramètres du moteur asynchrone testé**

Puissance nominale : 0,25 Kw

Tension nominale : 110 V

Vitesse nominale : 1800 t/min

Résistance rotorique : 1,739  $\Omega$

Résistance statorique : 1,923  $\Omega$

Inductance cyclique du stator : 0,1157 H

Inductance cyclique du rotor : 0,1154 H

Inductance mutuelle cyclique : 0,1126 H

Nombre de paires de pôles : 2

Moment d'inertie :  $4 \cdot 10^{-3}$  kgm<sup>2</sup>

Coefficient de frottement :  $2,5 \cdot 10^{-4}$  Nm s/rad

## ANNEXE 2 :

### Modélisation discrète de la machine en tenant compte de l'influence de la modulation MLI

Comme la modulation MLI agit sur les tensions de phase de la machine, son influence doit être étudiée en utilisant ces variables. Pour des raisons de simplicité, on considère le cas d'une machine diphasée. Les tensions de référence  $V_{\alpha ref}$  et  $V_{\beta ref}$  qui sont utilisées pour la modulation, sont calculées par la transformation de PARK inverse à partir des tensions de Park  $V_d$  et  $V_q$  :

$$V_{\alpha ref} = V_d \cos\theta - V_q \sin\theta$$

$$V_{\beta ref} = V_d \sin\theta + V_q \cos\theta$$

Qu'on peut considérer comme une transformation non idéale, par une transformation idéale qui tient compte de la variation de l'angle électrique de la machine pendant chaque période d'échantillonnage. Les tensions fournies pour cette nouvelle transformation sont donc  $V_d'$  et  $V_q'$ .

$$V_d' = V_{\alpha ref} \cos(\omega t + \theta) + V_{\beta ref} \sin(\omega t + \theta)$$

$$V_q' = -V_{\alpha ref} \sin(\omega t + \theta) + V_{\beta ref} \cos(\omega t + \theta)$$

En introduisant ( ) dans ( ), on arrive à l'équation suivante :

$$V_d' = V_d \cos\omega t + V_q \sin\omega t$$

$$V_q' = -V_d \sin\omega t + V_q \cos\omega t$$

L'équation d'état de la machine devient :

$$X \dot{\bullet} = A_c X + B_c \begin{bmatrix} \cos\omega t & \sin\omega t \\ -\sin\omega t & \cos\omega t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_d \\ U_q \end{bmatrix}, \quad B_c' = B_c \begin{bmatrix} \cos\omega t & \sin\omega t \\ -\sin\omega t & \cos\omega t \end{bmatrix}$$

$$X \dot{\bullet} = A_c X + B_c' U$$



Dans le cas discret :

$$X(k+1) = \Phi X(k) + \Gamma U(k)$$

Avec

$$\Phi = e^{A_c h} \quad \text{et} \quad \Gamma = \int_0^h e^{A_c(t-h)} \begin{bmatrix} \cos \omega t & \sin \omega t \\ -\sin \omega t & \cos \omega t \end{bmatrix} dt B_c$$

Nous obtenons la même forme d'équation que celle dans le cas où l'influence de la modulation MLI n'est pas prise en compte :

$$\begin{bmatrix} X(k+1) \\ U(k+1) \\ S(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Phi & \Gamma & 0 \\ F_1 \Phi_\tau & F_1 \Gamma_\tau & F_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X(k) \\ U(k) \\ S(k) \end{bmatrix} + GR(k)$$

Avec :

$$\Phi_\tau = e^{A_c(h-\tau)} \quad \text{et} \quad \Gamma_\tau = \int_0^{h-\tau} e^{A_c(h-\tau-t)} \begin{bmatrix} \cos \omega t & \sin \omega t \\ -\sin \omega t & \cos \omega t \end{bmatrix} dt B_c$$

**ANNEXE 3 :**
**Cas de la commande continue**
**Régulateur de vitesse**

Dans le cas du modèle de la MAS, les courants ( $i_{ds}, i_{qs}$ ) et le glissement de vitesse ( $w_{sl}$ ) sont considérés comme variables de commande. La composante directe du courant est maintenue constante, alors que celle en quadrature est un signal en échelon. Les équations régissant ce modèle sont :

$$I_{ds}^* = \frac{\Phi_r}{M} \quad (\text{Constant})$$

$$I_{qs} = u \quad (\text{Échelon})$$

$$\omega_{sl}^* = \frac{M I_{qs}}{T_r \Phi_r^*} = \frac{M u}{T_r \Phi_r^*}$$

$$T_r \frac{d\Phi_{dr}}{dt} + \Phi_{dr} = \Phi_r^* + \frac{M}{\Phi_r^*} u \Phi_{qr}$$

$$T_r \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + \Phi_{qr} = M u - \frac{M}{\Phi_r^*} u \Phi_{qr}$$

$$J \frac{d\Omega_r}{dt} + f\Omega_r = C_e - C_r$$

$$C_e = \frac{3PM}{2L_r} \left( u \Phi_{dr} - \frac{\Phi_r^*}{M} \Phi_{qr} \right)$$

En dérivant ce système d'équations et après traitement de ses équations on aboutit à :

$$T_r^2 \frac{d^2\Phi_{dr}}{dt^2} + 2T_r \frac{d\Phi_{dr}}{dt} + \left[ 1 + (T_r \omega_{sl}^*)^2 \right] \Phi_{dr} = \left[ 1 + (T_r \omega_{sl}^*)^2 \right] \Phi_r^*$$

$$T_r^2 \frac{d^2\Phi_{qr}}{dt^2} + 2T_r \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + \left[ 1 + (T_r \omega_{sl}^*)^2 \right] \Phi_{qr} = 0$$

$$J \frac{d\Omega_r}{dt} + f\Omega_r = C_e - C_r$$

$$C_e = \frac{3PM}{2L_r} \left( u \Phi_{dr} - \frac{\Phi_r^*}{M} \Phi_{qr} \right)$$

$$\omega_{sl} = \frac{M u}{T_r \Phi_r^*}$$

Soit :

$$\Omega_r(s) = \left[ \frac{3P \cdot M}{2L_r} \cdot \frac{\left[ 1 + (T_r \cdot \omega_{sl}^*)^2 \right] \cdot \Phi_r}{T_r^2 \cdot s^2 + 2 \cdot T_r \cdot s + \left[ 1 + (T_r \cdot \omega_{sl}^*)^2 \right]} \cdot u(s) - C_r(s) \right] \cdot \left[ \frac{1}{Js + f} \right]$$

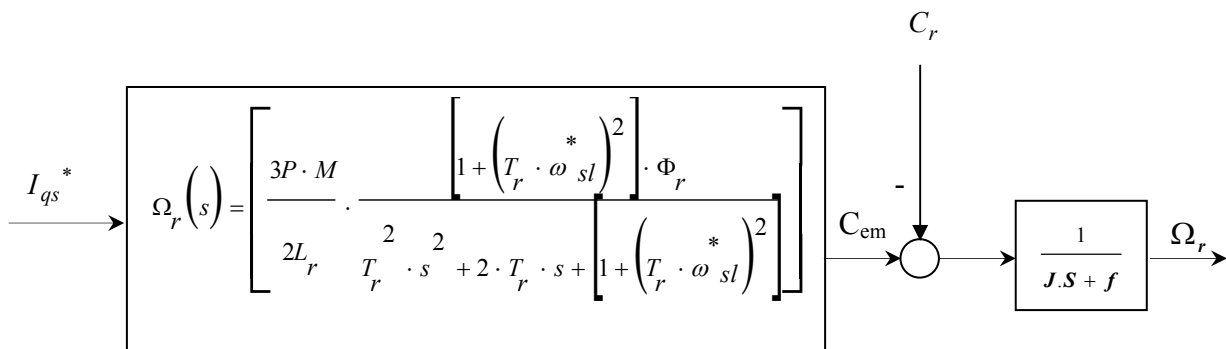


Fig.1 Schéma bloc du système à réguler

L'adjonction d'un régulateur de type PI pour le réglage de la vitesse transforme le schéma bloc de la boucle ouverte en celui illustré à la figure (2) :

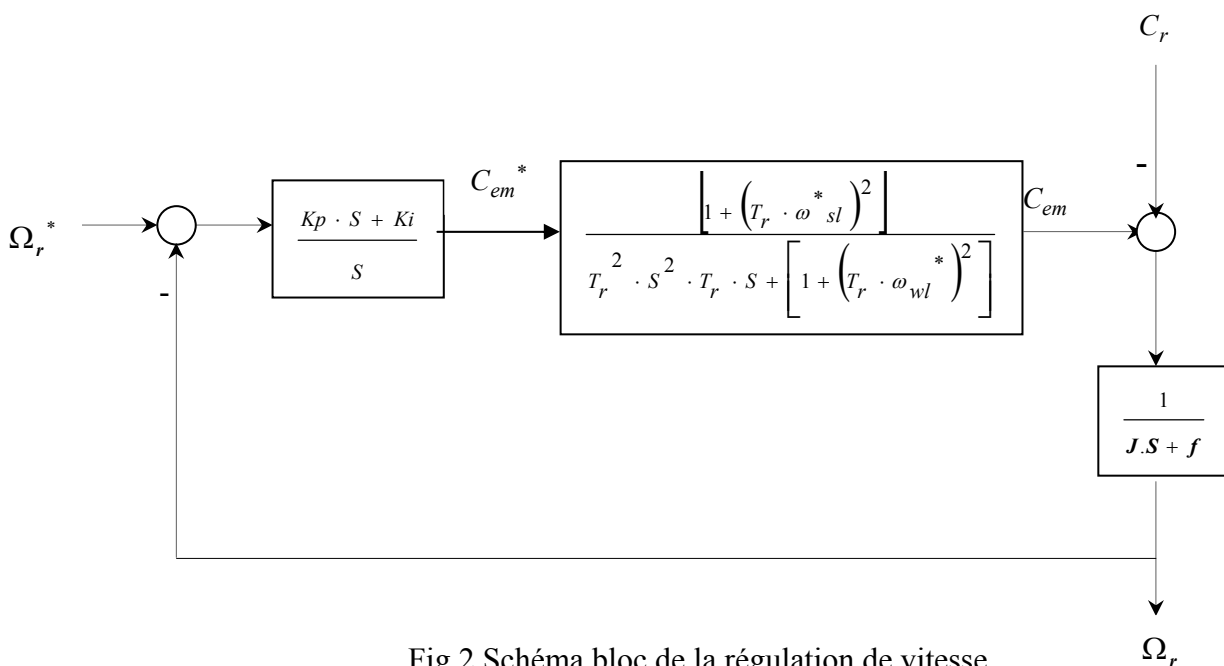


Fig.2 Schéma bloc de la régulation de vitesse

L'équation caractéristique du système ainsi obtenue est donnée par :

$$\Phi(s) = JT_r^2 \left[ S^4 + \left( \frac{f}{J} + \frac{2}{T_r} \right) S^3 + \left( \frac{2f}{T_r} + \frac{1}{T_r^2} + \omega_{sl}^2 \right) S^2 + \frac{(f + K_p) \left[ 1 + (T_r \omega_{sl}^*)^2 \right]}{JT_r^2} S + \frac{K_i \left[ 1 + (T_r \omega_{sl}^*)^2 \right]}{JT_r^2} \right]$$

La condition pour laquelle ce système ait une réponse optimale se résume à :

$$\frac{(f + K_p) \left[ 1 + (T_r \omega_{sl}^*)^2 \right]}{JT_r^2} = \left( \frac{f}{J} + \frac{2}{T_r} \right) \omega_0^2$$

$$\frac{K_i \left[ 1 + (T_r \omega_{sl}^*)^2 \right]}{JT_r^2} = \omega_0^4$$

D'où :

$$\omega_0 = \sqrt{\omega_{sl}^{*2} + \frac{1}{T_r^2}} = \sqrt{\left[ \frac{M I_{qs}(Max)}{T_r \Phi_r^*} \right]^2 + \frac{1}{T_r^2}}$$

Les paramètres du régulateur de vitesse sont donnés par :

$$K_p = \frac{2J}{T_r}$$

$$K_i = J \omega_0^2 = \frac{J}{T_r^2} \left[ 1 + \left[ \frac{I_{qs}^*(Max)}{I_{ds}^*} \right]^2 \right]$$

### Régulateur de flux

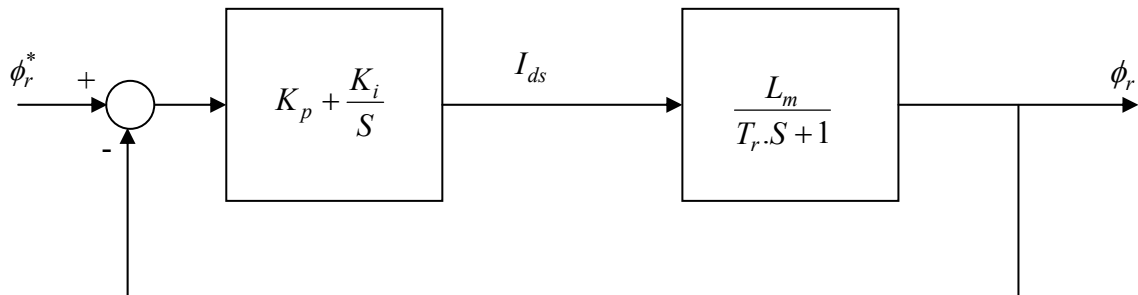


Fig.3 Schéma bloc pour la régulation de flux avec un régulateur PI

La fonction de transfert du système est la suivante :

$$\frac{\phi_r(s)}{\phi_r^*(s)} = \frac{\frac{M \cdot K_p}{T_r} S + \frac{M \cdot K_i}{T_r}}{S^2 + \frac{1 + M \cdot K_p}{T_r} S + \frac{M \cdot K_i}{T_r}}$$

L'équation caractéristique du système est donnée par la relation suivante :

$$\Phi(S) = S^2 + \frac{1 + M \cdot K_p}{T_r} S + \frac{M \cdot K_i}{T_r}$$

Pour que ce système ait une réponse optimale, nous devons avoir les relations suivantes :

$$\begin{cases} \frac{1 + M \cdot K_p}{T_r} = 2 \xi \omega_0 = 1,4 \omega_0 \\ \frac{M \cdot K_i}{T_r} = \omega_0^2 \quad , \quad \omega_0 = \frac{1}{0,7 \cdot T_r} \end{cases}$$

d'où  $\omega_0$  est la fréquence de coupure du système, nous trouvons :

$$\begin{cases} K_p = \frac{1}{M} \\ K_i = \frac{1}{(0,7)^2 M \cdot T_r} \end{cases}$$

### Régulateurs de courants $I_{ds}$ et $I_{qs}$

Le découplage effectué dans le chapitre I nous permet de procéder à la régulation des courants statoriques  $I_{ds}$  et  $I_{qs}$  de même fonction de transfert.

$$V_{ds1} = R_s \cdot (\sigma \cdot T_s \cdot s + 1) \cdot i_{ds}$$

$$V_{qs1} = R_s \cdot (\sigma \cdot T_s \cdot s + 1) \cdot i_{qs}$$

La fonction de transfert en boucle ouverte  $G(s) = \frac{i_{ds}(s)}{V_{ds1}(s)} = \frac{i_{qs}(s)}{V_{qs1}(s)}$  est :

$$G(s) = \frac{1}{R_s \cdot (\sigma \cdot T_s \cdot s + 1)}$$

Puisque cette fonction est de premier ordre, on utilise un régulateur PI. Le schéma bloc est :

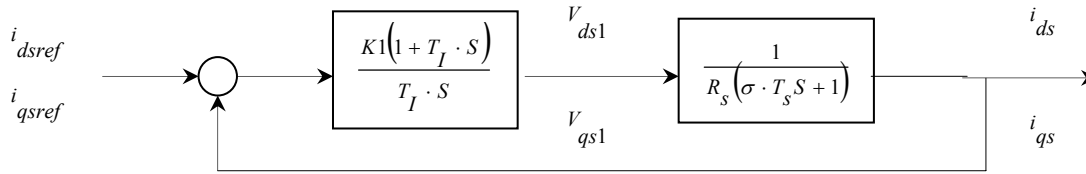


Fig. Schéma bloc de la régulation des courants statoriques  $I_{ds}$  et  $I_{qs}$

La fonction de transfert du régulateur est donnée par :

$$F(s) = K_{p2.p3} + \frac{K_{i2.i3}}{s}$$

$$\text{En posant } K_{p2.p3} = K_1, K_{i2.i3} = \frac{K_1}{T_I}$$

$$F(s) = \frac{K_1(1 + T_I \cdot s)}{T_I \cdot s}$$

En boucle ouverte, on compense un pôle en posant  $T_I = \sigma \cdot T_s$ .

Le gain sera déterminé de telle sorte que la dynamique du système corrigé soit plus rapide que le système à corriger. Cette dynamique est caractérisée par le temps de réponse.

$$\text{Le temps de réponse du système non corrigé est : } T_e = \frac{T_I \cdot R_s}{K_1}$$

$$K_{p2.p3} = \sigma \cdot L_s / T_e$$

$$K_{i2.i3} = \frac{K_{p2.p3}}{\sigma \cdot T_s}$$

## Cas de la commande discrète

### Régulateur de vitesse

Les paramètres  $K_p$  et  $K_i$  du régulateur de vitesse peuvent être calculés par les techniques classiques de l'automatique comme suit :

$$K_p = \frac{3J}{T_e} \quad , \quad T_e = \text{le temps d'établissement de la vitesse}$$
$$K_i = \frac{K_p}{T_i} \quad \text{avec} \quad T_i = \frac{J}{f}$$

### Régulateur de flux

$$K_{pf} = \frac{T_r}{M T_{ef}} \quad , \quad T_{ef} = \text{Temps d'établissement du flux}$$
$$K_{if} = \frac{K_p}{T_r}$$