

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
Université Mentouri de Constantine
Faculté des sciences de l'ingénieur
Département d'électrotechnique

N° d'ordre : / / 2006
Série : / / 2006

MEMOIRE

Pour l'obtention du Diplôme de

MAGISTER EN ELECTROTECHNIQUE

Option : Machines Electriques

Présenté par :

NABTI KHALIL

Ingénieur d'Etat en Electrotechnique de L'Université Mentouri de Constantine

***Contribution à la commande de la
machine asynchrone par DTC et
logique floue***

Soutenu publiquement le 19/07/2006 devant le jury composé de :

Président	BENNIA A.	Professeur (U. Constantine)
Rapporteur	BENALLA H.	Maître de Conférence (U. Constantine)
Examineurs	BELARBI K.	Professeur (U. Constantine)
	KHEZZAR A.	Maître de Conférence (U. Constantine)

Sommaire

<i>Table des notations et symboles</i>	1
--	---

INTRODUCTION GENERALE	4
------------------------------------	---

CHAPITRE I : *modélisation de la machine asynchrone*

I.1. INTRODUCTION	7
I.2. MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE	7
I.2.1. LES HYPOTHESES SIMPLIFICATRICES	7
I.2.2. DESCRIPTION PARAMETRIQUE DE LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASEE	8
I.2.2.1. MODELE DANS LE REPERE TRIPHASE ABC	9
I.2.2.1.1. Équations électriques	9
I.2.2.1.2. Équations magnétiques	9
I.2.2.1.3. Équation mécanique	10
I.2.2.2. MODELE BIPHASE	10
I.2.3. MODELE DE SIMULATION	13
I.3. LES RESULTATS DE SIMULATION	14
I.4. CONCLUSION	16

CHAPITRE II *Commande directe du couple*

II.1. INTRODUCTION	18
II.2. STRUCTURE DE L'ONDULEUR DE TENSION UTILISE	19
II.3. CONTROLE DIRECT DU FLUX STATORIQUE (DSC)	22
II.4. CONTROLE DIRECT DU COUPLE (DTC)	24
II.4.1. ESTIMATION ET CONTROLE DU FLUX STATORIQUE	24
II.4.2. REGULATION DE FLUX EN UTILISANT UN COMPAREUR A HYSTERESIS	26

II.4.3. CONTROLE DU COUPLE ELECTROMAGNETIQUE.....	28
II.4.3.1. APPLICATION D'UN VECTEUR DE TENSION NON NUL.....	28
II.4.3.2. APPLICATION D'UN VECTEUR DE TENSION NUL.....	30
II.4.4. ÉLABORATION DE TABLE DE COMMUTATION AVEC SEQUENCES NULLES.....	32
II.4.5. ÉLABORATION DE LA TABLE DE COMMUTATION SANS SEQUENCES NULLES.....	32
II.4.6. SCHEMA GLOBAL DU CONTROLE DIRECTE DU COUPLE.....	33
II.5. SIMULATION DU VARIATEUR MUNI DE LA STRATEGIE DTC	34
II.5.1. INTERPRETATION.....	38
II.5.2. LES AVENTAGES.....	40
II.5.3. LES INCONVÉNIENTS.....	40
II.6. CONCLUSION.....	41

CHAPITRE III *Généralité sur les contrôleurs flou*

III.1. INTRODUCTION.....	43
III.2. PRINCIPE ET DEFINITIONS.....	43
III.2.1 PRINCIPE.....	43
III.2.2. DEFINITIONS.....	44
III.2.2.1. ENSEMBLES FLOUS.....	44
III.2.2.2. NOTION DE RÈGLE LINGUISTIQUE.....	45
III.2.2.3. RAISONNEMENT FLOU.....	45
III.2.3. FONCTIONS D'APPARTENANCE.....	46
III.2.4. OPÉRATIONS SUR LES ENSEMBLES FLOUS.....	46
III.2.5. IMPLICATION FLOUE.....	47
III.3. RÉGULATEUR FLOUE.....	48
III.3.1. PRINCIPE.....	48
III.3.2 CONSTITUTION DU CONTROLEUR FLOU.....	48

III.3.2.1. BASE DES RÈGLES.....	49
III.3.2.2. LOGIQUE DE PRISE DE DÉCISION (INFÉRENCE FLOUE).....	49
III.3.2.3. INTERFACE DE FUZZIFICATION.....	50
III.3.2.4. INTERFACE DE DEFUZZIFICATION.....	50
III.3.2.4.1. Méthode de centre de gravité	50
III.3.2.4.2. Méthode du maximum	51
III.3.2.4.3. Méthode des hauteurs pondérées	51
III.4. CONCLUSION	51

CHAPITRE IV *Application de la logique flou à la DTC*

IV.1. INTRODUCTION	53
IV.2. LA DTC AVEC DES REGULTEURS FLOUS	53
IV.2.1. RÉGULATEUR DE TYPE MAMDANI	53
IV.2.2. RÉGULATEUR DE FLUX À TROIS ENSEMBLES	54
IV.2.2.1. FUZZIFICATION.....	54
IV.2.2.2. LA TABLE DES RÈGLES.....	55
IV.2.3. RÉGULATEUR DU COUPLE À CINQ ENSEMBLES	56
IV.2.3.1. FUZZIFICATION.....	56
IV.2.3.2. LA TABLE DES RÈGLES.....	56
IV.2.3.3. DEFUZZIFICATION.....	57
IV.2.4. SCHÉMA GLOBAL DU SYSTÈME AVEC RÉGULATEURS FLOUS	57
IV.2.5. RÉSULTATS DE SIMULATION	58
IV.2.5.1. INTERPRETATIONS ET COMPARAISONS.....	60
IV.3. LA DTC AVEC UN REGULTEUR FLOU PI DE VITESSE	60
IV.3.1. ÉTUDE DU RÉGULATEUR	60
IV.3.1.1. INTERFACE DE FUZZIFICATION.....	60
IV.3.1.2. LA TABLE DES RÈGLES.....	61
IV.3.1.3. DEFUZZIFICATION.....	62

IV.3.2. STRUCTURE DE LA DTC AVEC RÉGULATEURS FLOUS PI DE VITESSE.....	62
IV.3.3. RÉSULTATS DE SIMULATION.....	63
IV.3.3.1. INTERPRETATIONS ET COMPARAISONS.....	65
IV.4. CONCLUSION.....	66
CONCLUSION GENERALE.....	68
ANNEXES.....	71
RÉFÉRENCES BIBLIOGRAPHIQUES	

Introduction Générale

INTRODUCTION GENERALE

La machine asynchrone âgée de plus de cent ans déjà mais dont la difficulté du contrôle a restreint pendant longtemps l'utilisation dans le domaine de la vitesse variable. Cette difficulté réside essentiellement dans le couplage des grandeurs de contrôle. Aujourd'hui, les technologies nouvelles, tant dans le domaine de l'informatique industriel que dans le domaine de l'électronique de puissance, permettent à cette machine aux avantages de trouver de nombreux débouchés industriels.

Ces débouchés vont également de compatible avec l'évolution vers des cahiers des charges de plus en plus contraignants:

- ∅ Nécessité d'une grande dynamique de la réponse en couple à un impact de couple résistant de caractère fortement non linéaire.
- ∅ Suppression dans nombreuses applications le capteur de vitesse.
- ∅ Insensibilité de la stratégie de contrôle aux bruits de mesure, le milieu industriel pouvant être fortement perturbé.
- ∅ robustesse de la stratégie de contrôle par rapport aux variations des paramètres du modèle.

Pour cela un nouveau concept de commande de la machine asynchrone, dénommé contrôle direct du couple ou DTC (Direct Torque Control) est apparu comme concurrentiel par rapport aux techniques de commande vectorielle. Au contraire de ces dernières qui sont basées sur des calculs mathématiques rigoureux, les techniques de contrôle direct étaient à leur origine basées sur une connaissance qualitative et simplifiée du comportement de la machine. Souvent les actions de réglage basées des simples régulateurs à hystérésis et des tableaux de commutation.

L'échantillonnage à fréquence finie se traduit par un dépassement pseudo-aléatoire de la bande d'hystérésis. **Ces deux facteurs** contribuent à rendre le contenu harmonique des différents signaux de sortie difficilement prévisibles.

Simultanément, des nouvelles techniques dites intelligentes ont été proposées et de plus en plus utilisées dans des applications d'entraînement à vitesse variable de forte puissance.

La théorie de la logique floue a été mise au point au milieu des années soixante, leur développement se fait à travers les méthodes par lesquelles l'homme essaye de copier la nature et de reproduire des modes de raisonnement et de comportement qui lui sont propres. Elle commence à peine à être utilisées dans les domaines de l'électrotechnique et de l'industrie afin de résoudre les problèmes d'identification, de régulation de processus, d'optimisation, de classification, de détection de défauts ou de prise de décision.

Dans le cadre de notre étude, l'objectif est de proposer des nouvelles techniques et stratégies du type contrôle direct permet de minimiser les inconvénients des stratégies DTC classiques, tout en conservant leurs avantages.

Ce mémoire est organisé en quatre chapitres, comme suit:

Dans le premier chapitre nous avons exposé quelque généralité sur la constitution de la machine asynchrone, ainsi un petit calcul pour atteindre à un modèle de la machine simple et facile à implémenter dans un bloque de simulation.

Dans un second chapitre, nous exposons tout d'abord les deux stratégies de contrôle direct de la machine asynchrone, en insistant pour chaque loi de commande, sur les performances obtenues et leurs limitations, avec un intérêt particulier au Contrôle Direct du Couple, noyau de notre thème de recherche. Pour cette stratégie de commande, nous expliquons le principe de réglage du flux et du couple électromagnétique se basant sur le modèle discret de l'onduleur de tension à deux niveaux. Enfin, le flux statorique étant obtenu à partir des équations électriques de la machine dans un repère lié au stator, les performances du contrôle ne dépendent que de la résistance statorique. De fait, elle est aussi son point faible.

Un troisième chapitre présente quelque généralités sur la logique floue, ainsi les contrôleurs flous. La plupart des approches linguistiques sont basées sur le modèle de MAMDANI, ce dernier consiste à formuler un ensemble de règles de décisions en termes linguistiques utilisant des ensembles flous pour décrire l'action à prendre en fonction de valeurs linguistiques des variables d'entrée.

Dans le quatrième chapitre deux applications basées sur la logique floue sont utilisées pour améliorer les performances de la stratégie DTC. Des résultats de simulation sont présentés, on essaye parfois de valider nos résultats par une simple comparaison avec des autres travaux de même domaine.

Enfin, dans une dernière partie, nous présentons les conclusions de cette étude ainsi que les perspectives envisageables pour la poursuite de ce travail.

Chapitre 1:

Généralité Et Modélisation De La Machine Asynchrone

I.1 INTRODUCTION

L'étude de tout système physique nécessite une modélisation, celle-ci nous permet de simuler le comportement de ce système face à différentes sollicitations et d'appréhender ainsi les mécanismes régissant son fonctionnement. On peut modéliser la machine asynchrone selon différentes méthodes, en fonction des objectifs recherchés. On développe dans ce chapitre les modèles suivants :

- § Les modèles en abc, découlant des équations différentielles régissant le fonctionnement de la machine. Ils sont utilisés essentiellement pour l'étude des régimes permanents.
- § Les modèles issus de la transformation de Park ou de Concordia, utilisés couramment pour l'étude des régimes transitoires et pour la commande vectorielle des moteurs. [GUY 00]

Les lois de commande de plus en plus performantes permettent un meilleur contrôle des régimes transitoires tout en assurant, dans une grande plage de fonctionnement, un asservissement précis de la vitesse. Tous ces perfectionnements demandent une bonne connaissance de la machine et de son convertisseur, notamment en régime transitoire.

I.2 MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE

I.2.1 LES HYPOTHESES SIMPLIFICATRICES [GUY 00] [LES 81] [CAR 95] [FRA 05]

Les modèles présentés pour la machine tiennent compte d'hypothèses présentées ci-dessous.

- § Caractéristique magnétique de la machine linéaire (circuit magnétique non saturé). Les valeurs des inductances propres et mutuelles sont indépendantes des intensités des courants. Les pertes dans le fer (pertes par hystérésis et par courants de Foucault) sont nulles.
- § La variation des résistances des enroulements en fonction de la température négligeable. On prendra les valeurs correspondantes au fonctionnement sous charge nominale, après stabilisation de la température des enroulements.

§ Distribution spatiale sinusoïdale des forces magnétomotrices d'entrefer. Cela revient à considérer la variation sinusoïdale des inductances mutuelle entre les enroulements statoriques et rotoriques en fonction de l'angle de leurs axes magnétiques.

§ La symétrie de la machine.

Parmi les conséquences importantes de ces hypothèses on peut citer

§ L'additivité de flux;

§ La constance des inductances propres;

§ La constance des résistances statoriques et rotoriques;

I.2.2 DESCRIPTION PARAMETRIQUE DE LA MACHINE ASYNCHRONE TRIPHASEE

La machine asynchrone triphasée comporte un stator fixe et un rotor mobile autour de l'axe de symétrie de la machine. Dans des encoches régulièrement réparties sur la face interne du stator sont logés trois enroulements identiques, à p paires de pôles ; leurs axes sont distants entre eux d'un angle électrique égal à $2\pi/3$.

Les phases du stator sont alimentées par un réseau triphasé de tensions sinusoïdales à fréquence et amplitude constantes ou par un onduleur de tension ou de courant à fréquence et à amplitude réglables.

La structure électrique du rotor peut-être réalisée :

§ soit par un système d'enroulements triphasés (rotor bobiné), raccordés en étoile à trois bagues sur lesquelles frottent trois balais fixes accessibles par la plaque à bornes et mis en court-circuit pendant les régimes permanents,

§ soit par une cage conductrice intégrée aux tôles ferromagnétiques (rotor à cage)

Il sera admis que la deuxième structure est électriquement équivalente à la première.

La machine est représentée à la figure I.1 par ses six enroulements dans l'espace électrique; l'angle θ repère l'axe de la phase rotorique de référence R_a par rapport à l'axe fixe de la phase statorique de référence S_a . Les flux sont comptés positivement selon les axes des phases.

I.2.2. 1 MODELE DANS LE REPERE TRIPHASE ABC [CAR 95] [ANT 00] [CAR1 00] [ISM 99]

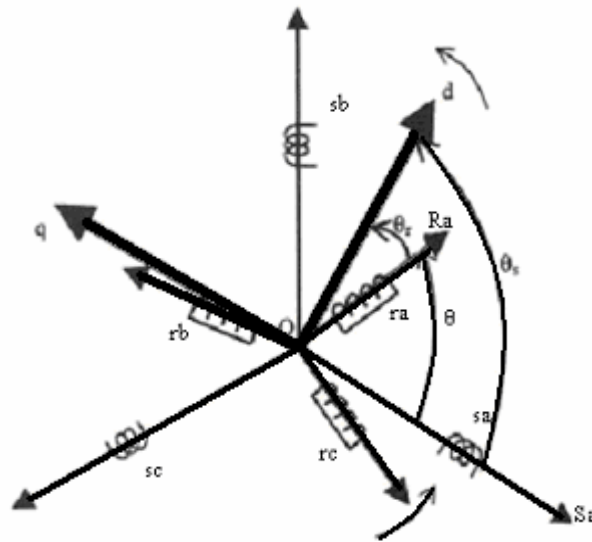


Fig. I.1 Modèle de la machine asynchrone dans le repère triphasé

Dans le cadre des hypothèse simplificatrices citées précédemment, les équations de la machine s'écrivent comme suit : [CHA1 90] [LES 81]

I.2.2.1.1 EQUATIONS ELECTRIQUES

Les équations de la tension statoriques et rotoriques sont données par :

$$\left\{ \begin{array}{ll} v_{sa}(t) = R_s i_{sa}(t) + \frac{dy_{sa}(t)}{dt} & v_{ra}(t) = R_r i_{ra}(t) + \frac{dy_{ra}(t)}{dt} \\ v_{sb}(t) = R_s i_{sb}(t) + \frac{dy_{sb}(t)}{dt} & v_{rb}(t) = R_r i_{rb}(t) + \frac{dy_{rb}(t)}{dt} \\ v_{sc}(t) = R_s i_{sc}(t) + \frac{dy_{sc}(t)}{dt} & v_{rc}(t) = R_r i_{rc}(t) + \frac{dy_{rc}(t)}{dt} \end{array} \right. \quad (I.1)$$

II.2.1.2 EQUATIONS MAGNETIQUES

Les équations du flux statoriques et rotoriques (équations magnétiques) peut être exprimé sous forme matricielle comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} [Y_s] = [L_s][I_s] + [M_{sr}][I_r] \\ [Y_r] = [L_r][I_r] + [M_{rs}][I_s] \end{array} \right. \quad (I.2)$$

Avec :

$$\begin{aligned}
 [L_s] &= \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix}, \quad [L_r] = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix} \\
 [M_{sr}] &= M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(q) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(q) & \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{4\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos(q) \end{bmatrix}, \quad [M_{rs}] = [M_{sr}]^T
 \end{aligned}$$

Les vecteurs tension, courants et flux totaux s'écrivent pour le stator et le rotor on utilise la notation matricielle:[ANT 00]

$$\begin{bmatrix} u_{sa} \\ u_{sb} \\ u_{sc} \\ u_{ra} \\ u_{rb} \\ u_{rc} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_s & pM_s & pM_s & pM_{sr} \cos q & pM_{sr} \cos q_1 & pM_{sr} \cos q_2 \\ pM_s & R_s + pL_s & pM_s & pM_{sr} \cos q_2 & pM_{sr} \cos q & pM_{sr} \cos q_1 \\ pM_s & pM_s & R_s + pL_s & pM_{sr} \cos q_1 & pM_{sr} \cos q_2 & pM_{sr} \cos q \\ pM_{sr} \cos q & pM_{sr} \cos q_1 & pM_{sr} \cos q_2 & R_r + pL_r & pM_r & pM_r \\ pM_{sr} \cos q_2 & pM_{sr} \cos q & pM_{sr} \cos q_1 & pM_r & R_r + pL_r & pM_r \\ pM_{sr} \cos q_1 & pM_{sr} \cos q_2 & pM_{sr} \cos q & pM_r & pM_r & R_r + pL_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \\ i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{bmatrix} \quad (I.3)$$

$$\text{Avec : } q_1 = \theta - \frac{4\pi}{3} \quad \text{et} \quad q_2 = \theta - \frac{2\pi}{3}$$

II.2.1.3 EQUATION MECANIQUE

On appelle C_{em} le couple électromagnétique développé par la machine, C_r le couple résistant de la charge, J l'inertie totale ramenée sur l'arbre de la machine et f_v le coefficient total de frottement visqueux. Par application du principe fondamental de la dynamique, on obtient l'équation mécanique du modèle en abc :

$$C_{em} = C_r + f_v \cdot \Omega + J \cdot \frac{d\Omega}{dt} \quad (I.4)$$

II.2. 2 MODELE BIPHASE

La mise en équation des moteurs asynchrones triphasés aboutit à des équations différentielles à coefficients variables. L'étude analytique du comportement du système est alors

laborieuse, vu le grand nombre de variables. On utilise des transformations mathématiques qui permettent de décrire le comportement du moteur à l'aide d'équations différentielles à coefficients constants. Les transformations de *Concordia* ou de *Park* permettent d'obtenir un système équivalent formé de trois enroulements orthogonaux, deux de ces enroulements sont situés dans le même plan que les enroulements *a*, *b*, et *c*. Le troisième enroulement est situé dans le plan orthogonal au plan formé par les axes de phases *a*, *b*, et *c* et représente la composante homopolaire. En se basant sur les hypothèses simplificatrices, et en appliquant la transformation de *Park* ou la transformation de *Concordia* au stator et au rotor, on peut exprimer l'ensemble des relations de la machine dans ce repère. Le repère de *Park* (*d*, *q*, *o*) est à priori quelconque, on peut ainsi considérer qu'il tourne à une vitesse arbitraire. Des choix plus ou moins pertinents peuvent être faits en fonction du repère auquel on lie la représentation de *Park* [GUY 00] [LES 81]. Tandis que la transformation de *Concordia* conserve la puissance instantanée elle est donc invariante en puissance. [GUY 00] [CAR 95]

À un système triphasé quelconque (*a*, *b*, *c*) on associe un système biphasé (*d*, *q*, *o*), comme le montre la figure I.2

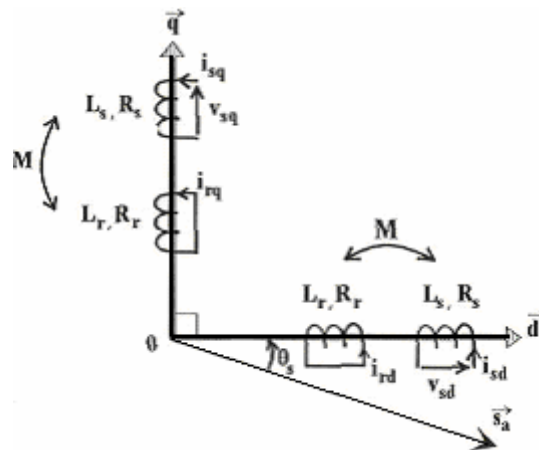


Fig. I.2 Modèle de la machine asynchrone dans le repère biphasé

La matrice $P(\theta)$ de *Park* est donnée sous la forme suivante :

$$P(q) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos(\theta) & -\sin(\theta) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{4\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (I.5)$$

La matrice de *Concordia* (matrice de transformation directe) est donnée par :

$$[C] = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & 1 & 0 \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (I.6)$$

Les transformations proposées établissent les relations entre les flux d'axes d, q, o et les flux d'axes a, b, c :

$$\left\{ \begin{array}{l} [\mathbf{y}_{sdqo}] = [P(\mathbf{q}_s)] \cdot [\mathbf{y}_{sabc}] \quad \text{et} \quad [\mathbf{y}_{rdqo}] = [P(\mathbf{q}_r)] \cdot [\mathbf{y}_{rabc}] \\ [\mathbf{y}_{sdqo}] = [P(\mathbf{q}_s)] \cdot [L_s] \cdot [P(\mathbf{q}_s)]^{-1} \cdot [\mathbf{i}_{sdqo}] + [P(\mathbf{q}_s)] \cdot [M_{sr}] \cdot [P(\mathbf{q}_r)]^{-1} \cdot [\mathbf{i}_{rdqo}] \\ [\mathbf{y}_{rdqo}] = [P(\mathbf{q}_r)] \cdot [L_r] \cdot [P(\mathbf{q}_r)]^{-1} \cdot [\mathbf{i}_{rdqo}] + [P(\mathbf{q}_r)] \cdot [M_{sr}] \cdot [P(\mathbf{q}_s)]^{-1} \cdot [\mathbf{i}_{sdqo}] \end{array} \right. \quad (I.7)$$

Un calcul long et fastidieux aboutit à la relation matricielle suivante entre les vecteurs flux et courants d'axes d, q, o : [CAR 95]

$$\begin{bmatrix} \mathbf{y}_{sd} \\ \mathbf{y}_{sq} \\ \mathbf{y}_{so} \\ \mathbf{y}_{rd} \\ \mathbf{y}_{rq} \\ \mathbf{y}_{ro} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_s - M_s & 0 & 0 & \frac{3}{2}M_{sr} & 0 & 0 \\ 0 & l_s - M_s & 0 & 0 & \frac{3}{2}M_{sr} & 0 \\ 0 & 0 & l_s + 2M_s & 0 & 0 & 0 \\ \frac{3}{2}M_{sr} & 0 & 0 & l_r - M_r & 0 & 0 \\ 0 & \frac{3}{2}M_{sr} & 0 & 0 & l_r - M_r & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & l_r + 2M_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \mathbf{i}_{sd} \\ \mathbf{i}_{sq} \\ \mathbf{i}_{so} \\ \mathbf{i}_{rd} \\ \mathbf{i}_{rq} \\ \mathbf{i}_{ro} \end{bmatrix} \quad (I.8)$$

On constate :

- § d'une part, que la transformation de *Park* rend les coefficients de la matrice des inductances indépendants du temps;
- § d'autre part, que le nombre de paramètres électromagnétiques se réduit à cinq.

Ce sont :

$L_s = l_s - M_s$ l'inductance cyclique statorique,

$L_r = l_r - M_r$ l'inductance cyclique rotorique,

$M = (3 / 2)M_{sr}$ l'inductance mutuelle cyclique entre stator et rotor,

$L_{os} = l_s + M_s$ l'inductance homopolaire statorique,

$L_{or} = l_r + 2.M_r$ l'inductance homopolaire rotorique.

Le mode habituel d'alimentation du stator et la structure des enroulements rotoriques conférant la nullité aux sommes des courants statoriques et des courants rotoriques. Conséquence les composantes d'indice (o) sont nulles.

Dans ces conditions de fonctionnement en mode non dégradé, les flux d'axes d et q sont simplement définis par les trois paramètres constants L_s , L_r , M , et reliés aux courants par la relation suivante :

$$\begin{bmatrix} \mathcal{Y}_{sd} \\ \mathcal{Y}_{sq} \\ \mathcal{Y}_{rd} \\ \mathcal{Y}_{rq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{bmatrix} \quad (\text{I.9})$$

On peut remarquer que les flux s'expriment en fonction de deux courants l'un est statorique et l'autre est rotorique; ce qui implique un couplage entre les grandeurs du stator et du rotor. Ce couplage est à la base des non linéarités du moteur asynchrone. Les stratégies de commande modernes telle que la commande vectorielle, et la commande directe du couple (DTC), sont de découpler les grandeurs électriques du moteur afin de disposer de variables de contrôle indépendantes [GUY 00] [CAR 95] [GRE 97].

II.3 MODELE DE SIMULATION

Les expressions finales utilisées dans le modèle sont obtenues à partir de toutes les expressions précédemment présentées et dans un repère lié au stator.

$$V_{sa} = R_s \cdot i_{sa} + \frac{dy_{sa}}{dt} \Rightarrow \mathcal{Y}_{sa} = \int (V_{sa} - R_s \cdot i_{sa}) \quad (\text{I.10})$$

$$V_{sb} = R_s \cdot i_{sb} + \frac{dy_{sb}}{dt} \Rightarrow \mathcal{Y}_{sb} = \int (V_{sb} - R_s \cdot i_{sb}) \quad (\text{I.11})$$

$$V_{ra} = R_r \cdot i_{ra} + \frac{dy_{ra}}{dt} + p \cdot \omega \cdot \mathcal{Y}_{rb} \Rightarrow \mathcal{Y}_{ra} = \int (V_{ra} - R_r \cdot i_{ra} - p \cdot \omega \cdot \mathcal{Y}_{rb}) \quad (\text{I.12})$$

$$V_{rb} = R_r \cdot i_{rb} + \frac{dy_{rb}}{dt} + p \cdot w \cdot y_{ra} \Rightarrow y_{rb} = \int (V_{rb} - R_r \cdot i_{rb} - p \cdot w \cdot y_{ra}) \quad (\text{I.13})$$

Rotor en court circuit donc $V_{rd}=0$ et $V_{rq}=0$

$$y_{ra} = \int (-R_r \cdot i_{ra} - p \cdot w \cdot y_{rb}) \quad (\text{I.14})$$

$$y_{rb} = \int (-R_r \cdot i_{rb} - p \cdot w \cdot y_{ra}) \quad (\text{I.15})$$

$$i_{sa} = y_{sa} \frac{L_r}{L_x} - y_{ra} \cdot \frac{M_{sr}}{L_x} \quad (\text{I.16})$$

$$i_{sb} = y_{sb} \frac{L_r}{L_x} - y_{rb} \cdot \frac{M_{sr}}{L_x} \quad (\text{I.17})$$

$$i_{ra} = y_{ra} \frac{L_s}{L_x} - y_{sa} \cdot \frac{M_{sr}}{L_x} \quad (\text{I.18})$$

$$i_{rb} = y_{rb} \frac{L_s}{L_x} - y_{sb} \cdot \frac{M_{sr}}{L_x} \quad (\text{I.19})$$

$$\text{Avec : } L_x = L_s \cdot L_r - M_{sr}^2$$

Le couple électromagnétique

$$Cem = \frac{3}{2} P (y_{sa} \cdot i_{sb} - y_{sb} \cdot i_{sa}) \quad (\text{I.20})$$

Équation mécanique,

$$\frac{J}{p} \cdot \frac{dw}{dt} = Cem - f_v \cdot \frac{w}{p} - C_r \quad (\text{I.21})$$

IV. LES RESULTATS DE SIMULATION

Pour réaliser la simulation nous traduisons le modèle mathématique de la machine utilisant les blocs de simulation par le logiciel **Matlab/Simulink** les paramètres de la machine sont présentés dans l'annexe A.

Les résultats de simulation présentés pour une machine en démarrage directe, alimentée par le réseau (230/400V et 50Hz).

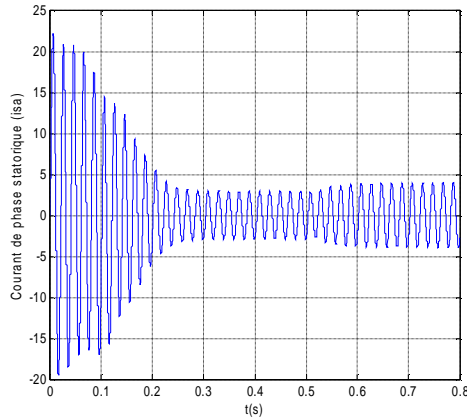


Fig.I.3 Le courant statorique $I_{s\alpha}$

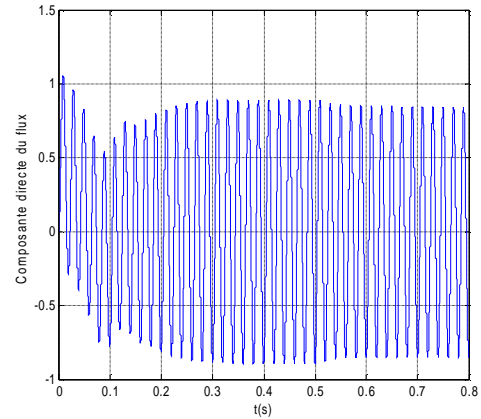


Fig.I.4 La composante directe du flux $\psi_{s\alpha}$

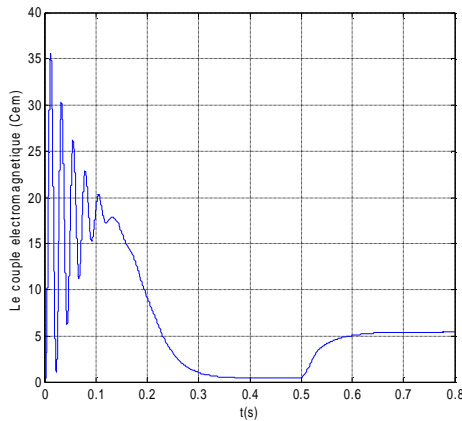


Fig.I.5 le couple électromagnétique C_{em}

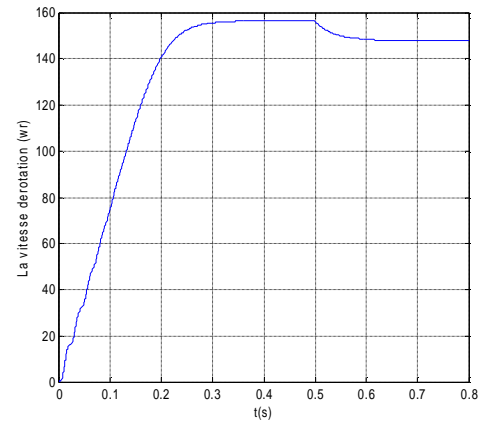


Fig.I.6 la vitesse de rotation w_r

Les figures au-dessus représentent l'évolution de quelques variables fondamentales de la machine asynchrone, à savoir le courant de phase et le flux statoriques, le couple électromagnétique et la vitesse.

En fonctionnement à vide de la machine asynchrone, on note un appel excessif de courant lors de la mise sous tension du moteur en régime transitoire qui se stabilise pour donner lieu à une forme sinusoïdale d'amplitude constante.

La montée en vitesse est quasi linéaire au début du démarrage. La durée de mise en vitesse (environ 0.3 s) est déterminée par l'inertie totale autour de l'arbre de rotation, le moteur n'étant pas chargé, la vitesse atteinte est proche de 157 rd/s (vitesse de synchronisme),

On note les oscillations du couple instantané lors de la mise sous tension.

A la fin de la phase de démarrage, le couple s'annule puisque le moteur n'est pas chargé.

En charge, une perturbation du couple ($C_r = 5\text{Nm}$), est appliquée à l'arbre de la machine (à l'instant $t = 0.5\text{s}$). Le couple électromagnétique se stabilise finalement à la valeur du couple de charge, évidemment une diminution de la vitesse de rotation. On remarque également une augmentation de l'amplitude des courants statoriques et une légère diminution du flux.

V. CONCLUSION

Dans ce chapitre le but est de valider le modèle de la machine asynchrone alimenté par le réseau.

Par ailleurs, pour étudier une machine électrique, le but de l'électrotechnicien est d'élaborer un modèle aussi fin que possible qui puisse rendre compte de la réalité. On sait que le dimensionnement d'une motorisation se fait en prenant en compte les régimes transitoires (mise en vitesse) qui sont plus contraignants que les régimes établis. Il importe donc que les modèles soient utilisables aussi bien en régime statique que dynamique. C'est facile à faire pour le moteur à courant continu, ça l'est beaucoup moins pour le moteur asynchrone.

De nombreuses applications industrielles nécessitent un contrôle de vitesse ou de position. La relation fondamentale de la dynamique montre que le contrôle de la vitesse (ou de la position qui est la primitive de la vitesse) passe par le contrôle du couple.

C'est pour ce la le but du deuxième chapitre est le contrôle directe du couple et de flux de la machine asynchrone.

Chapitre 2:

Commande Directe Du Couple De La Machin Asynchrone

II.1 INTRODUCTION

La difficulté du contrôle de la machine asynchrone a restreint pendant longtemps son utilisation dans le domaine de la vitesse variable. Cette difficulté réside essentiellement dans le couplage des grandeurs de contrôle à savoir le flux et le couple électromagnétique. Depuis une vingtaine d'années, des contrôles spécifiques assurent un découplage de ces grandeurs de contrôles par l'utilisation de repères appropriés. Ces méthodes appelées vectorielles assurent des performances dynamiques équivalentes à celles obtenues par la machine à courant continu. Bien qu'elles donnent des performances élevées à la machine asynchrone, les structures de contrôle vectoriel classique restent très sensibles aux variations des paramètres de la machine et surtout à celles de la résistance rotorique, délicate à identifier en cours de fonctionnement. [CHA 95]

Au cours des dernières décennies, le développement des nouvelles techniques de traitement des signaux a permis la réalisation de stratégies de régulation entièrement performantes. Les plus récentes démarches dans cette direction sont celles regroupées sous le terme de Contrôle Direct du Flux statorique et du Couple électromagnétique. [CAR1 00] [BEL 01] [RAG 01] [MIC 02]

Deux principales stratégies ont été développées quasiment en même temps dans deux centres de recherche différents en 1985. Ces deux stratégies de commande sont essentiellement caractérisées par la régulation à structures variables du flux statorique et du couple électromagnétique. Ces lois de commande sont connues sous les noms de: [CAR1 00] [BEL 01]

- Contrôle Vectoriel Direct du Flux Statorique: Direct Self Control (DSC), développé par M. Depenbrock.
- Contrôle Direct du Couple: Direct Torque Control (DTC), développé par L. Takahashi.

Dans ce chapitre, nous développons le principe du contrôle direct du flux statorique (DSC) et du couple électromagnétique de la machine avec un intérêt particulier au Contrôle Direct du Couple, noyau de notre thème de recherche. Pour cette stratégie de commande, nous expliquons le principe de réglage du flux et du couple électromagnétique se basant sur le modèle discret de l'onduleur de tension à deux niveaux et en utilisant les vecteurs de tension désirées.

II.2 STRUCTURE DE L'ONDULEUR DE TENSION UTILISE

L'onduleur de tension est un convertisseur statique constitué de cellules de commutation généralement à transistors ou des thyristors GTO pour les grandes puissances, le séquençement imposé aux interrupteurs statiques permet de réaliser un choix précis du vecteur de tension à appliquées aux enroulements statoriques de la machine. Il est constitué de trois bras, de deux interrupteurs pour chacun. Pour assurer la continuité en courants chaque interrupteur est monté en antiparallèle avec une diode de récupération. Les interrupteurs (K_1, K_4), (K_2, K_5), (K_3, K_6) sont contrôlés de manière complémentaire pour éviter le court-circuit de la source [CAR2 95] [CAR1 00]. Le schéma structurel d'un tel convertisseur statique alimentant le stator de la machine est illustré par la figure II.1 [CAR1 00].

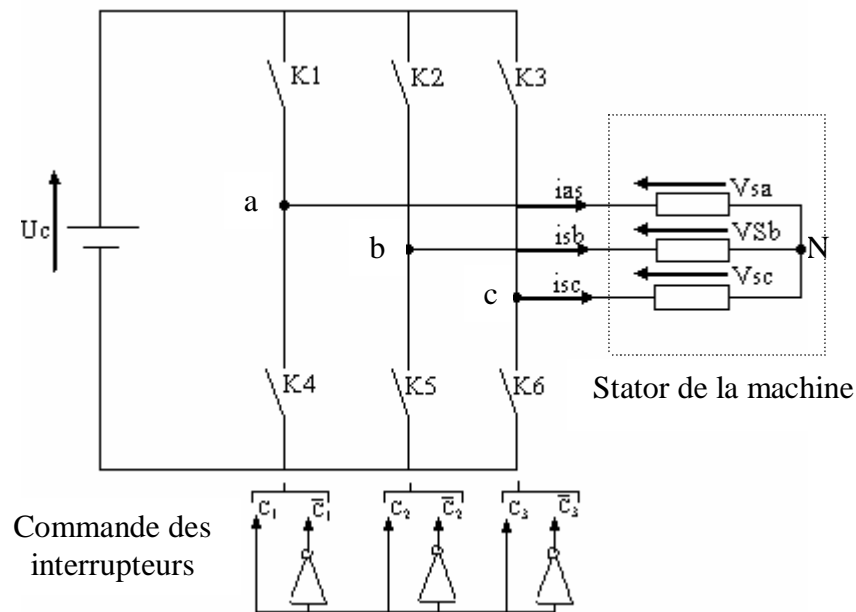


Fig.II.1 Schéma d'un onduleur de tension triphasé alimentant le stator de la machine

Pour simplifier la modélisation de l'onduleur on supposera que les interrupteurs sont idéaux (temps de commutation nul, pertes négligeables), la charge triphasée, est équilibrée, couplée en étoile avec un neutre isolé. [LAB 95] [CAR1 00] [ISM 99].

L'objectif de la commande est de trouver la bonne combinaison de contrôle des interrupteurs, de façon à reconstituer la forme de 3 signaux sinusoïdaux. Soit C_K , les signaux de commande des bras K de l'onduleur ; avec $K \in \{1, 2, 3\}$. [CHA 95]

CONTROLE DIRECTE DE COUPLE

$C_K=1$ si l'interrupteur en haut d'un bras est fermé et celui en bas est ouvert ;

$C_K=0$ si l'interrupteur en haut est ouvert et celui en bas est fermé).

Si la charge connectée à l'onduleur est équilibrée, ($V_{sa} + V_{sb} + V_{sc} = 0$), alors

$$\begin{cases} V_{aN} = V_{sa} = \frac{U_c}{3} (2 \cdot C_1 - C_2 - C_3) \\ V_{bN} = V_{sb} = \frac{U_c}{3} (2 \cdot C_2 - C_1 - C_3) \\ V_{cN} = V_{sc} = \frac{U_c}{3} (2 \cdot C_3 - C_2 - C_1) \end{cases} \quad (\text{II.1})$$

Sous formes matricielle :

$$[C_K] = [C_1 \ C_2 \ C_3]^T; \quad [V_{sabc}] = [V_{sa} \ V_{sb} \ V_{sc}]^T. \quad (\text{II.2})$$

Où V_{sabc} est le vecteur des tensions simples à la sortie de l'onduleur, donné par [EPA 01] [CAR1 00] [ISM 99] :

$$[V_{sabc}] = \begin{bmatrix} V_{sa} \\ V_{sb} \\ V_{sc} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \cdot U_c \cdot \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} C_1 \\ C_2 \\ C_3 \end{bmatrix} = U_c \cdot [T_s] \cdot [C_K] \quad (\text{II.3})$$

En considérant le vecteur tension statorique V_s exprimée dans un repère fixe (α, β) s'écrit en fonction des tensions simples de la façon suivante : [CAR1 00] [BEL 01] [JAW 01] [CHA 95]

$$V_s = V_{sa} + j V_{s\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left[V_{aN} + V_{bN} \cdot e^{j\frac{2p}{3}} + V_{cN} \cdot e^{j\frac{4p}{3}} \right] \quad (\text{II.4})$$

Nous constatons qu'il existe huit combinaisons possibles de (C_1, C_2, C_3). A partir de ces combinaisons nous déterminons six séquences de tension active ($V1...V6$) délivrées par l'onduleur pour alimenter la machine, et deux séquences de tension nulle ($V0, V7$).

La table de vérité de la commande peut être résumée dans le tableau suivant, [EPA 01] [ISM 99]:

CONTROLE DIRECTE DE COUPLE

Vecteur	C_{K1}	C_{K2}	C_{K3}	V_{sa}	V_{sb}	V_{sc}	V_s
V_0	0	0	0	0	0	0	0
V_1	1	0	0	$2U_c/3$	$-U_c/3$	$-U_c/3$	$\sqrt{2/3}U_c$
V_2	1	1	0	$U_c/3$	$U_c/3$	$-2U_c/3$	$\sqrt{2/3}U_c \cdot e^{j\frac{p}{3}}$
V_3	0	1	0	$-U_c/3$	$2U_c/3$	$-U_c/3$	$\sqrt{2/3}U_c \cdot e^{j\frac{2p}{3}}$
V_4	0	1	1	$-2U_c/3$	$U_c/3$	$U_c/3$	$\sqrt{2/3}U_c \cdot e^{j\frac{p}{3}}$
V_5	0	0	1	$-U_c/3$	$-U_c/3$	$2U_c/3$	$\sqrt{2/3}U_c \cdot e^{j\frac{4p}{3}}$
V_6	1	0	1	$U_c/3$	$-2U_c/3$	$U_c/3$	$\sqrt{2/3}U_c \cdot e^{j\frac{5p}{3}}$
V_7	1	1	1	0	0	0	0

Tab.II.1 Table de vérité d'un onduleur triphasé

Le vecteur de sortie peut être à tout instant, approximé par une combinaison linéaire de deux de ces six vecteurs non nuls.

On désigne par séquence de niveaux de phase chaque combinaison des variables C_1 , C_2 , C_3 donnant un élément de l'ensemble (C_1, C_2, C_3) . Vu que, pour l'onduleur à 2-niveaux, ces variables sont de nature binaire, il y a au total 8 séquences de niveaux de phase différentes.

La Fig. II.2 illustre la correspondance entre chaque séquence de niveaux de phase et le vecteur tension, obtenue analytiquement par l'équation (II.1). On peut constater l'existence de deux séquences de niveaux de phase différentes ((0, 0,0) et (1, 1,1)) donnant origine au même vecteur tension nul. [CAR1 00]

L'ensemble des vecteurs tensions délivrés par un onduleur à 2-niveaux ainsi que les séquences de niveaux de phase correspondantes sont représentées dans la Fig.II.3. [CAR1 00] [ISM 99] [BEL 01]

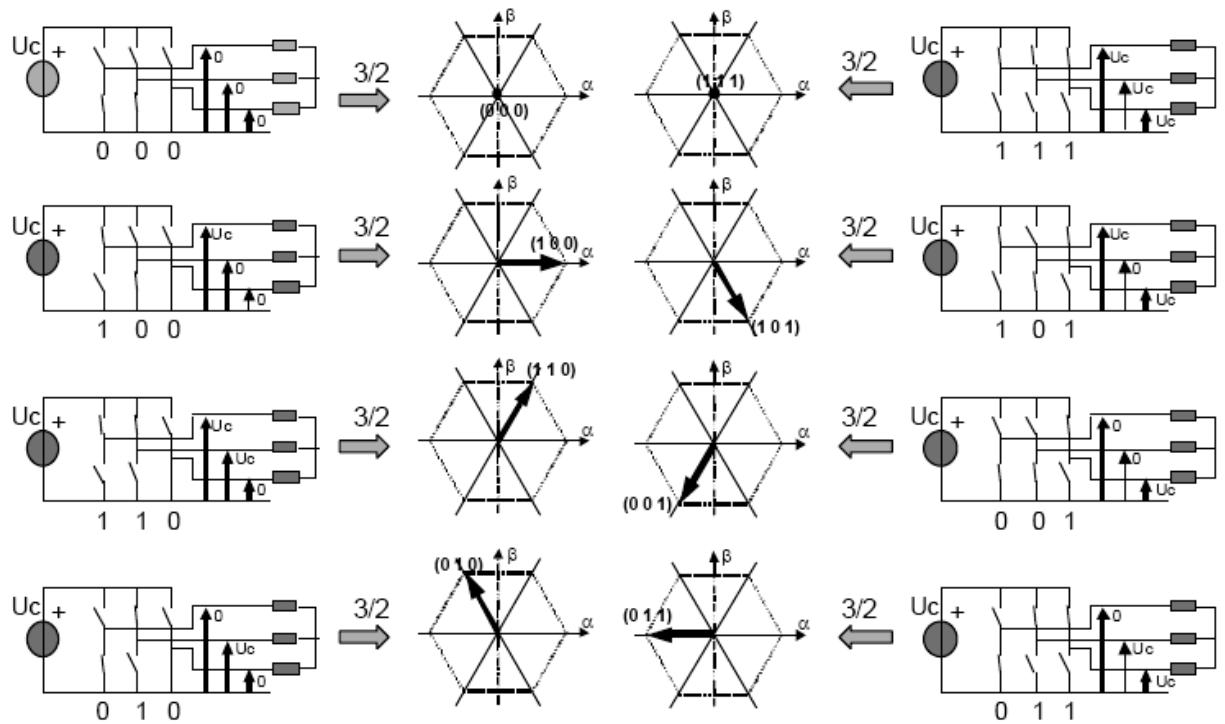


Fig.II.2 Correspondance entre chaque configuration onduleur et vecteur tension.

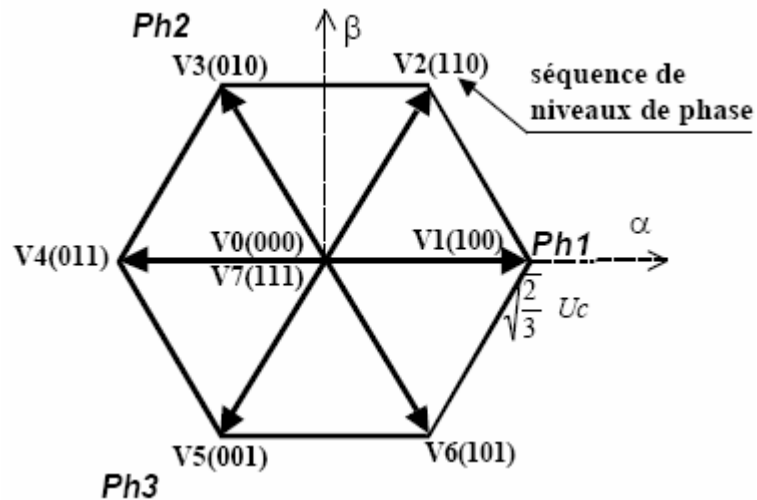


Fig.II.3 Vecteurs tension et séquences de niveaux de phase d'un onduleur 2-niveaux dans le plan $\alpha\beta$.

II.3 CONTROLE VECTORIEL DIRECT DU FLUX STATORIQUE (DSC)

Le DSC est apparu environ en même temps que le DTC. Il a été proposé par M. Depenbrock vers le milieu des années 80 [DEP 88]. Son principe de base correspond à une version simplifiée du DTC car, bien que le couple soit aussi régulé par hystérésis avec un

CONTROLE DIRECTE DE COUPLE

régulateur simple bande, le flux statorique ne l'est pas. En effet, le flux statorique a une allure trapézoïdale dans le temps, au lieu de se rapprocher d'une sinusoïde comme dans le cas du DTC, et suit un hexagone prédéfini dans le plan $\alpha \beta$ en régime permanent.

Le principe de réglage consiste à faire évoluer le vecteur flux statorique, selon une trajectoire dans le plan $\alpha \beta$, qui est défini a priori comme étant un hexagone dont le côté est égal au flux de référence en diphasé [BAA 92]. Pour le faire tourner on utilise un vecteur tension actif, et pour le bloquer un vecteur tension nul. Le choix du vecteur tension se fait de manière à maintenir le couple à l'intérieur de sa bande d'hystérésis. Par exemple, en fonctionnement moteur dans le premier quadrant du plan couple-vitesse, si le vecteur flux statorique se trouve avec une phase comprise entre 0° et 60° dans le plan $\alpha \beta$, le vecteur actif V_3 sera choisi lorsque le couple vient de croiser la limite inférieure de sa bande d'hystérésis ($K_{Cem}=0$), (K_{Cem} est la sortie du régulateur du couple). Ceci aura comme effet une rotation rapide du vecteur flux statorique dans le sens positif et par conséquent une augmentation de l'angle δ et donc du couple. Au contraire, lorsque le couple atteint la limite supérieure de sa bande, le vecteur tension nul sera appliqué à la machine, ce qui aura pour effet une diminution lente du couple, car le vecteur flux rotorique continuera à tourner lentement dans le sens de rotation positif, ce qui contribuera à une diminution de l'angle δ . Aucun autre vecteur tension ne sera utilisé en fonctionnement moteur premier quadrant tant que le vecteur flux statorique est positionné entre 0° et 60° . Lorsqu'il rentre dans le secteur angulaire compris entre 60° et 120° le vecteur tension actif V_4 sera utilisé pour faire augmenter le couple et le vecteur tension nul pour le faire diminuer. Le même raisonnement reste valable pour les secteurs suivants.

Le synoptique de commande complet de la stratégie DSC classique pour un onduleur 2-niveaux est présenté dans la Figure II.4. Comme dans le cas du DTC, le flux statorique doit être soit estimé, soit observé dans le plan $\alpha \beta$, ce qui permettra l'estimation du couple à partir de la mesure des courants statoriques. L'erreur de couple est ensuite introduite dans un régulateur d'hystérésis simple bande conventionnelle. La sortie K_{Cem} de ce régulateur permettra le choix entre un vecteur tension actif (si $K_{Cem}=1$) ou le vecteur tension nul (si $K_{Cem}=0$). Les signaux de commande de l'onduleur 2-niveaux, correspondant au vecteur tension actif, sont obtenus directement à partir de trois régulateurs à hystérésis de flux statorique (Figure II.4). La séquence des niveaux de phase pour la synthèse du vecteur tension nul sera choisie dans le bloc «sélection de la séquence nulle» de la Figure II.4, par exemple selon un algorithme de minimisation du

CONTROLE DIRECTE DE COUPLE

nombre de commutations onduleur, de manière à minimiser la fréquence de commutation et donc les pertes. [DEP 88] [BEL 01] [CAR1 00]

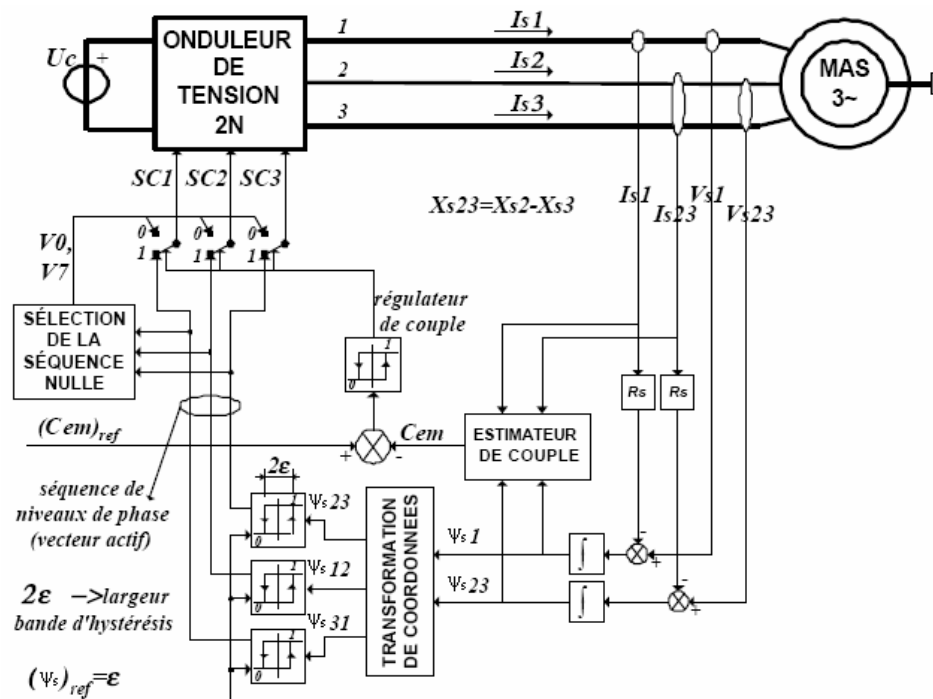


Fig. II.4 - Schéma de la commande DSC classique 2-niveaux.

Cette technique de contrôle a été mise en œuvre pour des variateurs de grandes puissances à GTO, particulièrement destinés aux systèmes de traction de grandes puissances avec une fréquence de commutation faible. [BEL 01] [CAR1 00] [JAW 01]

II.4 CONTROLE DIRECT DU COUPLE (DTC)

Le DTC a été introduit par L. TAKAHASHI à partir de la méthode du flux orienté et du principe du moteur à courant continu. Il a proposé de remplacer le découplage à travers la transformation vectorielle par un contrôle non linéaire tel que les états de commutation de l'onduleur soient imposés à travers un pilotage séparé du flux statorique et du couple électromagnétique du moteur. La commande de l'onduleur est instantanée, ce qui nécessite une période d'échantillonnage très faible. [CAR1 00] [BEL 01] [LON 04]

II.4.1 ESTIMATION ET CONTROLE DU FLUX STATORIQUE

Le flux statorique de la machine est décrit par l'équation électrique suivante:

$$\frac{d}{dt} \mathbf{y}_s = V_s - R_s \cdot \mathbf{i}_s \quad (\text{II.5})$$

$$\mathbf{y}_s = \mathbf{y}_{s0} + \int_0^t (V_s - R_s \cdot \mathbf{i}_s) dt \quad (\text{II.6})$$

Dans la mesure où on peut considérer le terme résistif négligeable, la trajectoire de ψ_s suit la direction du vecteur tension V_s de sortie du convertisseur [BEL 01] [LIN 05] [LON 04]. Si la sortie est un vecteur de tension non nul, l'extrémité du vecteur ψ_s suit la direction de V_s qui est fixé à l'intérieur d'un intervalle de commutation.

À l'instant $(t+\Delta t)$ se déduit du vecteur flux à l'instant t par la sommation vectorielle suivante, à l'intérieur d'une période de commutation de l'onduleur (Figure II.5):

$$\mathbf{y}_s(t + \Delta t) = \mathbf{y}_s(t) + V_s \cdot \Delta t$$

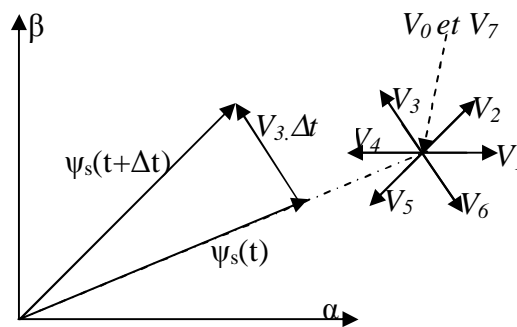


Fig.II.5 Évolution du vecteur flux statorique en fonction du vecteur tension appliqué

Si une tension nulle est appliquée, nous constatons que la variation du module du flux statorique est toujours négative et proportionnelle au terme de la chute de tension $(R_s \cdot i_s)$, [CHA 95]

$$\frac{d}{dt} \mathbf{y}_s = -R_s \cdot \mathbf{i}_s \quad (\text{II.7})$$

A moyenne et grande vitesse, le terme $(R_s \cdot i_s)$ peut être négligé et par conséquent la variation du flux statorique est nulle pour un vecteur tension inactif.

$$\frac{d}{dt} \mathbf{y}_s = 0 \quad (\text{II.8})$$

On constate alors que l'extrémité du vecteur flux statorique se déplace le long d'une droite d'axe colinéaire à celui du vecteur tension imposé par l'onduleur de tension à la machine

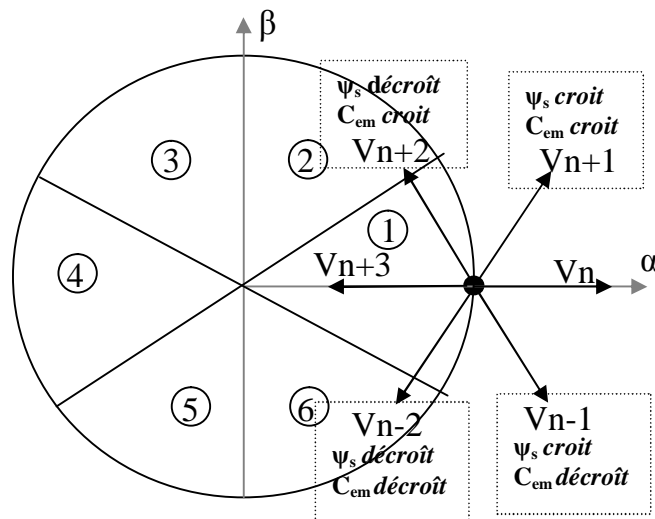


Fig.II.6 choix de V_s

Dans le secteur n , et pour un sens de rotation positif :

- § Pour augmenter l'amplitude du flux statorique on peut appliquer V_n , V_{n+1} ou V_{n-1} .
- § Pour diminuer l'amplitude du flux statorique on peut appliquer V_{n+2} , V_{n+3} ou V_{n-2} .

Ceci est dû à ce que les vecteurs (V_n , V_{n+1} , V_{n-1}) possèdent une composante V_{sd} positive, par conséquent ils ont tendance à augmenter le flux. En revanche, les autres vecteurs (V_{n+2} , V_{n+3} , V_{n-2}) possèdent une composante V_{sd} négative permettant de diminuer le flux statorique. [BEL 01]

II.4.2 REGULATION DE FLUX EN UTILISANT UN COMPAREUR A HYSTERESIS

Pour le contrôle du flux, on associe au régulateur à hystérésis du flux statorique une variable « K_ψ » à deux états (0 ou 1), qui définit l'action désirée sur le comportement du flux (figure II.7). [JAW 01]

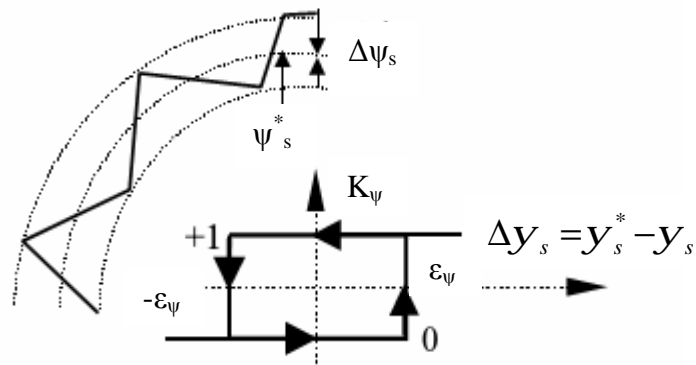


Fig.II.7 Comparateur à hystérésis utilisé pour contrôler le module du vecteur flux statorique

$$\left\{ \begin{array}{ll} \text{Si } \Delta\psi_s > \varepsilon_\psi & \text{alors } K_\psi = 1 ; \\ \text{Si } 0 \leq \Delta\psi_s \leq \varepsilon_\psi \text{ et } \frac{d\Delta y}{dt} > 0 & \text{alors } K_\psi = 0 ; \\ \text{Si } 0 \leq \Delta\psi_s \leq \varepsilon_\psi \text{ et } \frac{d\Delta y}{dt} < 0 & \text{alors } K_\psi = 1 ; \\ \text{Si } \Delta\psi_s < -\varepsilon_\psi & \text{alors } K_\psi = 0. \end{array} \right. \quad (\text{II.9})$$

Ainsi, selon le choix du vecteur tension statorique sur les intervalles successifs de durée la période d'échantillonnage, on peut faire suivre à l'extrémité du vecteur flux statorique une trajectoire quasi circulaire (bande d'hystérésis) et maintenir l'amplitude du flux proche d'une valeur de référence constante. [ANT 00] [ISM 99] [BEL 01].

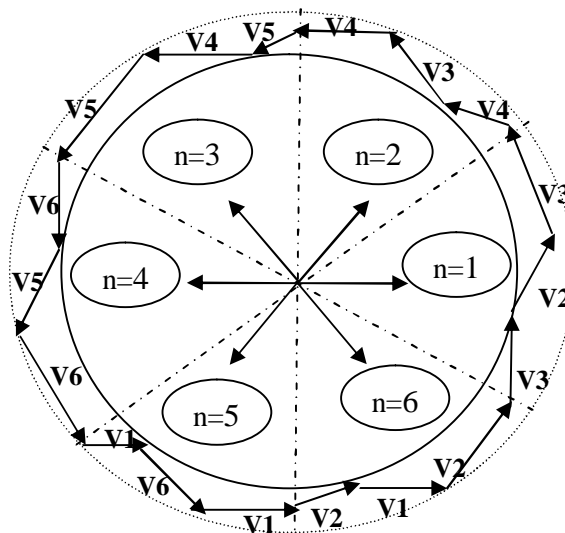


Fig.II.8 Trajectoire du flux statorique dans le plan (α, β)

Selon le choix du vecteur tension, on pourra donc augmenter ou diminuer l'amplitude de ψ_s et moduler sa vitesse.

II.4.3 CONTROLE DU COUPLE ELECTROMAGNETIQUE

Le couple électromagnétique s'exprime en fonction du flux statorique et du flux rotorique de la façon suivante: [ANT 00] [CAR1 00] [BEL 01] [LIN 05] [CHA 95].

$$C_{em} = K_c (\mathbf{y}_s^r \times \mathbf{y}_r^r) \quad (\text{II.10})$$

K_c est une constante dépendant des paramètres de la machine,

\mathbf{y}_r^r est le vecteur de flux rotorique;

$$K_c = \frac{3 \cdot p M_{sr}}{2(s \cdot L_s \cdot L_r)} \quad (\text{II.11})$$

Le flux statorique et le flux rotorique peuvent se mettre sous la forme complexe :

$$\begin{cases} \mathbf{y}_s^r = [y_s, q_s] = y_s \cdot e^{jq_s} \\ \mathbf{y}_r^r = [y_r, q_r] = y_r \cdot e^{jq_r} \end{cases} \quad (\text{II.12})$$

Où ψ_s et ψ_r sont les modules respectivement du flux statorique et du flux rotorique à l'instant « t_0 ».

$$\begin{cases} y_s = \sqrt{y_{sa}^2 + y_{sb}^2} \\ \angle y_s = \arctg \frac{y_{sb}}{y_{sa}} \end{cases} \quad (\text{II.13})$$

Le couple peut être exprimé de la manière suivante :

$$C_{em} = K_c \|\mathbf{y}_s^r\| \cdot \|\mathbf{y}_r^r\| \sin(d_0) , \text{ avec } \delta_0 = \theta_{s0} - \theta_{r0} \quad (\text{II.14})$$

Où δ_0 est l'angle entre les deux vecteurs flux statorique et rotorique.

Sachant que le flux statorique est maintenu dans une bande d'hystérésis, on peut supposer qu'il suit sa référence “ $\|\mathbf{y}_s^r\| \approx \psi_{sref}$ ” et l'expression (II.14) devient:

$$C_{em} = K_c \cdot \psi_{sref} \cdot y_r \sin(d_0) \quad (\text{II.15})$$

II.4.3.1 APPLICATION D'UN VECTEUR DE TENSION NON NUL

Lors de l'application d'un vecteur tension "actif" on modifie les positions et les vitesses des flux statorique et rotorique selon :

$$\mathbf{y}_s^r(t + \Delta t) = \psi_{sref} \cdot e^{j(q_{s0} + \Delta q_s)} \quad (\text{II.16})$$

Avec : $\Delta \theta_s = \theta_s - \theta_{s0}$, et $\theta_s = \omega_s(t-t_0) + \theta_{s0}$, ($\omega_s = \omega_{s0} + \Delta \omega_s$)

Donc : $\Delta q_s = (\omega_{s0} + \Delta \omega_s) \Delta t$

CONTROLE DIRECTE DE COUPLE

$\Delta\omega_s$ est la variation de vitesse du vecteur flux statorique. De même pour le flux rotorique, nous pouvons écrire :

$$\mathbf{y}_r^r(t + \Delta t) = (\mathbf{y}_r + \Delta\mathbf{y}_r) \cdot e^{j(q_r + \Delta q_r)} \quad (\text{II.17})$$

Or l'évolution du flux rotorique est lente par rapport à celle du flux statorique, [ISM 99] [BEL 01] d'où $\Delta\mathbf{y}_r = 0$ et $\Delta q_r = 0$, ce qui implique $\Delta\delta = \Delta\theta_s = (w_{s0} + \Delta w_s)\Delta t$

Donc le couple électromagnétique à l'instant « t+ Δt » devient:

$$C_{em} = K_c \cdot \mathbf{y}_{sref} \cdot \mathbf{y}_r \cdot \sin(d_0 + \Delta d) \quad (\text{II.18})$$

Avec $\Delta d = (w_{s0} + \Delta w_s)\Delta t$ la variation de l'angle entre les deux vecteurs flux statorique et rotorique.

$$C_{em} = K_c \cdot \mathbf{y}_{sref} \cdot \mathbf{y}_r \cdot \sin(w_s t - w_r t_0 + d_0) \quad (\text{II.19})$$

La dérivée du couple est calculée de la façon suivante:

$$\left. \frac{dC_{em}(t)}{dt} \right|_{t=t_i(\Delta t=0)} = (K_c \cdot \mathbf{y}_{sref} \cdot \mathbf{y}_r) \cdot w_s \quad (\text{II.20})$$

Deux importantes conclusions se déduisent des expressions (II.18) et (II.20). Le contrôle du couple dépend directement du contrôle de la rotation du vecteur flux statorique. Le coefficient de proportionnalité dans le calcul de la dérivée du couple étant positif défini la rapidité de la réponse de celui-ci.

Nous représentons sur la figure II.9 l'évolution de l'angle δ , pour deux vecteurs de tension différents.

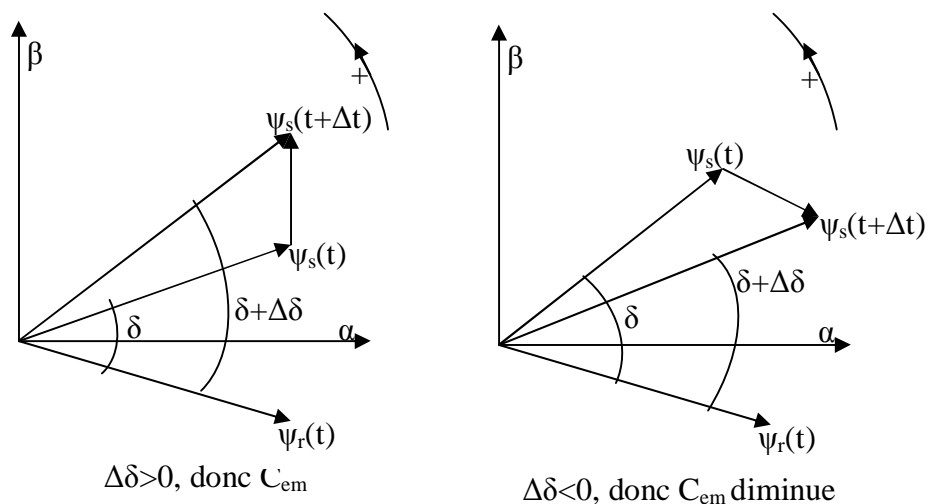


Fig.II.9: Évolution du couple électromagnétique en fonction du vecteur tension appliqué

II.4.3.2 APPLICATION D'UN VECTEUR DE TENSION NUL

Lors de l'application d'un vecteur de tension nul, le vecteur flux statorique reste fixe et égal à $(R_s \cdot i_s)$ [CAR2 95] [EPA 01]. Quand on néglige les pertes résistives ($R_s \cdot i_s \approx 0$), l'application d'un vecteur nul permet de ralentir la rotation d'un vecteur flux statorique. Toutefois, le flux rotorique poursuit son évolution avec la constante du temps rotorique; ainsi l'angle δ entre les deux vecteurs va être diminué et par conséquent le couple électromagnétique diminue lentement (figure II.10).

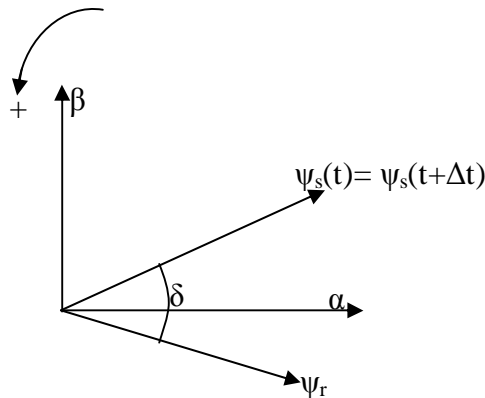


Fig.II.10 Evolution du flux et du couple pour une phase de tension nulle.

Pour le réglage du couple électromagnétique, on associe au régulateur à hystérésis du couple (figure II.11), une variable ' K_{Cem} ' qui peut être à deux ou à trois états en fonction de la nature du régulateur utilisé (simple bande, double bande). Cette variable définit l'action désirée sur le couple (augmentation, diminution, maintien).

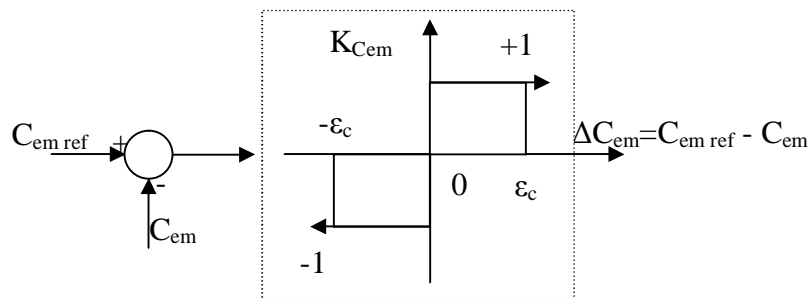


Fig.II.11 Réglage du couple électromagnétique par un régulateur à hystérésis double bandes

On peut écrire alors : [JAW 01].

CONTROLE DIRECTE DE COUPLE

$$\left\{ \begin{array}{ll}
 \text{Si } \Delta C_{em} > \varepsilon_c & \text{alors } K_{Cem} = 1 \\
 \text{Si } 0 \leq \Delta C_{em} \leq \varepsilon_c \quad \text{et } d\Delta C_{em}/dt > 0 & \text{alors } K_{Cem} = 0 \\
 \text{Si } 0 \leq \Delta C_{em} \leq \varepsilon_c \quad \text{et } d\Delta C_{em}/dt < 0 & \text{alors } K_{Cem} = 1 \\
 \text{Si } \Delta C_{em} < -\varepsilon_c & \text{alors } K_{Cem} = -1 \\
 \text{Si } -\varepsilon_c \leq \Delta C_{em} \leq 0 \quad \text{et } d\Delta C_{em}/dt > 0 & \text{alors } K_{Cem} = -1 \\
 \text{Si } -\varepsilon_c \leq \Delta C_{em} \leq 0 \quad \text{et } d\Delta C_{em}/dt < 0 & \text{alors } K_{Cem} = 0
 \end{array} \right. \quad (II.21)$$

Connaissant la valeur du couple électromagnétique C_{em} , obtenue par estimation, on va calculer l'écart qui existe entre le couple de la machine et sa référence, celui-ci génère la valeur $K_{Cem}=1$ pour augmenter le couple, $K_{Cem}= -1$ pour le réduire et $K_{Cem}= 0$ pour le maintenir constant.

Analysons maintenant la situation présentée sur la figure II.6. Les deux vecteurs flux statorique et rotorique sont placés dans le secteur 1. Le choix judicieux des vecteurs de tension permet de conclure:

- Pour augmenter ψ_s on applique V1, V2 et V6
- Pour diminuer ψ_s on utilisera V3, V4 et V5
- Pour augmenter le couple on peut prendre V2, V3 et V4
- Pour diminuer le couple on peut appliquer V1, V6 ou V5 (ou V0, V7).

D'une manière générale trois points fondamentaux sont à envisager:

- L'action d'un vecteur ne sera pas le même sur le couple et sur le flux statorique. En effet cette action dépend de la position du flux au moment de l'application du vecteur tension.
- L'action d'un même vecteur dépend aussi du sens de rotation de la machine.
- La rapidité de l'augmentation ou de la diminution du flux ou du couple dépend aussi du vecteur tension appliquée. En général, les vecteurs de tension en direction tangentielle (V3 et V6 pour le cas précédent) ont une très grande influence sur le couple.

Un vecteur actif sera toujours appliqué lorsque l'erreur de couple devient en d'hors de sa bande d'hystérésis ($K_{Cem}=1$ ou $K_{Cem} = -1$). Le vecteur tension nul sera seulement utilisé pour faire évoluer le couple à l'intérieur de la bande d'hystérésis ($K_{Cem} =0$)

II.4.4 ÉLABORATION DE TABLE DE COMMUTATION AVEC SEQUENCES NULLES

Par conséquent, selon la position du vecteur flux dans le plan (α, β) , on définit une table définissant le vecteur tension à appliquer pour chaque combinaison des variables K_{Cem} et K_{ψ} .

La sélection du vecteur tension à appliquer à la machine, aussi bien que la séquence des niveaux de phase et les signaux de commande de l'onduleur se font par la suite à l'aide du tableau de localisation (Tabl.II.2). Ce tableau est synthétisé à partir des règles qualitatives d'évolution du couple et du flux statorique, et constitue ainsi le noyau de l'algorithme de commande [NAS 97] [ANT 00] [ISM 99] [BEL 01].

<i>n</i>		1	2	3	4	5	6
<i>Flux</i>	<i>Couple</i>						
$K_{\psi}=1$	$K_{Cem}=1$	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₁
	$K_{Cem}=0$	V ₇	V ₀	V ₇	V ₀	V ₇	V ₀
	$K_{Cem}=-1$	V ₆	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄	V ₅
$K_{\psi}=0$	$K_{Cem}=1$	V ₃	V ₄	V ₅	V ₆	V ₁	V ₂
	$K_{Cem}=0$	V ₀	V ₇	V ₀	V ₇	V ₀	V ₇
	$K_{Cem}=-1$	V ₅	V ₆	V ₁	V ₂	V ₃	V ₄

Tabl.II.2 Table de commutation avec séquences nulles.

II.4.5 ÉLABORATION DE LA TABLE DE COMMUTATION SANS SEQUENCES NULLES

A partir de cette table commande, nous connaissons les différents vecteurs de tension actifs à appliquer afin de pouvoir maintenir le module du flux statorique et le couple électromagnétique à l'intérieur des bandes de tolérance définies. En revanche, l'idée de n'appliquer que des séquences de tension actives n'est pas optimale. En effet, l'absence de séquences de tension nulle dans la table de commande contribue à augmenter le nombre de commutations et donc les pertes correspondantes.

Pour définir cette table de commutation, nous avons supposé que la sortie du régulateur du couple ne prend que deux états, comme celle du flux. Ceci revient à dire que la condition de maintien du couple est rarement utilisée. [BEL 01]

CONTROLE DIRECTE DE COUPLE

Les séquences qui Correspondent à K_{Cem} nulle sont ignorées (voir Tabl.II.3). La table suivante illustre cette modification.

K_{Cem}	1	1	0	0
K_{ψ}	1	0	1	0
n=1	V ₂	V ₃	V ₆	V ₅
n=2	V ₃	V ₄	V ₁	V ₆
n=3	V ₄	V ₅	V ₂	V ₁
n=4	V ₅	V ₆	V ₃	V ₂
n=5	V ₆	V ₁	V ₄	V ₃
n=6	V ₁	V ₂	V ₅	V ₄

Tabl.II.3 Table de commutation sans séquences nulles.

Dans ce cas, si K_{ψ} et K_{Cem} sont égales à 1 (erreurs positives) alors, on exige une augmentation du (flux/couple) et si elles sont égales à 0 (erreurs négatives) alors on applique un vecteur tension qui provoque une diminution du (flux/couple).

II4.6 SCHEMA GLOBAL DU CONTROLE DIRECTE DU COUPLE

La (Figure II.12) donne le schéma général du contrôle direct du couple d'une machine asynchrone alimentée par un onduleur à deux niveaux de tension. A chaque période d'échantillonnage Δt . On fait une estimation du flux statorique et du couple électromagnétique à partir de la mesure des courants statoriques et de la connaissance du vecteur tension imposé.

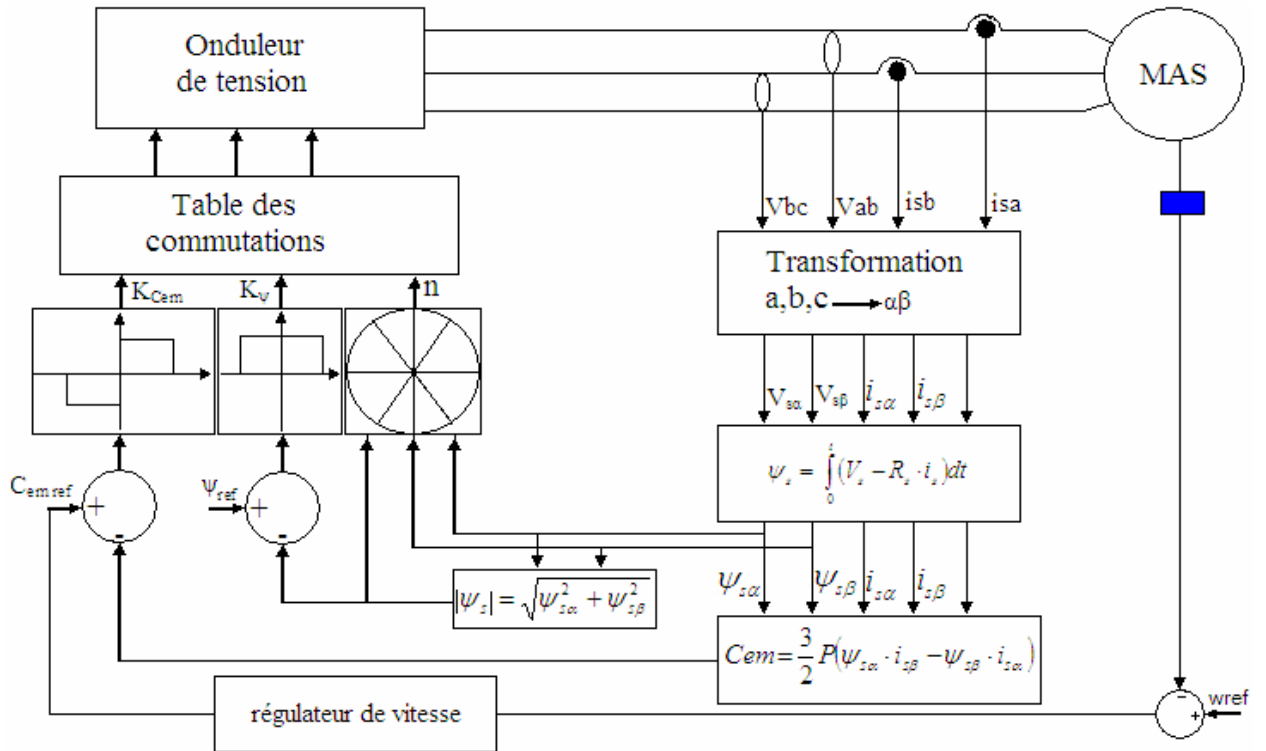


Fig.II.12 Schéma bloc du DTC selon TAKAHASHI

II.5 SIMULATION DU VARIATEUR MUNI DE LA STRATEGIE DTC

Pour illustrer le comportement de la structure de commande DTC appliquée à une machine asynchrone, alimenté par un onduleur de tension triphasé, en absence et en présence de la boucle de réglage de vitesse par un correcteur PI, on présente dans ce qui suit des résultats de simulation de cette commande. Les simulations sont effectuées en temps discret pour une période d'échantillonnage de 30 (µs). Ainsi ces simulations sont effectuées pour différentes références du couple et différentes charges, le flux de référence est maintenu constant et égal à sa valeur nominale '0.8 Wb'. A chaque simulation on compare les différentes variables de commande dans la machine et leurs références. On suppose que la valeur de la résistance statorique utilisée dans le bloc de commande, est égale à la résistance Rs effective du moteur.

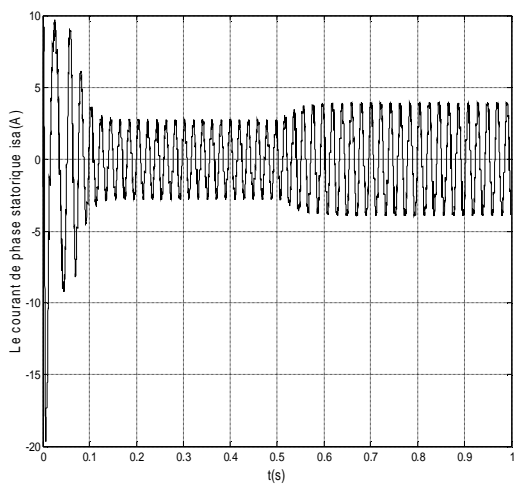


Fig.II.13 Le courant statorique i_{sa}

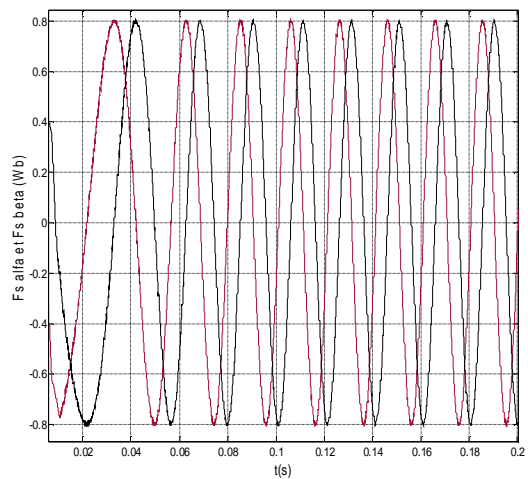


Fig.II.14 Flux statoriques ψ_{sa} et ψ_{sb} [Wb]

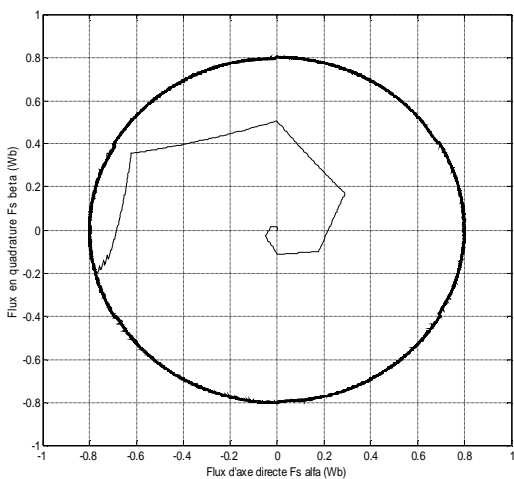


Fig.II.15 Trajectoire du flux statorique

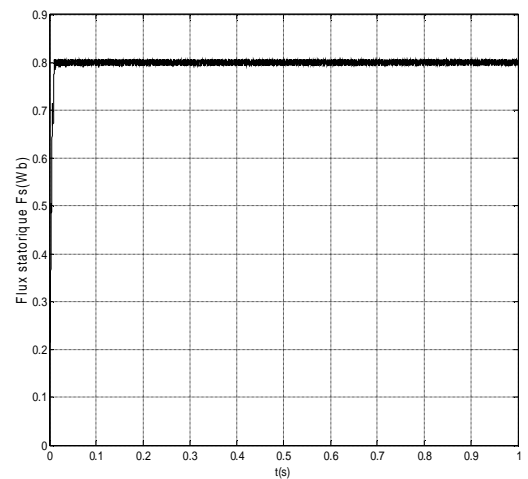


Fig.II.16 Le flux statorique ψ_s [Wb]

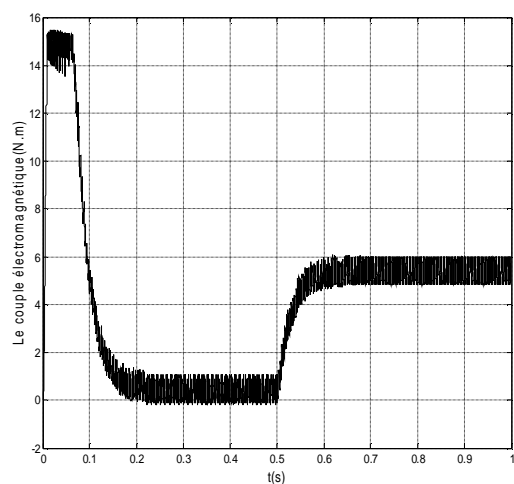


Fig.II.17 Le couple électromagnétique sans inversion [N.m]

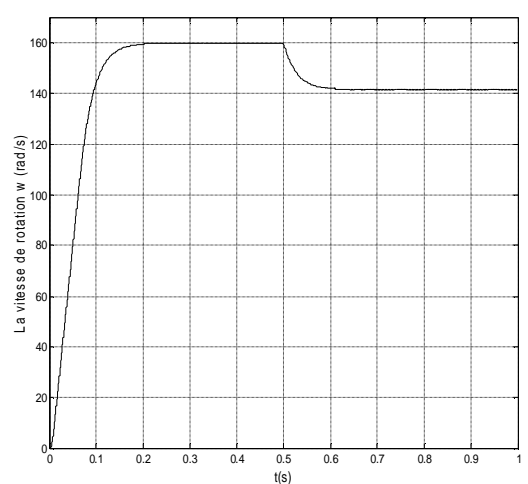


Fig.II.18 La vitesse de rotation w [rad/s]

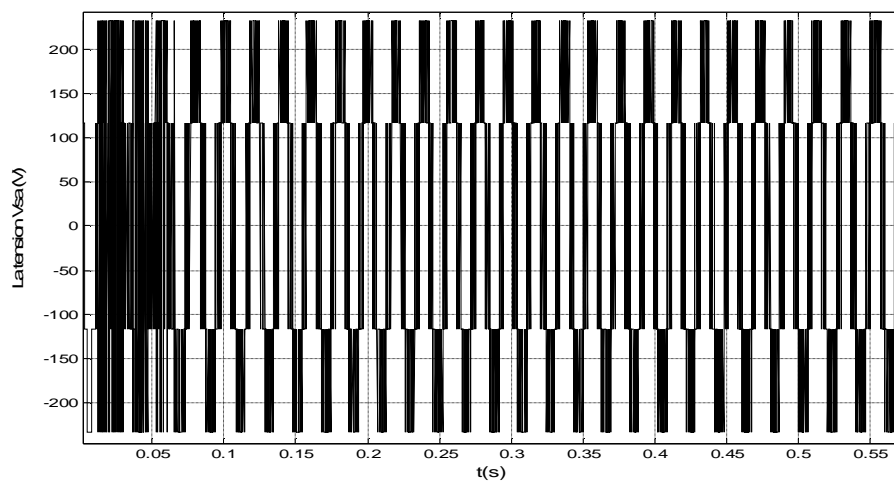


Fig.II.19 La tension de phase V_{sa} [V]

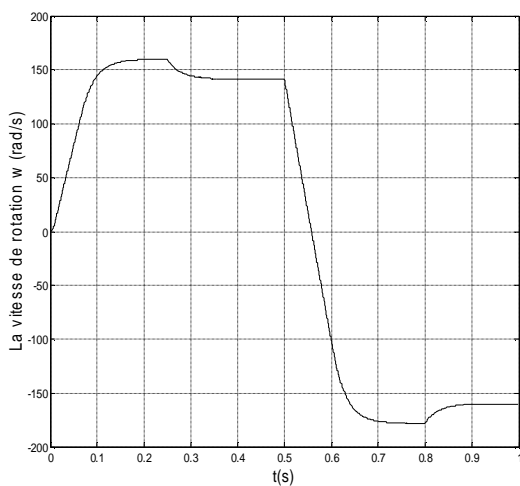


Fig.II.20 La vitesse de rotation w [rad/s]
Avec inversion et sans boucle de régulation de vitesse [N.m]

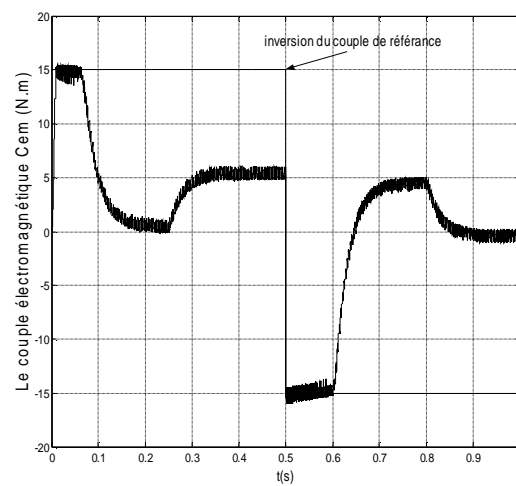


Fig.II.21 Le couple électromagnétique
Avec inversion et sans boucle de régulation de vitesse [N.m]

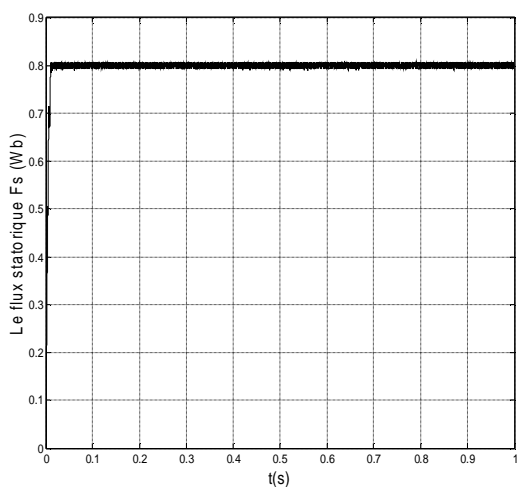


Fig.II.22 Le flux statorique ψ_s [Wb]
Avec inversion et avec boucle de régulation de vitesse

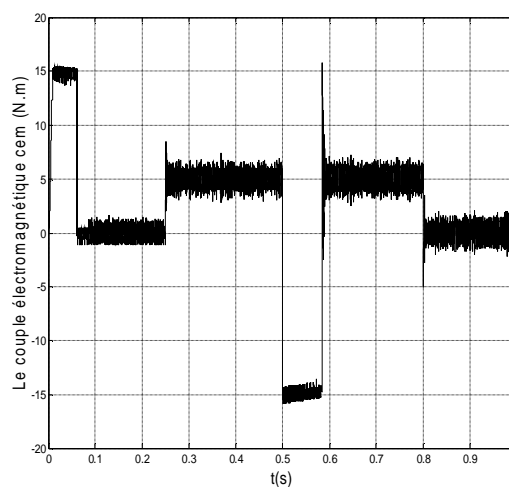


Fig.II.23 Le couple électromagnétique [N.m]
Avec inversion et avec boucle de régulation de vitesse

CONTROLE DIRECTE DE COUPLE

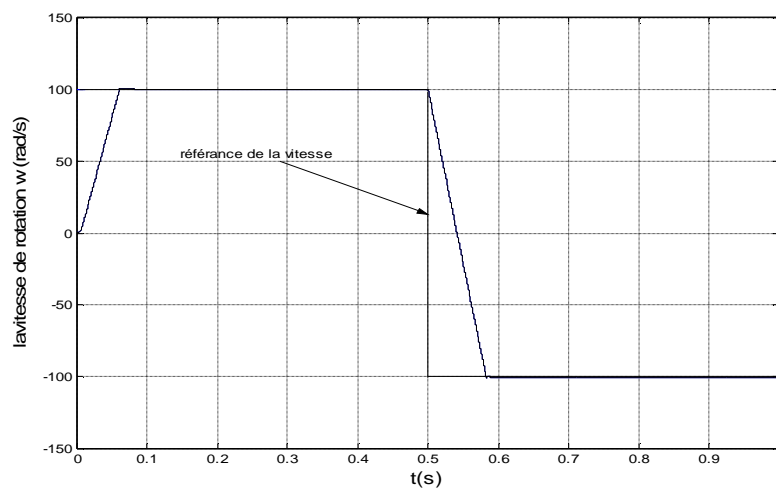


Fig.II.24 La vitesse de rotation [rad/s]
Avec inversion et avec boucle de régulation de vitesse

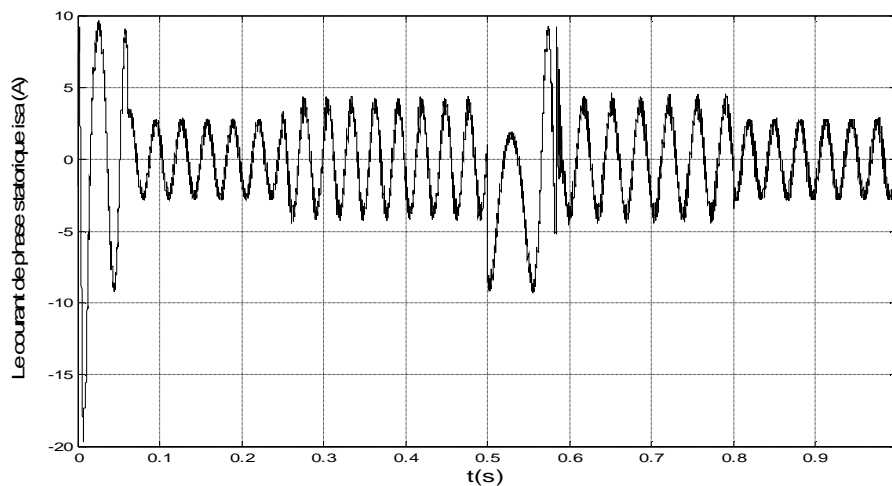
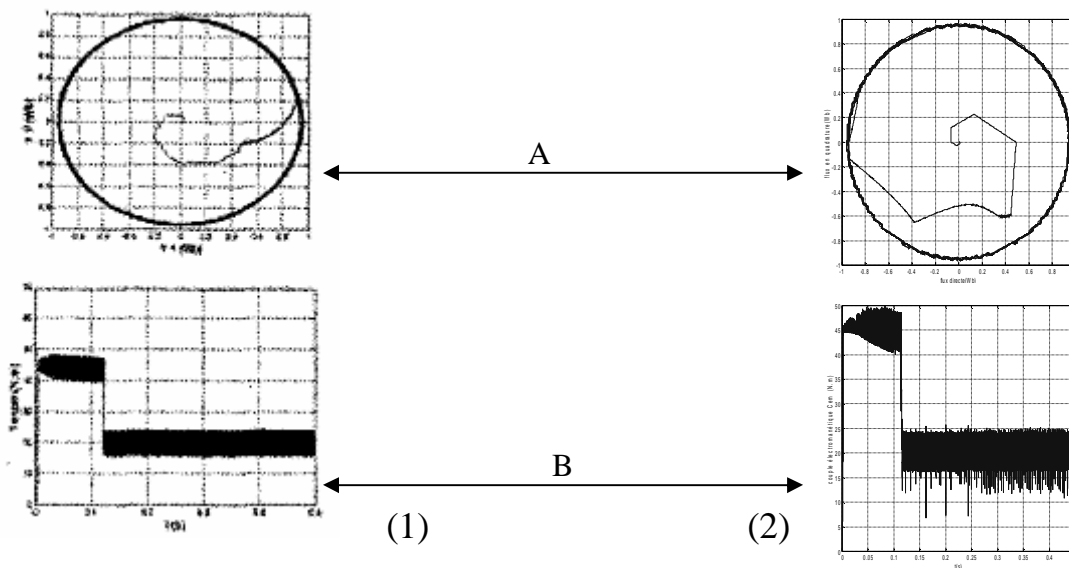


Fig.II.25 Le courant statorique i_{sa} avec inversion et avec boucle de régulation de vitesse



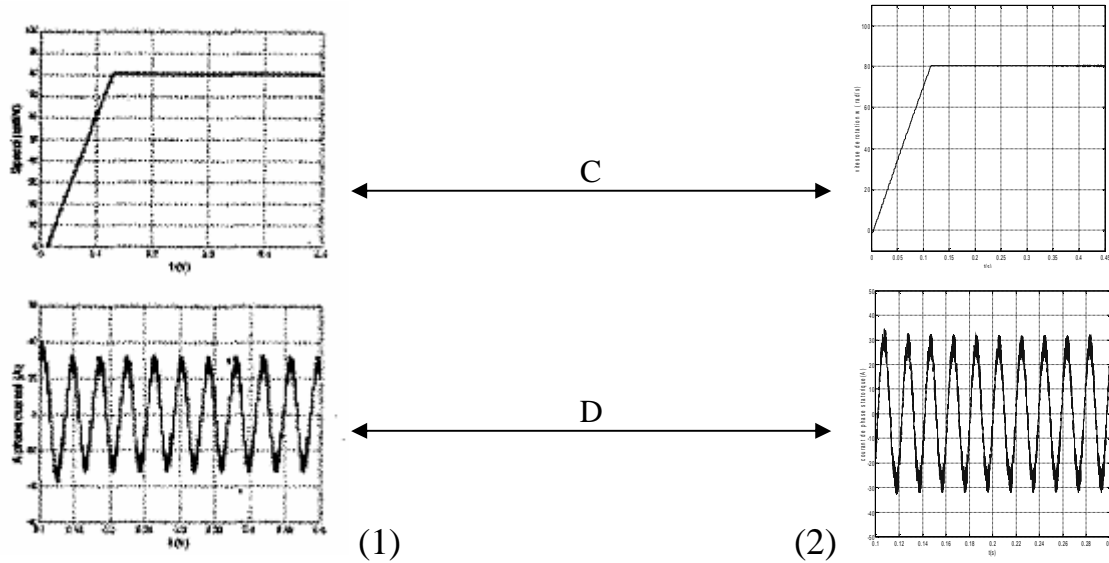


Fig.II.26. des résultats pratique pour validation de la DTC classique

Les paramètres du moteur utilisé pour cette comparaison sont les suivantes :

[LON 04]

$P_n = 12 \text{ KW}$, $p = 4$, $F = 50\text{Hz}$, $R_s = 0.16891\Omega$, $R_r = 0.13973\Omega$, $L_s = 0.02877\text{H}$,
 $M_{sr} = 0.02777\text{H}$, $L_r = 0.02894\text{H}$, $J = 0.03489\text{Kg.m}^2$.

La référence de flux égale a 0.95Wb , le couple de charge $C_r = 20\text{N.m}$ le couple électromagnétique est limité a la valeur 45N.m , la vitesse de référence $\omega_{ref} = 80 \text{ rad/s}$.

II.5.1. LES INTERPRÉTATIONS

Ø SANS RÉGULATION

La Figure II.13 montre que le courant statorique répond bien aux variations imposées par le couple, et que le courant conserve une forme très proche de la sinusoïde. On relève également, que le courant statorique s'établit rapidement dans la phase de transition et ceci sans des grands dépassements.

La figure II.14 montre que les deux composantes du flux $\psi_{s\alpha}$ et $\psi_{s\beta}$ sont en quadrature et que le vecteur flux statorique suit sa référence et décrit une trajectoire quasi-circulaire comme le montre la figure II.15

CONTROLE DIRECTE DE COUPLE

La figure II.16 présente la forme du flux statorique soumis à un réglage non linéaire à structures variables dont l'hystérésis a été fixé à 1.25% (-0.01 0.01) de flux nominal. On peut constater qu'après l'installation rapide (temps de réponse très petit d'ordre de 10ms), le flux statorique est maintenu constant, sa valeur évoluant de façon symétrique à l'intérieure de l'hystérésis, ce qui confirme que l'amplitude de ce vecteur est maintenue constante par le contrôleur de flux.

La vitesse répond sans dépassement au démarrage figures II.18 et II.20, et lors de l'inversion de sens de rotation figures II.20, avec un temps de réponse court.

Les figures II.17 et II.21, illustrent les réponses du système et montrent la haute dynamique du couple, on constate que le contrôleur à trois niveaux permet le contrôle du moteur dans les deux sens de rotation, mais avec un nombre de commutations plus élevées ce qui augmente les pertes par commutation des interrupteurs.

On peut ainsi conclure que l'ensemble des six vecteurs tension actifs fournis par l'onduleur 2-niveaux est suffisant pour garantir la stabilité de la régulation découplée du couple et du flux statorique.

Ø AVEC RÉGULATION

Au démarrage, le couple électromagnétique atteint sa valeur maximale limitée (15 N.m) et se stabilise à une valeur pratiquement nulle en régime établi. A $t=0.2$ (s) la machine est chargée par un échelon de couple résistant égal à (7 N.m) comme le montre la figure II.23, le couple électromagnétique répond avec influence négligeable sur la vitesse qui se rétablit rapidement à sa référence (figure II.24).

Le flux statorique est maintenu constant, sa valeur évoluant de façon symétrique à l'intérieure de l'hystérésis (figure II.24).

Pour valider la commande directe du couple, nous citons des résultats pratiques, à partir de la référence [LON 04], ces résultats (figure II.26), (2) résultats de simulation :

(A) représente la trajectoire du flux statorique, (B) pour le couple électromagnétique, (C) représente la vitesse de rotation, et (D) représente le courant statorique de phase (isa).

II.5.2. LES AVANTAGES [CAR1 00] [ISM 99]

Plusieurs avantages de cette loi de commande sont à rapporter, par rapport aux lois conventionnelles basées sur l'orientation du champ. D'abord, une très bonne dynamique de couple, qui peut se caractériser par des faibles temps de réponse et par une absence de dépassement de consigne ou oscillations transitoires.

Au contraire des commandes à orientation du champ, le bloc MLI est généralement supprimé, et elles n'utilisent pas de boucles de régulation en cascade ni de régulateurs PI, ce qui doit a priori améliorer ses aptitudes dynamiques et éliminer les problèmes liées à la saturation des régulateurs PI.

La résistance statorique est théoriquement le seul paramètre de la machine qui intervient dans la commande, ceci pour l'estimation du vecteur flux statorique. De ce point de vue purement théorique, on peut donc considérer une robustesse infinie par rapport aux autres paramètres de la machine, et en particulier les paramètres rotoriques.

Grâce à son caractère instantané et non linéaire, cette loi de commande présente aussi une très haute dynamique et une stabilité vis à vis des perturbations externes ou du modèle de la machine.

La facilité d'implémentation peut aussi être un avantage qui doit être considéré au niveau général du système, donc en incluant aussi les observateurs de flux et de vitesse.

II.5.3. INCONVÉNIENT D'UNE COMMANDE DTC [CAR1 00] [ISM 99]

La commande DTC, malgré les avantages cités précédemment, possède un inconvénient majeur qui est la non maîtrise de la fréquence de commutation de l'onduleur, celle ci étant dépendante du point de fonctionnement de la machine. Ce non maîtrise de la fréquence de l'onduleur est notamment la cause d'un bruit acoustique "gênant" généré au niveau du moteur surtout à basse vitesse où la fréquence de commutation moyenne de l'onduleur est très faible. En outre, à grande vitesse, nous pouvons atteindre des fréquences élevées, d'où les pertes dues aux commutations ne sont pas négligeables. Ces limites de fréquence sont fonction des largeurs de bandes et de la période d'échantillonnage de la commande.

En conséquence de l'absence de maîtrise de la valeur de la dérivée du couple à l'échelle de la période d'échantillonnage, les dépassements de bande sont considérables du fait de

l'échantillonnage, au point d'obtenir une ondulation de couple plusieurs fois supérieure à la largeur de la bande d'hystérésis.

II.7. CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons tout d'abord rappelé les principales commandes utilisées pour les machines électriques, à savoir les commandes en durée ou en MLI et les commandes en amplitude. La suppression de l'étage modulateur pour la commande DTC améliore les performances dynamiques car on agit en instantané et non plus en valeur moyenne. Nous avons montré l'apport de la loi de commande DTC pour le découplage entre le flux et le couple, entraînant d'excellentes performances dynamiques. Pour cette stratégie, deux régulateurs non linéaires à structures variables sont définis pour le flux statorique et pour le couple électromagnétique. Mais la maîtrise de la fréquence de commutation reste toujours un problème pour cette stratégie.

Les stratégies de contrôle direct sont, quant à elles, basées sur une régulation des valeurs instantanées du couple et du flux statorique à partir du choix d'un ou plusieurs vecteurs tension menant finalement à une action directe sur les configurations du convertisseur statique.

Chapitre 3:

Généralité Sur La Logique Flou

III.1. INTRODUCTION

Le but de ce chapitre est de présenter en bref rappel sur les ensembles flous et un aperçu général sur la logique floue.

La théorie de la logique floue a été mise au point au milieu des années soixante à l'université de BERKELEY en CALIFORNIE par le professeur LOTFI A. ZADEH. Le texte «Fuzzy» Sets a paru en 1965 dans la revue «Information And Control». Il est considéré généralement comme le début de la théorie. [Bag 99] [VÉR 97]

On pourrait dire que la logique floue constitue des approches qui, tout compte fait, ne sont pas nouvelles. Leur développement se fait à travers les méthodes par lesquelles l'homme essaye de copier la nature et de reproduire des modes de raisonnement et de comportement qui lui sont propres. Bien que ces approches paraissent "naturelles", et si elles se sont imposées dans des domaines allant du traitement de l'image à la gestion financière, elles commencent à peine à être utilisées dans les domaines de l'électrotechnique et de l'industrie afin de résoudre les problèmes d'identification, de régulation de processus, d'optimisation, de classification, de détection de défauts ou de prise de décision,

Il est évidemment impossible de cerner toutes les possibilités et les combinaisons où peuvent intervenir cette technique. Nous examinerons plus précisément la régulation ainsi que son optimisation.

III.2. PRINCIPE ET DEFINITIONS

III.2.1 PRINCIPE

L'idée de base a pris naissance lorsqu'on a constaté la difficulté de programmer un automate en vue de la réalisation d'une tâche, cependant jugée simple à réaliser par un être humain. Le mode de raisonnement humain et le moyen de formaliser la connaissance humaine dans un langage accessible à une machine constituent, donc, les deux principaux sujets de réflexion qui ont mené à l'apparition de la logique floue. [SAY 94] [ANT 00]

Sa mise en oeuvre est maintenant facilitée par la disponibilité de microprocesseurs dédiés

et d'outils puissants de développement.

Le concept de logique floue vient de la constatation que la variable booléenne, qui ne peut prendre que deux valeurs (vraie ou fausse) est mal adaptée à la représentation de la plupart des phénomènes courants. En effet, cette logique classique considère qu'une proposition est soit vraie soit fausse. Cela permet de répondre à de nombreuses situations, mais dans certains cas une transition «abrupte» est gênante. En revanche, la logique floue distingue une infinité de valeurs de vérité (entre 0 et 1).

III.2.2. DEFINITIONS

III.2.2.1. ENSEMBLES FLOUS : [LEO 97] [BAG 99] [MEN-95]

En logique binaire, la fonction d'appartenance μ_A caractérisant l'appartenance d'un élément x , de l'univers de discours X à un ensemble classique A prend uniquement les valeurs 0 et 1 :

$$m_A : X \rightarrow \{0,1\}$$

Un ensemble flou peut être vu comme une généralisation du concept d'ensemble classique. Dans la théorie des ensembles flous, les valeurs de la fonction d'appartenance $m_A(x)$ sont comprises dans l'intervalle $[0,1]$:

$$m_A : X \rightarrow [0,1]$$

Cet ensemble flou A peut être représenté comme un ensemble de paires (élément générique, degré d'appartenance) ordonnés :

$$A = \{(x, m_A(x)) / x \in A\} \tag{III.1}$$

Nous adoptons souvent la notation suivante l'ensemble A , qui indique pour tout élément x de X son degré $\mu_A(x)$ d'appartenance à A .

$$\left\{ \begin{array}{ll} A = \sum_{x \in X} m_A(x) / x & \text{si } X \text{ est discret} \\ A = \int_x m_A(x) / x.d x & \text{si } X \text{ est continu} \end{array} \right. \tag{III.2}$$

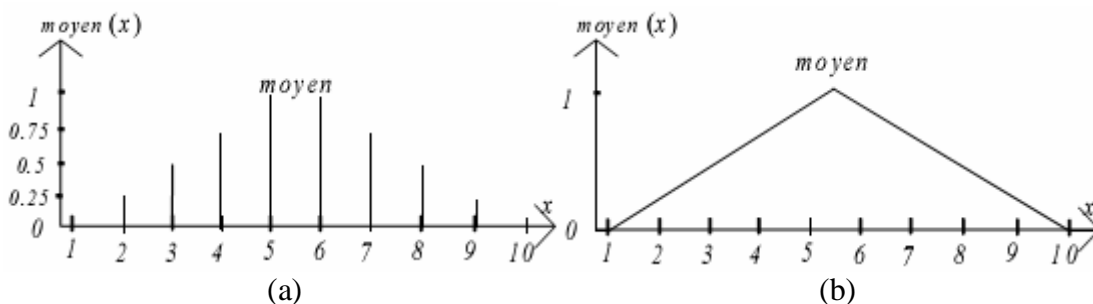


Fig.III.1 fonction d'appartenance lorsque l'univers est : (a) discret, (b) continu

III.2.2.2. NOTION DE RÈGLE LINGUISTIQUE

La description d'une certaine situation, d'un phénomène ou d'un procédé contient en général des expressions floues comme :

- chaud, froid, rapide, lent.
- grand, petit, etc.

Les expressions de ce genre forment les valeurs des variables linguistiques de la logique floue.

Les systèmes basés sur la logique floue utilisent généralement la connaissance humaine sous forme de règles du type «si-alors». La prémisse de la règle (l'antécédent) est constituée des conditions à satisfaire pour que la conclusion de la règle (la conséquence) soit réalisée.

Par exemple :

«Si la température extérieure est élevée, alors la puissance est faible »

La forme générale de cette règle, notée A, B est : si x est A alors y est B

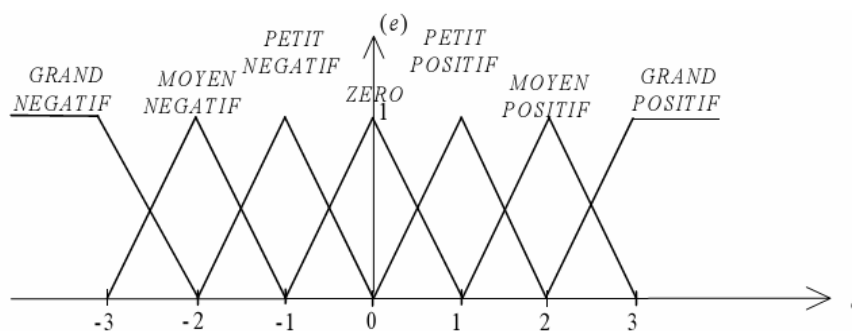


Fig.III.2. représentation des variables linguistiques

III.2.2.3. RAISONNEMENT FLOU

Le raisonnement flou est basé sur l'utilisation du MODUS PONENS généralisé (du latin raisonnement par l'affirmation), défini selon la procédure suivante : [LEO 97]

Observation : x est A'

Règle : si x est A alors y est B (notation : A B)

Conclusion : y est B'

III.2.3. FONCTIONS D'APPARTENANCE :

Une définition des variables linguistiques à l'aide des fonctions d'appartenance est nécessaire dans le but de traiter des raisonnements flous par ordinateur.

Le plus souvent, nous utilisons pour les fonctions d'appartenance les fonctions suivantes (figure II.3) :

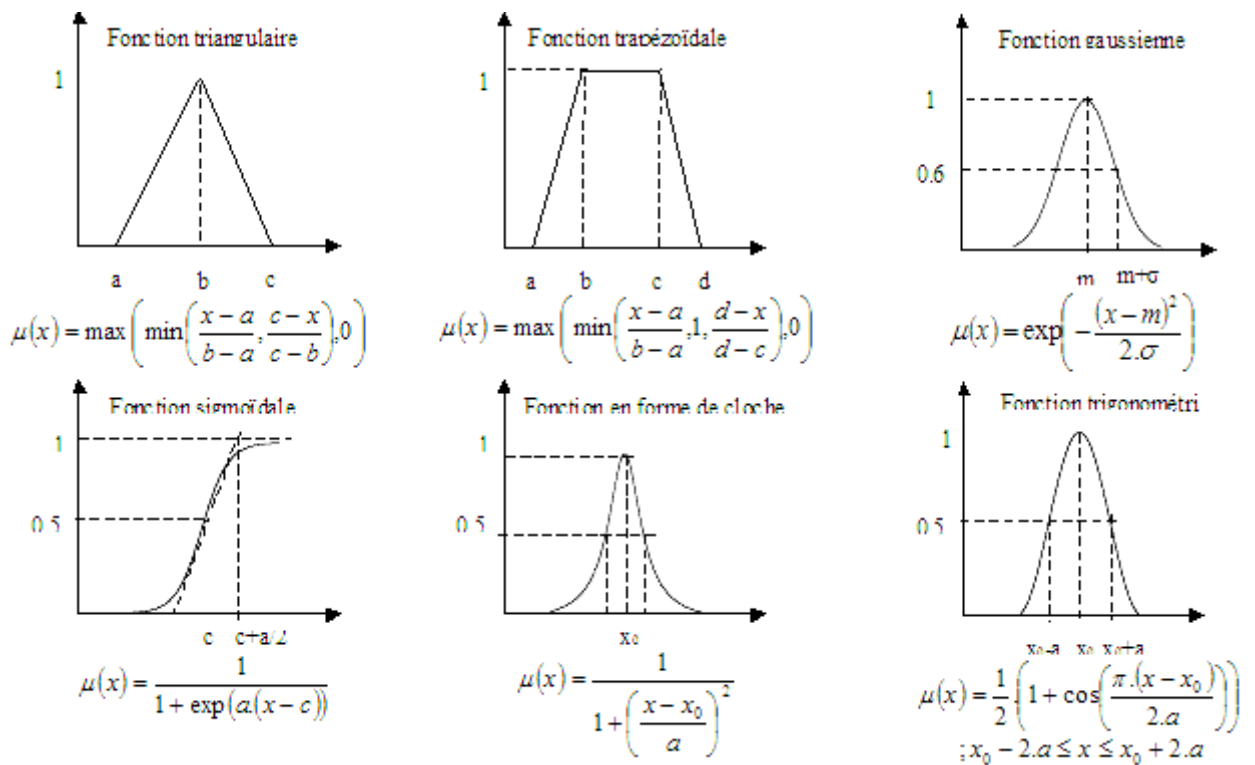


Fig.III.3. les fonctions d'appartenances usuelle

III.2.4. OPÉRATIONS SUR LES ENSEMBLES FLOUS :

Soient A et B deux ensembles flous dans X ayant respectivement μ_A et μ_B comme fonction d'appartenance. L'union, l'intersection, et la complémentation des ensembles flous sont déduites à l'aide de leur fonction d'appartenance [LEO 97] [MEN-95]

∅ **UNION (DISJONCTION)** : L'union de deux ensembles flous A et B de X est l'ensemble flou constitué des éléments de X affecté du plus grand de leurs deux degrés d'appartenance. Elle est définie comme l'ensemble flou $C = A \cup B$, tel que :

$$\forall x \in X \quad m_C(x) = \max(m_A(x), m_B(x)) \quad (III.3)$$

∅ **INTERSECTION (CONJONCTION)** : L'intersection de deux ensembles flous A et B de X est l'ensemble flou constitué des éléments de X affecté du plus (petit) grand de leurs deux degrés d'appartenance. Elle est définie comme l'ensemble D, tel que : $D = A \cap B$

$$\forall x \in X \quad m_D(x) = \min(m_A(x), m_B(x)) \quad (III.4)$$

∅ **COMPLEMENTATION** : La fonction d'appartenance $m_{\bar{A}}$ du complément d'un ensemble flou A est définie, pour tout $x \in X$, par :

$$m_{\bar{A}}(x) = 1 - m_A(x) \quad (III.5)$$

∅ **PRODUIT CARTESIEN** : Soient $A_1, A_2, A_3, \dots, A_n$ des ensembles flous dans $X_1, X_2, X_3, \dots, X_n$ respectivement. Le produit cartésien de $A_1.A_2.A_3 \dots A_n$ est un ensemble flou dans l'espace produit de $X_1. X_2. X_3. \dots X_n$, ayant pour fonction d'appartenance :

$$m_{A_1.A_2.A_3 \dots A_n} = \min(m_{A_1}(x_1), m_{A_2}(x_2), \dots, m_{A_n}(x_n)) \quad (III.6)$$

∅ **RELATION FLOUE** : soient u_1, u_2, \dots, u_n des univers de discours. Une relation floue est un ensemble flou dans $u_1 .u_2 \dots u_n$, exprimé comme suit :

$$R_{U_1.U_2 \dots U_n} = \{((x_1, x_2, \dots, x_n), m_R(x_1, x_2, \dots, x_n)) / (x_1, x_2, \dots, x_n) \in U_1.U_2 \dots U_n\} \quad (III.7)$$

∅ **COMPOSITION DES REGLES FLOUES** : Si R et S sont deux relations floues dans $U.V$ et $V.W$, la composition de ces deux relations est une relation floue dénotée par $R \circ S$ et elle est définie par :

$$R \circ S = \{((U, W), \sup_{v \in V} \min(m_R(U, V), m_S(V, W))), u \in U, v \in V, w \in W\} \quad (III.8)$$

III.2.5. IMPLICATION FLOUE :

Considérons une règle floue de la forme « si V est A alors W est B », construite à partir de deux variables linguistiques (V, X, T_V) et (W, Y, T_W) . L'implication floue est un opérateur qui permet

d'évaluer le degré de vérité entre les propositions floues élémentaires « V est A » et « W est B » à partir des valeurs de la prémisse d'une part, et celles de la conclusion d'autre part [MEN-95].

$$m_r(x, y) = \text{imp}(m_A(x), m_B(x)) \quad (\text{III.9})$$

Les opérateurs les plus utilisés en commande floue sont les implications de **MAMDANI** et de **LARSEN**.

Ø **IMPLICATION DE MAMDANI :**

$$m_r(x, y) = \min(m_A(x), m_B(x)) \quad (\text{III.10})$$

Ø **IMPLICATION DE LARSEN :**

$$m_r(x, y) = m_A(x) \cdot m_B(x) \quad (\text{III.11})$$

III.3. RÉGULATEUR FLOU :

III.3.1. PRINCIPE

La commande floue est certainement le domaine d'application de la logique floue le plus utilisé. Son but est, comme en automatique classique de gérer un processus selon une consigne désirée, par action sur des grandeurs physiques. Sa particularité est de reproduire le comportement d'un opérateur humain, plutôt que de réaliser un modèle mathématique du système. [LEO 97].

Les régulateurs flous utilisent généralement une expertise exprimée sous forme de règles. La forme générique pour un régulateur à deux entrées et une sortie est la suivante :
Si {x1 est A1 et x2 est A2} alors {y est B}.

III.3.2 CONSTITUTION DU CONTROLEUR FLOU :

Le contrôleur flou est composé :

- Ø D'une base des règles, qui contient les règles décrivant la conduite de l'expert ;
- Ø D'une logique de prise de décision
- Ø D'une interface de FUZZIFICATION, laquelle permet de transformer les grandeurs mesurées d'entrée en des grandeurs floues ;
- Ø D'une interface de DEFUZZIFICATION à la sortie, laquelle détermine une action précise à partir des descriptions floues des variables de sortie.

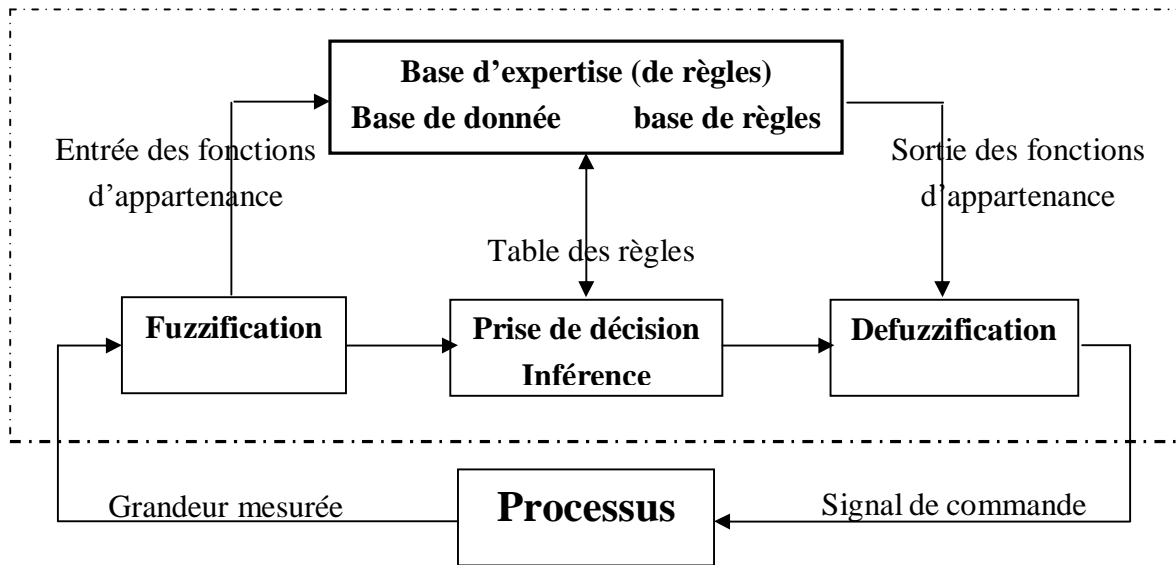


Fig.III.4 Structure d'un régulateur flou

III.3.2.1. BASE DES RÈGLES :

Ces règles permettent de déterminer le signal de sortie du contrôleur en fonction des signaux d'entrée, elles sont exprimées sous la forme « SI-ALORS ».

III.3.2.2. LOGIQUE DE PRISE DE DÉCISION (INFÉRENCE FLOUE) :

La logique de prise de décision est le noyau du contrôleur flou, elle est capable de simuler la prise de décision de l'être humain en se basant sur les concepts flous et les règles d'inférence en logique floue.

Pour le réglage par logique floue, il est utilisé en général une des méthodes suivantes :

Ø *MÉTHODE D'INFÉRENCE MAX-MIN (MÉTHODE DE MAMDANI)* : La méthode d'inférence min-max, utilise l'opérateur « ET » par la formulation du minimum. La conclusion dans chaque règle, introduite par « ALORS », qui est réalisé par la formation du minimum. Enfin l'opérateur « OU » lie les différentes règles, réalisé par la formation du maximum.

Ø *MÉTHODE D'INFÉRENCE MAX-PRODUIT (MÉTHODE DE LARSEN)* : La méthode d'inférence max-produit, réalise l'opérateur « ET » par la formulation du produit. La conclusion dans chaque règle, introduite par « ALORS », est réalisée par la formation du produit. L'opérateur « OU » qui lie les différentes règles est réalisé par la formation du maximum.

∅ *MÉTHODE DE SUGENO* : L'opérateur « ET » est réalisé par la formulation du minimum, la conclusion de chaque règle floue a une forme polynomiale.

III.3.2.3. INTERFACE DE FUZZIFICATION : [BAG 97] [LEO 97]

Les ensembles flous des variables d'entrée et leurs fonctions d'appartenance sont à définir en premier lieu. L'étape de fuzzification permet de fournir les degrés d'appartenance de la variable floue à ses ensembles flous en fonction de la valeur réelle de la variable d'entrée.

Le choix du nombre des ensembles flous, de la forme des fonctions d'appartenance, du recouvrement des ces fonctions et de leur répartition sur l'univers de discours n'est pas évident. Il y a cependant des facteurs qui sont plus importants que d'autres.

Une subdivision très fine de l'univers de discours sur plus de sept ensembles flous n'appelle en général aucune amélioration du comportement dynamique du système à réguler.

III.3.2.4. INTERFACE DE DEFUZZIFICATION : [LEO 97] [BAG 97]

Par cette étape se fait le retour aux grandeurs de sortie réelles. Il s'agit de calculer, à partir des degrés d'appartenance à tous les ensembles flous de la variable de sortie, l'abscisse qui correspond à la valeur de cette sortie. Différentes méthodes sont utilisées :

- ∅ Méthode du maximum
- ∅ Méthode de moyenne des maxima
- ∅ Méthode de centre de gravité
- ∅ Méthode des hauteurs pondérées

Méthode du centre de gravité :

C'est la méthode de defuzzification la plus courante. L'abscisse du centre de gravité de la fonction d'appartenance résultant de l'inférence correspond à la valeur de sortie du régulateur.

$$x = \frac{\int x \cdot m_R(x) dx}{\int m_R(x) dx} \quad (\text{III.12})$$

Il apparaît que plus la fonction d'appartenance résultante est compliquée, plus le processus de defuzzification devient long et coûteux en temps de calcul.

Méthode par valeur maximum :

Cette méthode est beaucoup plus simple. La valeur de sortie est choisie comme l'abscisse de la valeur maximale de la fonction d'appartenance.

Méthode des hauteurs pondérées :

Elle correspond à la méthode de centre de gravité quand les fonctions d'appartenance ne se recouvrent pas.

$$x = \frac{\sum_{i=1}^n x_i \cdot m_{R_i}(x)}{\sum m_{R_i}(x)} \quad (\text{III.13})$$

Cette méthode est surtout utilisée quand les fonctions d'appartenance de la variable de sortie sont des barres (rectangles de largeurs étroites).

Où μ_{R_i} est le degré de confiance ou d'activation de la règle R_i et x est l'abscisse du centre de gravité de l'ensemble flou de la variable de sortie associée à la règle R_i .

III.4. CONCLUSION :

Dans ce chapitre, nous nous sommes intéressés à l'utilisation de la logique floue en commande. L'accent a particulièrement été mis sur les différentes étapes dans le traitement, des règles d'un contrôleur flou.

Retenons, que l'intérêt majeur de la logique floue en commande réside dans sa capacité à traduire une stratégie de contrôle d'un opérateur qualifié en un ensemble de règles linguistiques facilement interprétables.

Les contrôleurs flous se distinguent selon la conclusion de leurs règles; symbolique (contrôleurs de type MAMDANI) ou algébrique (contrôleurs de type SUGENO).

Il faut faire prêter une attention particulière, lors de la synthèse du régulateur flou :

- An nombre et surtout à la répartition des fonctions d'appartenance sur l'univers de discours.
- A la table des règles.

Dans le chapitre suivant, on s'intéressera à une amélioration des performance de la commande directe du couple de la machine asynchrone par des applications de la logique flou, et d'analyser les avantages et les inconvénients liés à ces méthodes.

Chapitre 4:

Amélioration Des Performances De La Dtc Par La Logique Flou

IV.1. INTRODUCTION :

La commande des processus par des méthodes classiques, implique la connaissance des différents paramètres qui peuvent influencer sur celui-ci et agir en conséquence afin de contraindre le système à atteindre l'objectif fixé. Seulement cette connaissance est souvent entachée d'erreurs et d'imprécisions qui accompagnent toute modélisation de processus. De plus le couplage existant entre les variables du système rend le contrôle plus difficile. Il est possible de résoudre ce problème en utilisant des méthodes de commande intelligentes, on s'intéresse dans notre étude à la logique floue.

Dans la première partie de ce chapitre, on s'intéresse au remplacement du régulateur classique (à hystérésis) du flux et du couple électromagnétique, au sein de la commande directe du couple, par un régulateur flou. Les régulateurs utilisés possèdent trois ensembles flous par variable pour le cas du flux et cinq pour le couple.

On s'intéresse pour la deuxième partie au remplacement du régulateur PI classique de la vitesse, par un régulateur flou PI (fuzzy PI regulator)

Dans chaque cas, nous évaluons les performances propres au régulateur flou (précision de la régulation) et les performances réellement perçues (réduction des ondulations du couple).

Les performances des contrôleurs flous sont comparées par rapport aux régulateurs classiques.

IV.1. LA DTC AVEC DES REGULATEURS FLOUS

IV.1.1. RÉGULATEUR DE TYPE MAMDANI

MAMDANI a présenté pour la première fois, la technique de réglage par la logique floue et il a conçu le premier contrôleur flou. Ce contrôleur est construit autour d'un organe de décision manipulant des règles subjectives et imprécises. Pour les experts qui connaissent bien le système, l'obtention de ces règles est assai facile.

MACVICAR ET WHELAN ont fait une analyse sur les bases des règles de MAMDANI et ont proposé une matrice des règles qui possède deux entrées, l'erreur et sa variation, en se basant sur les deux principes suivants [LEO 97] [TZA-90].

- Si la sortie à régler est égale à la valeur désirée et la variation de l'erreur est nulle, la commande sera maintenue constante.

- Si la sortie à régler diverge de la valeur désirée, l'action sera dépendante du signe et de la valeur de l'erreur et de sa variation.

La structure du régulateur flou proposée par MAMDANI pour un système simple a une seule entrée et une seule sortie (figure IV.1).

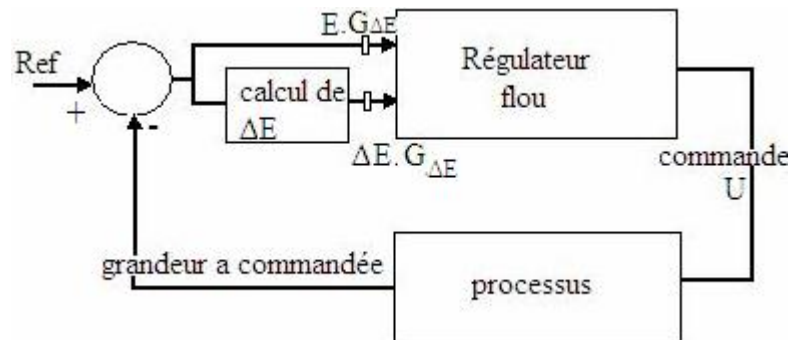


Fig.IV.1. Synoptique d'un régulateur flou selon MAMDANI

On retrouve en entrée et en sortie du contrôleur flou des gains dits "facteurs d'échelle ou de normalisation" qui permettent de changer la sensibilité du régulateur flou sans en changer la structure.

L'erreur E et la variation de l'erreur ΔE sont normalisées comme suit :

$$\begin{cases} X_E = G_E \cdot E \\ X_{\Delta E} = G_{\Delta E} \cdot \Delta E \end{cases} \quad (IV.1)$$

IV.1.2. RÉGULATEUR DE FLUX À TROIS ENSEMBLES

IV.1.2.1. FUZZIFICATION

Les ensembles flous des variables d'entrée et leurs fonctions d'appartenance sont à définir en premier lieu.

Dans ce régulateur, l'intervalle d'intérêt de chaque variable d'entrée, et de la variable de sortie est divisé en trois classes, comme c'est montré à la figure IV.2

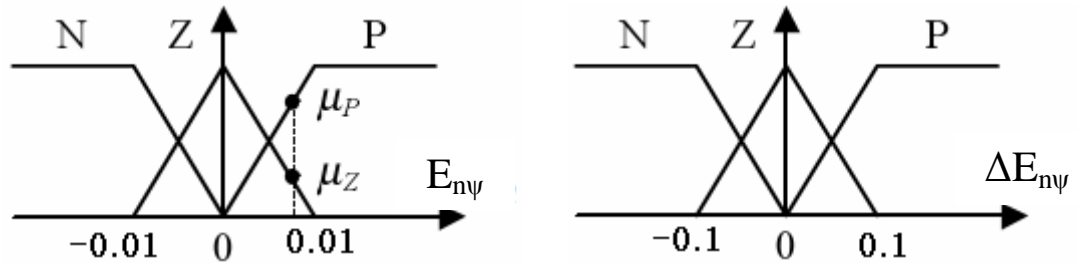


Fig.IV.2 Les fonctions d'appartenance pour les variables d'entrée.

Les classes sont nommées : N pour Négative, Z pour Zéro ou nulle, et P pour Positif.

Les intervalles de variation n'ont pas les mêmes dimensions pour les deux variables d'entrées.

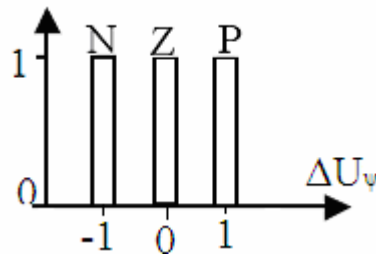


Fig.IV.3. La fonction d'appartenance pour la variable de sortie.

Ce qui est intéressant dans cette étape de fuzzification, c'est la répartition des fonctions d'appartenance sur l'univers de discours [BAG 97].

Les règles floues permettent de déterminer le signal de sortie du régulateur en fonction des signaux d'entrée. Elles relient le signal de sortie aux signaux d'entrée par des conditions linguistiques prenant en compte l'expérience ou le savoir-faire prise par un opérateur humain.

IV.1.2.2. LA TABLE DES RÈGLES

Dans cette table nous citons les règles floues provenant de la connaissance du processus par les experts.

Dans notre cas pour le contrôle du flux par exemple :

{Si $E_{n\psi}$ est p (positif), et sa variation $\Delta E_{n\psi}$ et P (positif), alors la commande ΔU_{ψ} est P (positive)}, à partir de la formulation (II.9) {Si $\Delta\psi_s > \varepsilon_{\psi}$, alors $K_{\psi}=1$ }.

De même pour les autres règles on peut donc remplir la table des règles suivantes (Tab.IV.1) :

$E_{n\psi} \backslash \Delta E_{n\psi}$	N	Z	P
N	N	N	Z
Z	N	Z	P
P	Z	P	P

Tab.IV.1. Table des règles pour le contrôleur du flux

IV.1.3. RÉGULATEUR DU COUPLE À CINQ ENSEMBLES

IV.1.3.1. FUZZIFICATION

Les ensembles flous des variables d'entrée, de sortie et leurs fonctions d'appartenance sont présentés comme suit :

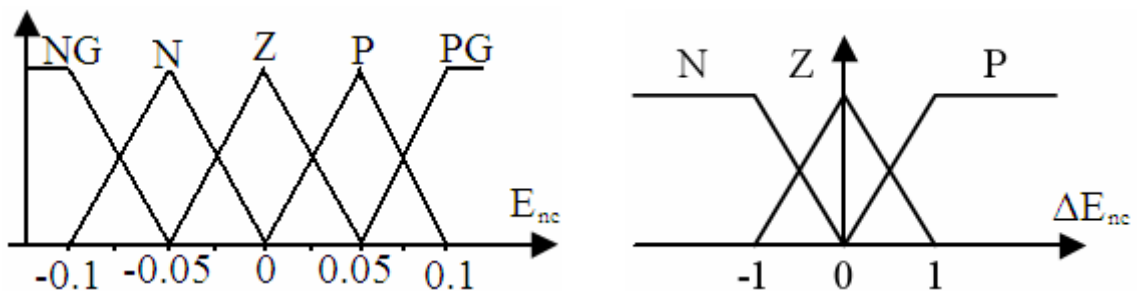


Fig.IV.4. Les fonctions d'appartenance pour les variables d'entrée.

Les classes sont nommées : N pour Négative, Z pour Zéro ou nulle, P pour Positif, PG pour positif grand, et NG pour négatif grand.

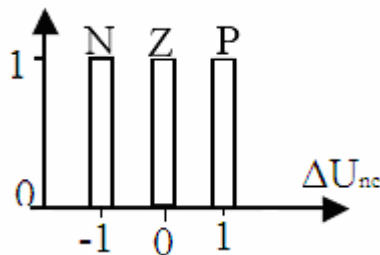


Fig.IV.5. La fonction d'appartenance pour la variable de sortie.

IV.1.3.2. LA TABLE DES RÈGLES

Pour le contrôle du couple électromagnétique:

{Si E_{nc} est PG (positif grand), et sa variation ΔE_{nc} et P (positif), alors la commande ΔU_{nc} est P (positive)}, à partir de la formulation (II.21) {Si $\Delta C_{em} > \epsilon_c$, alors $K_{cem} = 1$ }.

On fait la même chose pour les autres règles, on obtient la table suivante:

E_{nc} \ ΔE_{nc}	NG	N	Z	P	PG
N	N	N	Z	Z	Z
Z	N	Z	Z	Z	P
P	Z	Z	Z	P	P

Tab.IV.2. table des règles pour le contrôleur du couple

IV.1.3.3. DEFUZZIFICATION

Nous utilisons pour la defuzzification la méthode des hauteurs pondérées, cette méthode n'est rien d'autre qu'un cas particulier de la méthode du centre de gravité. Dans ce cas, nous choisissons des fonctions d'appartenance pour la variable de sortie des barres, et nous aboutissons à une simplification de la détermination de l'abscisse du centre de gravité.

On utilise cette méthode pour les deux régulateurs du flux et du couple.

IV.1.4. SCHÉMA GLOBAL DU SYSTÈME AVEC RÉGULATEURS

FLOUS

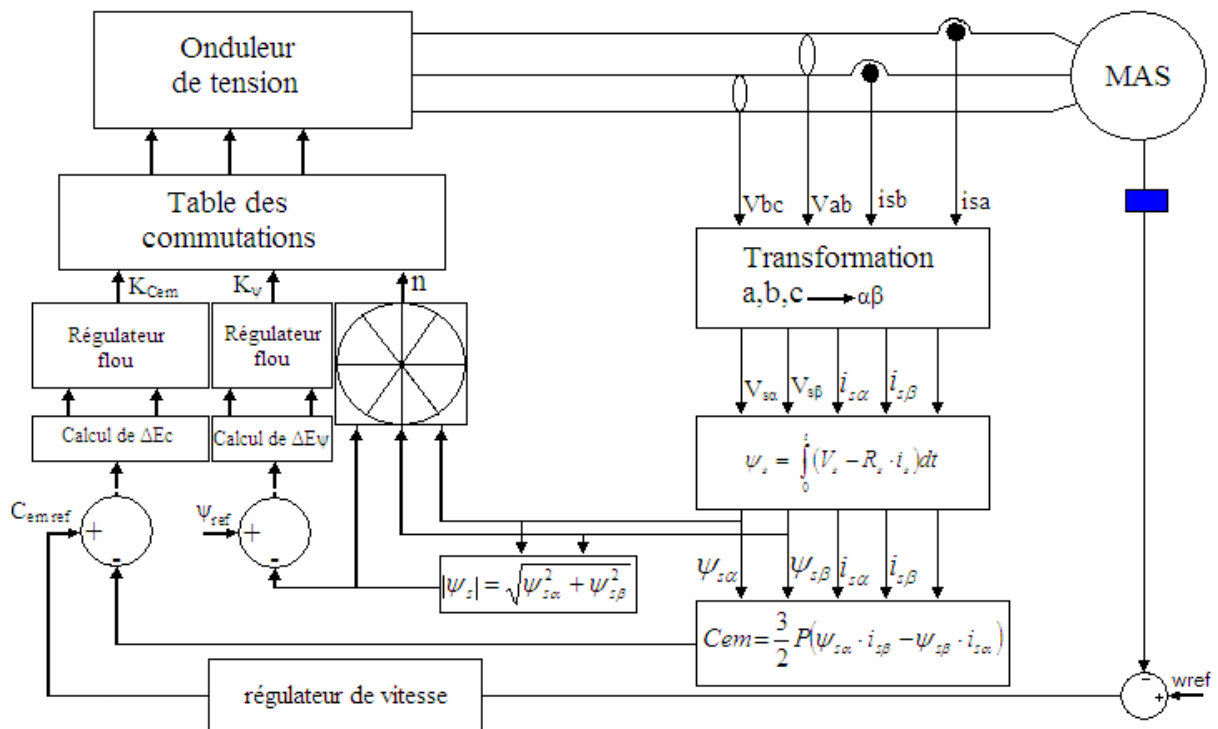


Fig.IV.6. Structure de la DTC avec régulateurs flux

Les régulateurs sont du même type (régulateur de type MAMDANI à trois et à cinq classes), et possèdent les mêmes types de fonction d'appartenance triangle et trapèze pour variables d'entrées, et trapèze ou rectangles de largeurs étroites pour les variables de sorties. La différence réside seulement dans les gains de normalisation (facteurs d'échelle).

IV.1.5. RÉSULTATS DE SIMULATION

Les simulations sont effectuées en temps discret pour une période d'échantillonnage de 30 (μ s). Ainsi ces simulations sont effectuées pour différentes références du couple et différentes charges, le flux de référence est maintenu constant et égal à sa valeur nominale '0.8 Wb'. On suppose que la valeur de la résistance statorique utilisée dans le bloc de commande, est égale à la résistance R_s effective du moteur.

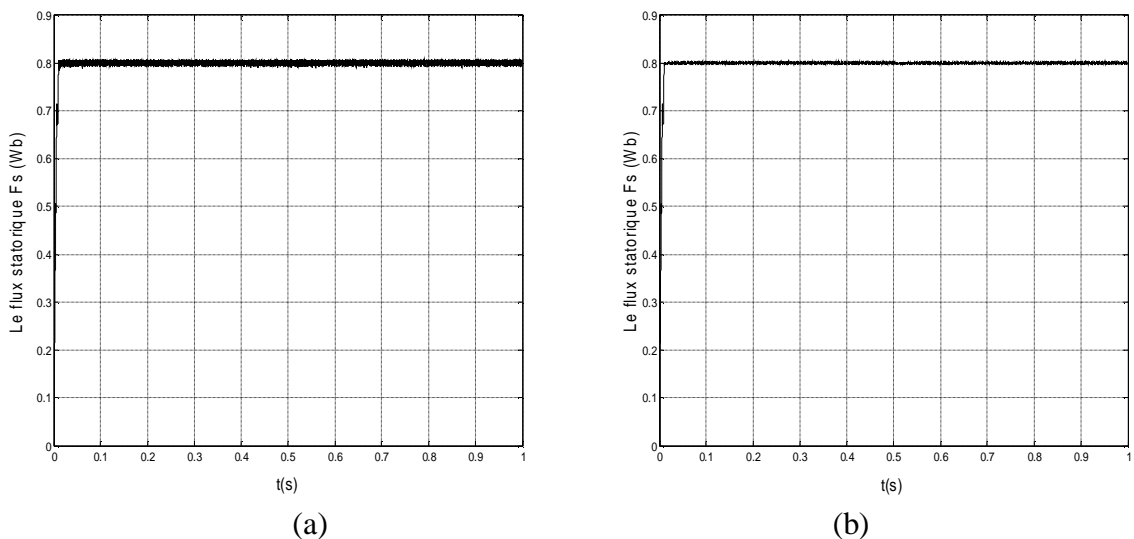


Fig.IV.7 flux statorique F_s (a) DTC classique (b) DTC logique flou

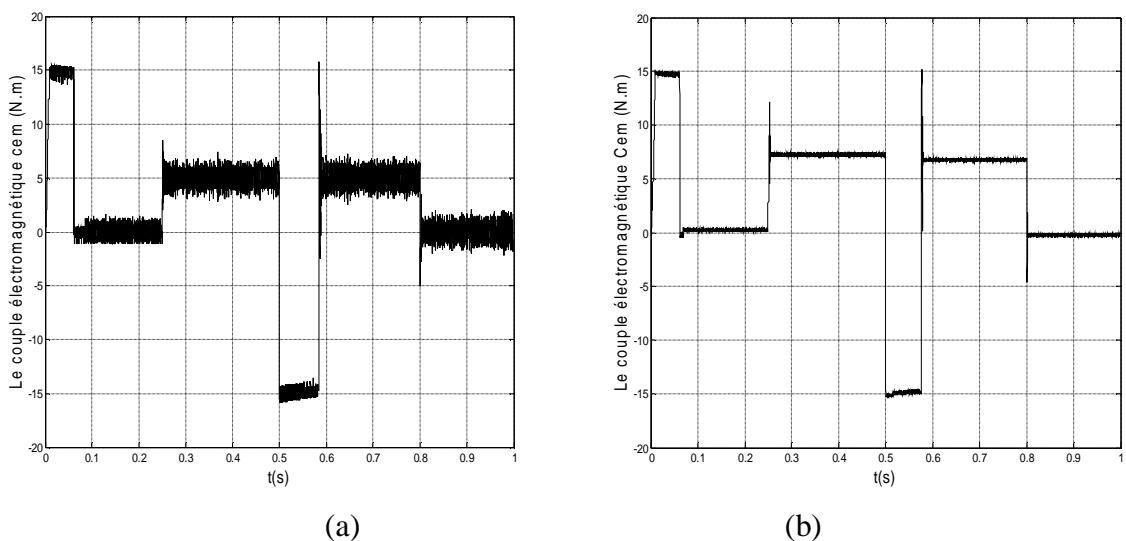
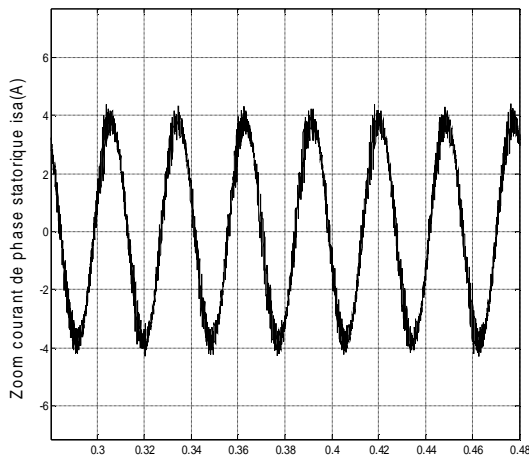
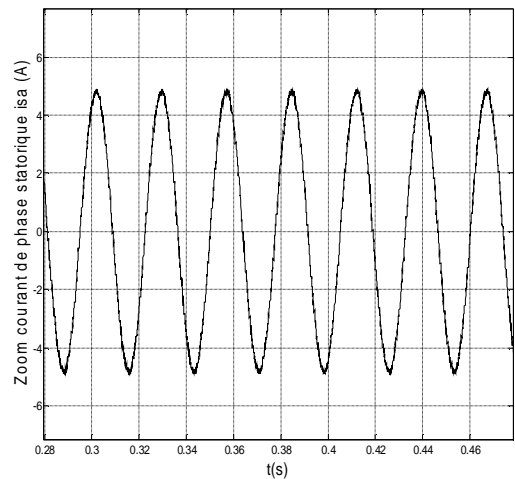


Fig.IV.8 couple électromagnétique (a) DTC classique (b) DTC logique flou



(a)



(b)

Fig.IV.9 zoom du courant da phase statorique (a) DTC classique (b) DTC logique flou

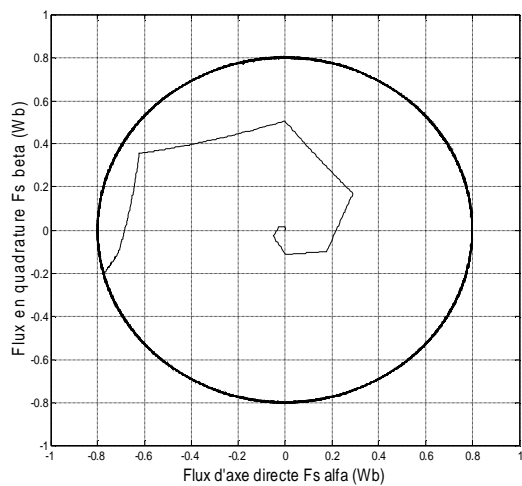


Fig.IV.10. trajectoire du flux statorique

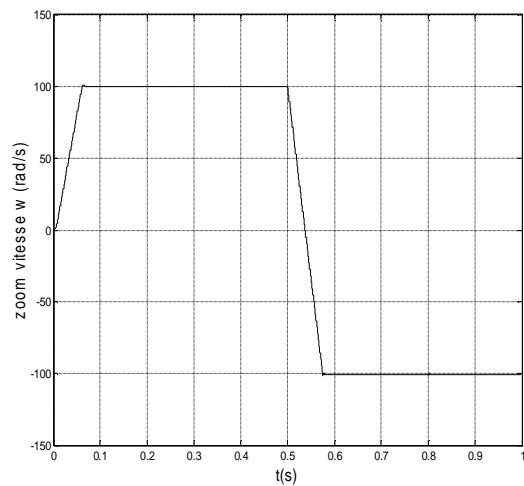
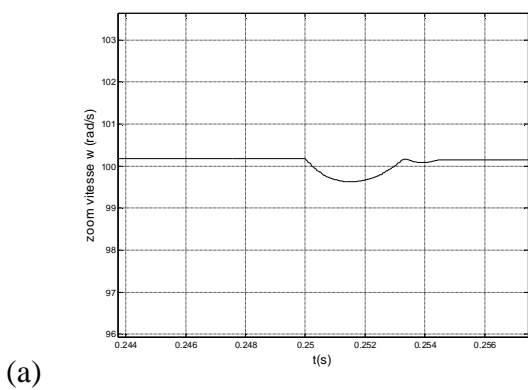
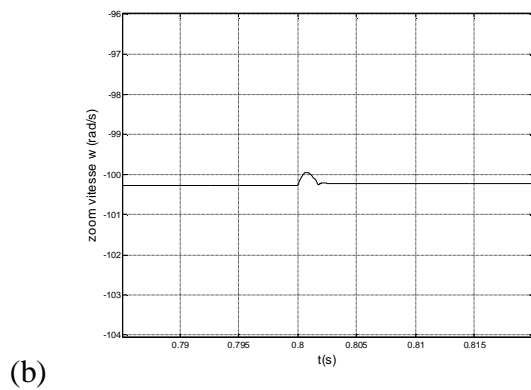


Fig.IV.11 vitesse de rotation



(a)



(b)

Fig.IV.12 Zoom vitesse de rotation lors de l'application(a) et annulation (b) de la charge

IV.1.5.1. INTERPRETATIONS ET COMPARAISONS

Au démarrage, le couple électromagnétique atteint sa valeur maximale limitée (15 N.m) et se stabilise à une valeur pratiquement nulle en régime établi. A $t=0.2$ (s) la machine est chargée par un échelon de couple résistant égal à (7 N.m) comme le montre la figure IV.8 (b), le couple électromagnétique répond avec influence négligeable sur la vitesse qui se rétablit rapidement à sa référence figure IV.10, et IV.11.

La figure IV.8 représente l'évolution du couple électromagnétique pour la DTC classique (a) et la DTCLF (DTC avec logique floue). On remarque que la réduction notable des ondulations du couple dans le cas de DTCLF par rapport au DTC classique.

On remarque la même chose pour le flux statorique (figure IV.7 (a) et (b))

Pour la figure IV.9, on remarque la forme sinusoïdale uniforme du courant statorique pour la DTSLF (b), par rapport au cas de la DTC(a), le courant est un peu écrêté et non uniforme.

IV.2.LA DTC AVEC UN REGULATEUR FLOU PI DE VITESSE

Cette partie établit un régulateur flou PI de la vitesse, qui applique les principes et la méthode de logique floue pour ajuster le coefficient proportionnel K_p et le coefficient intégral K_i du régulateur PI à chaque instant, et obtient finalement le système pour s'adapter à différentes variations de vitesse.

IV.2.1. ÉTUDE DU RÉGULATEUR

IV.2.1.1. INTERFACE DE FUZZIFICATION

Le régulateur flou contient deux variable en entrées, l'erreur de vitesse E_ω et sa variation ΔE_ω , et deux variable en sortie, les coefficients proportionnel K_p et intégrale K_i .

Pour la simulation et pour le travail expérimental l'ordre de grandeur de K_p et K_i est [1,5] et [0.005,0.02], respectivement. [YAN 05]

La répartition des fonctions d'appartenance des variables d'entrée et de sortie sur l'univers de discours est proposée par [YAN 05] montrée ci-dessous :

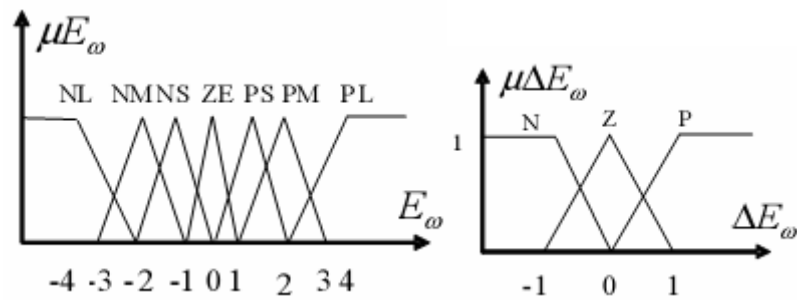


Fig.IV.14. Les fonctions d'appartenance pour les variables d'entrée.

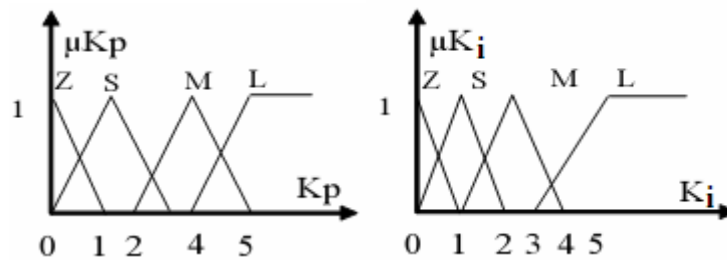


Fig.IV.15. La fonction d'appartenance pour la variable de sortie.

Sept ensembles flous sont proposés pour l'erreur de vitesse E_ω , et trois ensembles pour sa variation.

Les 7 classes de E_ω sont nommées {NL (negative large), NM (negative middle), NS (negative small), ZE (zero), PS (positive small), PM (positive middle), PL (positive large)}.

Comme la variation de ΔE_ω très rapide pour la DTC, donc il n'est pas nécessaire de la subdivisée. Ses 3 classes sont nommées {N (negative), Z (zero), P (positive)}.

IV.2.1.2. LA TABLE DES RÈGLES

Quand l'erreur de vitesse est grande relativement, une grande valeur devrait également être assigné au K_p accélèrent la réponse de vitesse de système, mais K_i doit prendre une valeur tout à fait petit ou même un zéro afin d'empêcher la saturation intégrale et le dépassement distinct de vitesse;

Quand l'erreur de vitesse est moyenne, le K_p doit prendre une valeur relativement petite et K_i doit prendre une valeur moyenne, afin de diminuer le dépassement et assurer la réponse rapide de vitesse.

Quand l'erreur de vitesse est relativement petite, le système fonctionne habituellement dans l'état d'équilibre, ainsi un K_p moyen et un grand K_i devraient être assignés pour diminuer l'erreur statique et pour assurer la stabilité du système.

Selon les principes ci-dessus, des règles floues de commande de K_p et le K_i à différents états peuvent facilement être acquis comme montré dans Table IV.3.

K_p, K_i		E_ω						
		NL	NM	NS	ZE	PS	PM	PL
ΔE_ω	N	L, Z	M, S	S, M	M, L	S, M	M, S	L, Z
	Z	L, Z	M, S	L, M	Z, L	L, M	M, S	L, Z
	P	L, Z	M, M	L, L	Z, L	L, L	M, M	L, Z

Tab.IV.3. table des règles pour le contrôleur du couple

IV.2.1.3. DEFUZZIFICATION

Nous utilisons pour la défuzzification la méthode du maximum, cette méthode est beaucoup plus simple. La valeur de sortie est choisie comme l'abscisse de la valeur maximale de la fonction d'appartenance.

IV.2.2. STRUCTURE DE LA DTC AVEC RÉGULATEURS FLOUS PI DE VITESSE

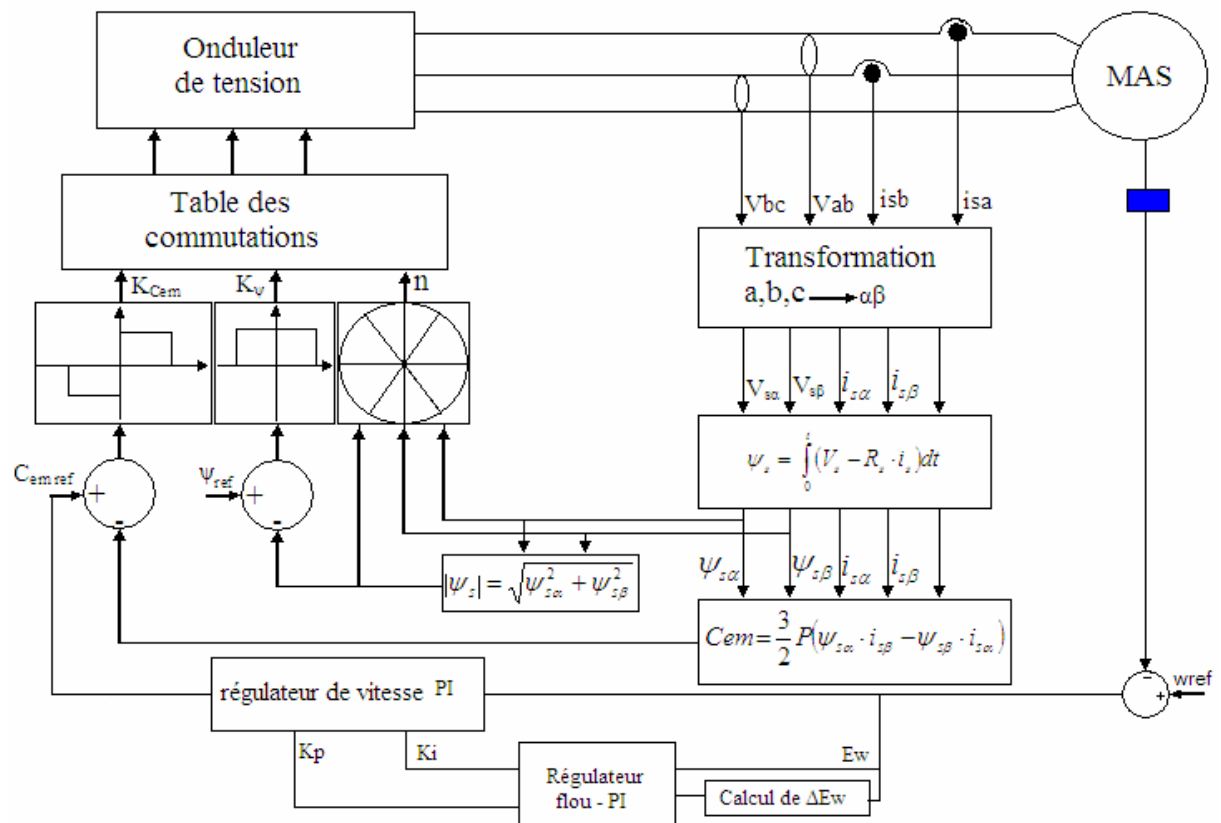


Fig.IV.16. Structure de la DTC avec régulateurs flous PI de vitesse

IV.2.3. RÉSULTATS DE SIMULATION

Dans cette partie de simulation nous remplaçant le régulateur classique PI de vitesse par un régulateur flou PI a auto adaptation des paramètres K_p et K_i du régulateur PI.

Les paramètres de la machine utilisée sont montrés dans l'annexe «A».

Les résultats sont suffisamment améliorés coté réduction des ondulations du flux et du couple par rapport celle du DTC classique.

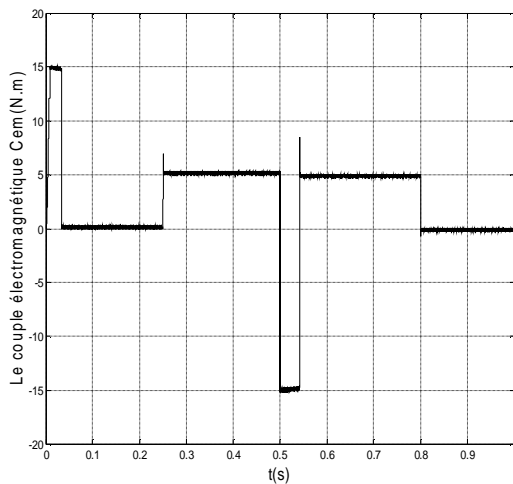


Fig.IV.17.couple électromagnétique Cem (N.m)

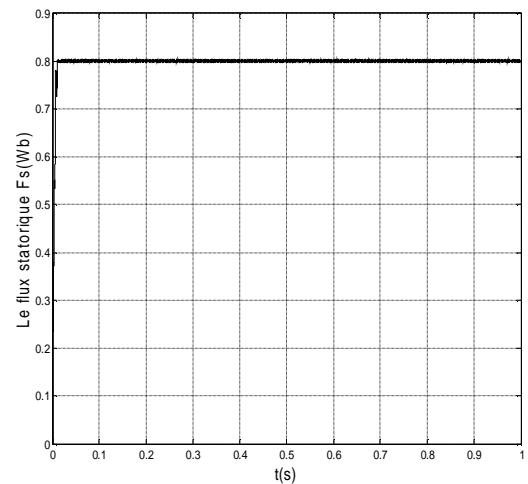


Fig.IV.18 Flux statorique F_s (Wb)

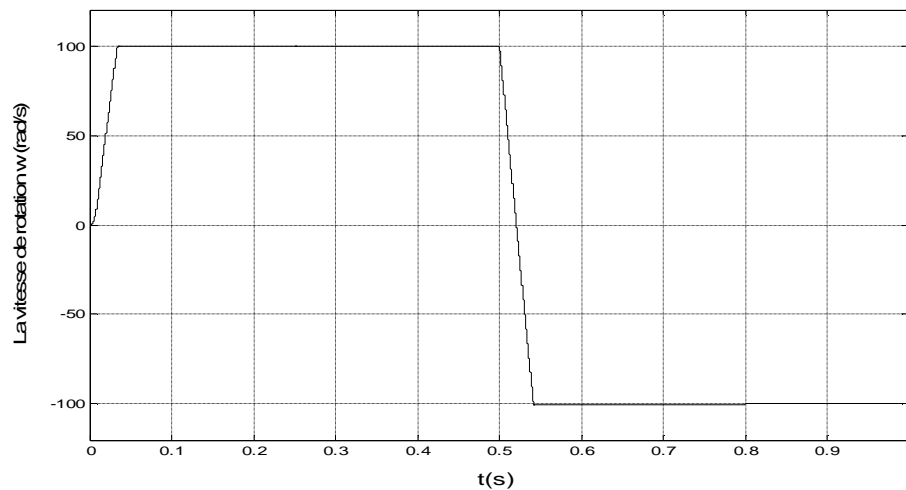


Fig.IV.19 La vitesse de rotation w (rad/s)

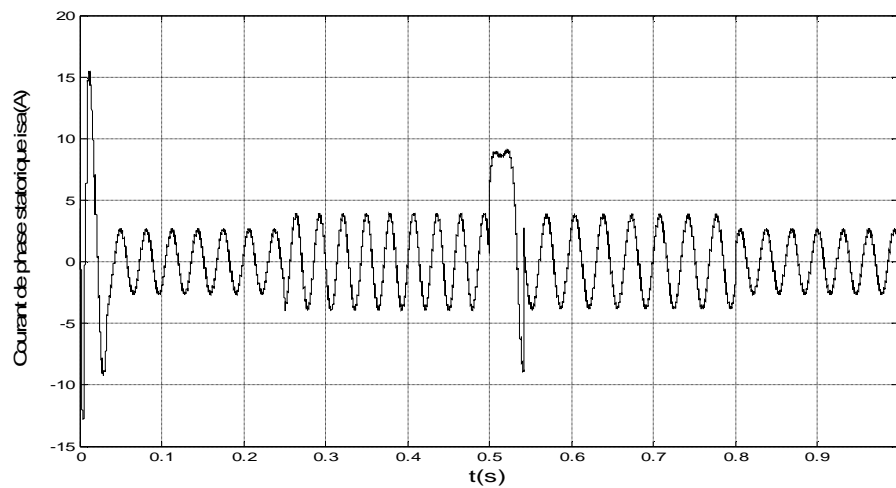


Fig.IV.20 Courant de phase statorique isa (A)

Les résultats en gauche (a) sont des résultats pratiques importés de l'article de référence « [YAN 05] » pour valider nos résultats de simulation.

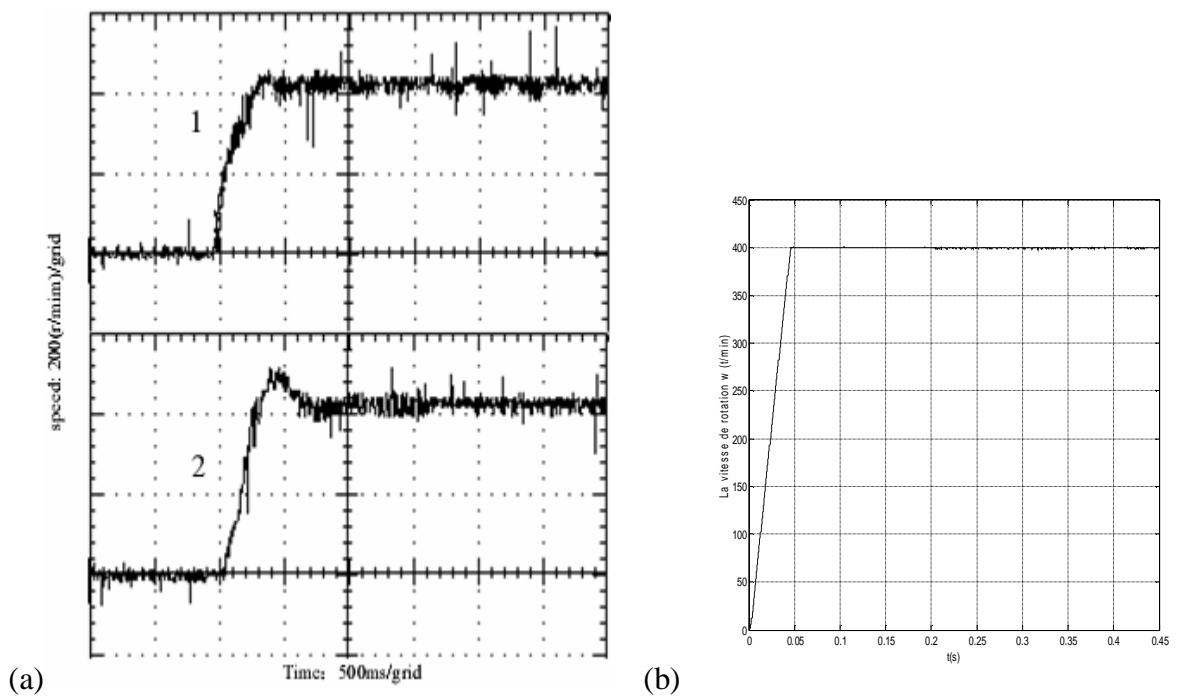


Fig.IV.21 vitesse de rotation pour une référence $\omega_{ref} = 400$ t/min (basse vitesse)

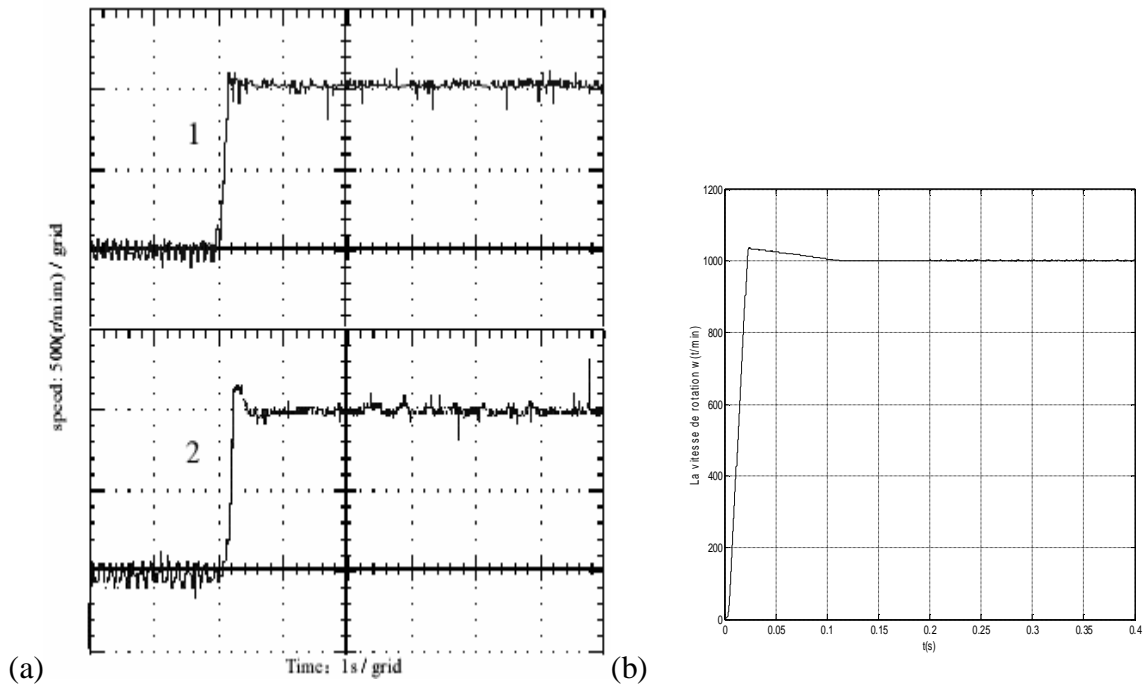


Fig.IV.22 vitesse de rotation pour une référence $\omega_{ref} = 1000$ t/min (grande vitesse)

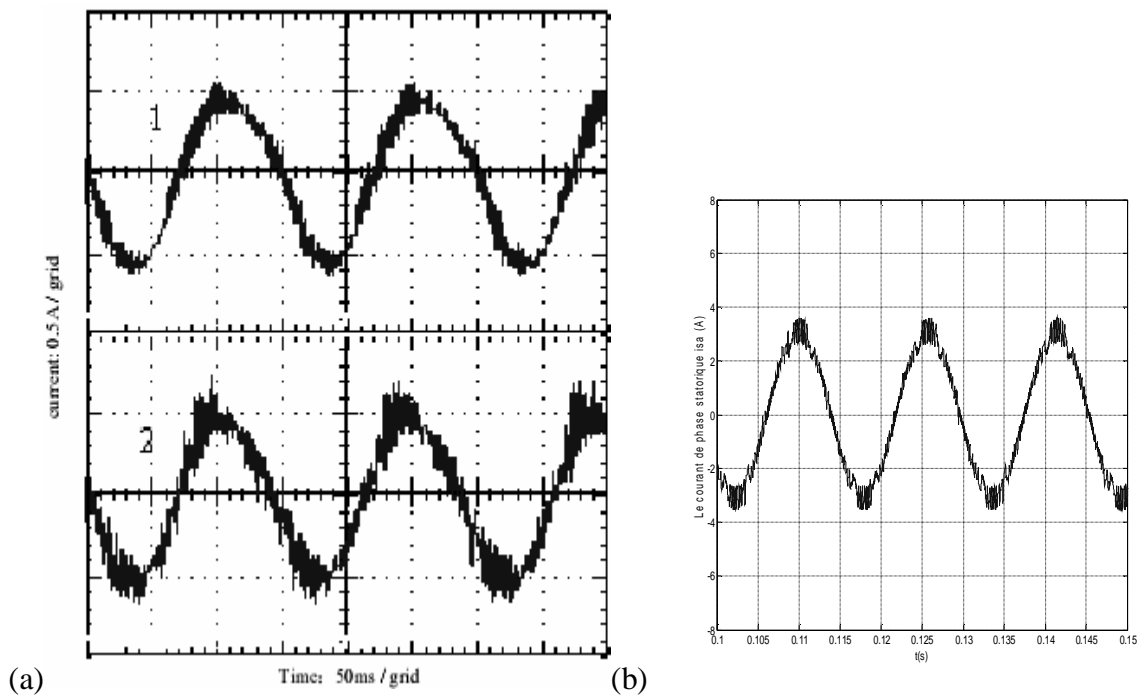


Fig.IV.23 (Zoom) Courant de phase statorique isa (A)

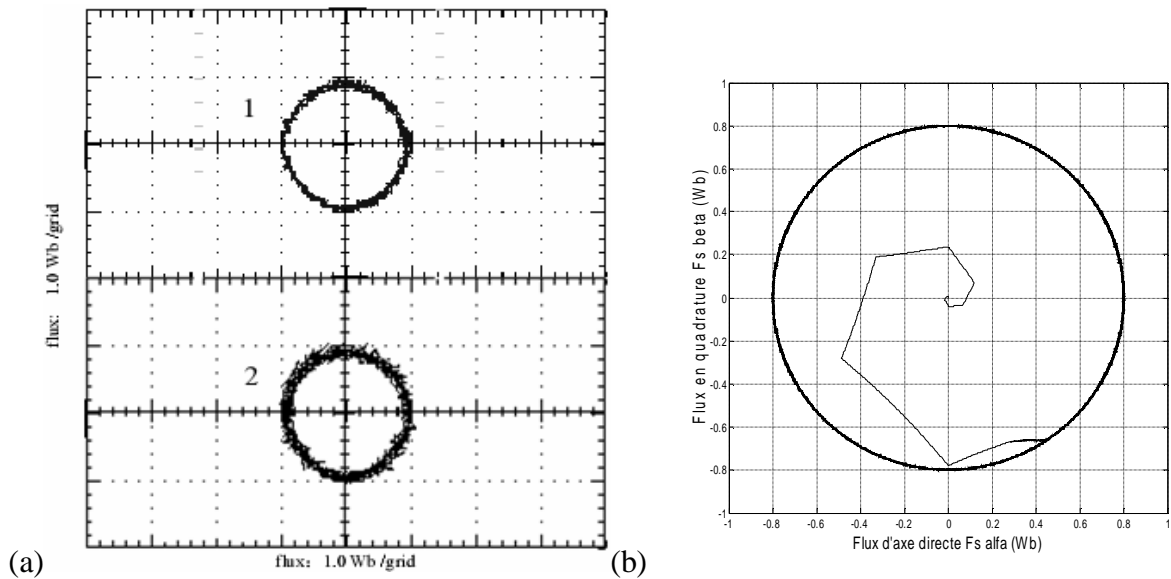


Fig.IV.24 trajectoire du flux statorique dans le plan (α, β)

IV.2.3.1. INTERPRETATIONS ET COMPARAISONS

Les figures IV.17, IV.18 représentent l'évolution du couple et du flux pour cette commande, on remarque la réduction notable des ondulations du flux et du couple par rapport au DTC classique.

L'application d'un échelon du couple de charge (7 N.m) à $t = 0.2s$ et annulation à $t = 0.65s$ répond avec influence négligeable sur vitesse qui se rétablit rapidement sa référence, ainsi un temps de réponse court lors de la mise en vitesse, et lors de l'inversion du sens de rotation, sans dépassement (figure IV.19).

Les figures IV.21 et 22 représentent pour une grande ainsi pour une petite vitesse l'évolution de cette dernière, (a, 1) pour DTC flou PI et (a, 2) pour DTC classique, on note l'amélioration des performances de la vitesse (temps de réponse court et dépassement petite)

Pour le courant (figure IV.23), on remarque qu'il est moins bruité et plus proche a une forme régulière (sinusoïdale) pour la DTC flou PI (a, 1) par rapport au DTC conventionnelle (a, 2).

Un trajectoire moins bruitée (figure IV.24), explique la bonne régulation du flux et la bonne sélection des vecteurs tension a appliquée pour la DTC flou PI (a, 1) par rapport au DTC conventionnelle (a, 2).

Ces résultats pratiques sont placés pour valider notre simulation et ainsi pour justifier la cause de cette étude.

IV.3. CONCLUSION

Dans ce chapitre reparti en deux, on présente dans la première partie l'utilisation de la technique de logique floue, pour la régulation du flux statorique et du couple électromagnétique au lieu des régulateurs à hystérésis. Les résultats de simulation confirme que la DTCLF de machine a induction réalise une commande précise du flux statorique et du couple. Comparé à la DTC conventionnel, les ondulations du couple et du flux sont considérablement améliorées.

La deuxième partie de ce chapitre, basé sur la DTC du moteur à induction, propose d'employer le régulateur flou de vitesse d'auto-adaptation (régulateur flou PI) comme régulateur de vitesse dans le système de DTC. Puisque le régulateur flou de vitesse d'auto-adaptation peut dynamiquement ajuster les paramètres K_p et du K_i selon l'erreur de vitesse et sa variation. Il assure la réponse rapide, le petit dépassement et la précision fine de la vitesse dans haut et à vitesse réduite. En plus, l'introduction du régulateur flou PI de vitesse améliore la précision d'observation du flux statorique, qui augmente les performances du système entier et fournit une nouvelle méthode pour développer une DTC à rendement élevé.

Conclusion Générale

CONCLUSION - PERSPECTIVES

L'ensemble de notre travail porte sur le thème de la vitesse variable des machines asynchrones. A l'origine de l'étude que nous avons présentée, l'idée fondamentale était d'analyser, valider et voir les limites de performances d'une commande DTC. L'objectif de base est l'amélioration des performances d'un variateur de vitesse asynchrone. Les critères visés pour atteindre :

- Ø gagner en robustesse vis a vis des paramètres et des contraintes technologiques des éléments du système,
- Ø obtenir des réponses à grande dynamique.
- Ø Minimiser les ondulations des variables de commande (flux et couple) due au non maîtrise de la fréquence de commutation, qui provoque l'impossibilité d'appliquer le vecteur tension convenable exacte.

La commande directe du couple (DTC), basée sur la régulation séparée du flux statorique et du couple, consiste à imposer les ordres de commande de l'onduleur de façon directe sans l'intermédiaire d'un étage MLI.

Deux stratégies envisageables pour le contrôle du couple dans le cadre de la commande DTC, contrôleur à simple bande, et à double bande. La stratégie à double bande d'hystérésis du couple a été considérée avantageuse par rapport à la stratégie à simple bande parée qu'elle nécessite une seule table de commande pour tout point de fonctionnement du moteur, malgré que la stratégie à simple bande a l'avantage des pertes par commutation faibles par rapport au double bande.

Ainsi, pour garder le bon comportement du variateur dans le cadre d'une application sans capteur mécanique, il est nécessaire d'avoir une identification assez précise et fiable de la résistance statorique à basse vitesse.

Afin de développer et améliorer cette technique de commande, on s'intéresse à étudier et d'utiliser d'autres techniques intelligentes tels que la logique flou qu'on peut associer à cette commande, deux techniques de contrôle flou sont appliquées. Dans la première on remplaçons le régulateur à hystérésis par un contrôleur flou ce qui améliore les performance de la commande, pour la deuxième on remplace le régulateur conventionnel PI de la vitesse par un régulateur flou PI d'auto adaptation des coefficient K_p et K_i du régulateur PI, cette

stratégie donne très bonne performance au niveaux des ondulations du flux et du couple et avec un temps de réponse court par rapport au DTC conventionnel et même par rapport aux première technique a logique flou

D'autres sujets de recherches traites des techniques de commande a base de MLI tel que la SVPWM (space vector modulation), ou utilise des onduleurs à trois niveaux ou multi niveaux pour réduire les ondulations du couple électromagnétique de la machine et optimiser la fréquence de commutation des interrupteurs de l'onduleur utilisé en modifiant la table de commutation de la DTC par exemple.

PERSPECTIVES

- Ø Étude de la réduction du coût du dispositif de commande afin d'intégrer la commande DTC dans un produit final avec un coût raisonnable,
- Ø Faire une étude approfondie concernant la fréquence de commutation des interrupteurs de l'onduleur de tension en quantifiant et adaptant la fréquence imposée par le régulateur à hystérésis.
- Ø Amélioration du comportement de la commande DTC autour de la fréquence statorique nulle et la comparaison par rapport aux commandes classiques.

Résumé:

Ce travail concerne la modélisation du Moteur asynchrone (MAS) et de son alimentation constituée d'un onduleur de tension triphasé.

Une stratégie de commande directe du flux statorique et du couple électromagnétique (abrégée DTFC) est appliquée à la machine asynchrone suivi d'une conception d'un régulateur à base de la logique floue à la place des régulateurs à hystérésis, afin de contrôler le flux statorique et le couple électromagnétique.

Une autre conception est proposée pour le contrôle et qui consiste à utiliser un contrôleur flou PI à auto adaptation.

Mots clés :

Machine asynchrone, Onduleur triphasé, DTC, logique floue.

Abstract:

In this memoir we present:

- A modeling of the induction Machine (IM) and his supply which is made up of a three phase voltage inverter.

- A Direct stator Flux and Torque Control (DTFC) strategy applied to the IM.

Two approach for the fuzzy logic regulation are used

- In first approach we replace the hysteresis controllers for DTC by a fuzzy regulator.

- For the second approach fuzzy PI speed regulation is used to replace the conventional PI regulator.

Key Word

Induction machine, three level inverter, direct torque control, fuzzy logic controller.

ملخص:

في هذه المذكرة نقوم بعرض تحليل رياضي للمحرك اللاتزامني و تغذيته بواسطة موج ثلاثي الأطوار، ثم نقوم بتفصيل

إستراتيجية التحكم المباشر في العزم الكهرومغناطيسي و التدفق المغناطيسي.

في محاولة لتحسين أداء هذه الإستراتيجية نقوم باستعمال طريقة المنطق الضبابي

هذا التعديل يحتوي على جزأين:

في الأول نقوم باستبدال المعدلات التقليدية (a hystérésis) بالمعدل الضبابي.

في الثاني نستبدل معدل السرعة التقليدي (PI) بالمعدل الضبابي الذاتي التعديل.

كلمات مفاتيح:

المحرك اللاتزامني، المموج الثلاثي الطور، إستراتيجية التحكم المباشر في العزم، المنطق الضبابي.

Références Bibliographiques

BIBLIOGRAPHIE

[ANT 00] ANTONI. A. P. « *improvement in direct torque control of induction motors* » thèses doctorat de l'université polytechnique de Catalunya Espagne, Novembre 2000.

[ARC 99] ARCKER. A. M. « *Contrôle direct du couple électromagnétique de machine asynchrone de grande puissance* », thèses doctorat de l'institut national polytechnique de Toulouse, 12 février 1999.

[BAA 92]. BAADER U, DEPENBROCK M, GIERSE G« *Direct self control (DSC) of inverter-fed induction machine: a basis for speed control without speed measurement* » Industry Applications, IEEE Transactions on Volume 28, Issue 3, Page(s):581 – 588, May-June 1992

[BEL 01] BELHADJ. J. « *Commande directe en couple d'une machine asynchrone-structures d'observation- application aux systèmes multimachines-multiconvertisseurs* », Thèses doctorat de l'institut national polytechnique de Toulouse, 7 juillet 2001.

[BAG 99] BAGHLI. L. «*Contribution a la Commande de la Machine Asynchrone, Utilisation de la Logique Floue, des Réseaux de Neurones et des Algorithmes Génétiques*», Thèse de Doctorat, Université Henri Poincaré, Nancy-I, France, 1999.

[CAR 95] CARON. J. P. HAUTIER. J. P. « *modélisation et commande de la machine asynchrone* » Edition 1995.

[CAR1 00] CARLOS D. A. M. « *Contrôle direct du couple d'une machine asynchrone alimentée par convertisseur multiniveaux a fréquence imposée* », thèses doctorat de l'institut national polytechnique de Toulouse, 15 Décembre 2000.

[CHA 95] CHAPUIS. Y. A. ROYE. D. COURTINE. S. «*Commande directe du couple d'une machine asynchrone par le contrôle direct de sont flux statorique* », J. Phys. III France 5 (1995) 863-880 JUNE 1995.

[CHA1 90] CHATLIN. « *Machine électrique* », presses Polytechnique normandes, 1990.

[DEP 88] DEPENDROCK M « *Direct self-control (DSC) of inverter-fed induction machine* ». IEEE Transactions on Power Electronics, 3(4):420-429, 1988.

[EPA 01] EPAMINONDAS D. M. ATHANASIOS N. S. AND EMMANUEL C. T. « *A New Stator Resistance Tuning Method for Stator-Flux-Oriented Vector-Controlled Induction Motor Drive* », IEEE trans. Ind. electron, vol. 48, no. 6, December 2001.

[FRA 05] FRANCK M. « *Techniques d'observation sans capteur de vitesse en vue de la commande des machines asynchrones* », Thèse EEA, Lyon, INSA de Lyon, 2005. 188 p.

[GRE 97] GRELET G. CLERC G « *Actionneurs électriques, principes modèles commande* » Editions Eyrolles, 1997, 491 p. ISBN 2-212-09352-7.

[GUY 00] GUY. S. EDDIE S. « *modélisation et commande des moteurs triphasés* » ellipses Edition Marketing S.A., 2000.

[ISM 99] ISMAIL E. « *Commande haute performance d'un moteur asynchrone sans capteur de vitesse par contrôle direct du couple* », thèses doctorat de l'institut national polytechnique de Toulouse, 26 mars 1999.

[JAW 01] JAWAD F. SHARIFIAN. M.B.B. « *Comparison of different switching patterns in direct torque control technique of induction motors* ». ELSEVIER, Electric Power Systems Research 60 (2001) 63–75, 20 August 2001.

[LAB 95] LABRIQUE. F. SEGUIER. G. BAUSIER. R. « *Les convertisseurs de électronique de puissance* », Volume 4 : La conversion continu Alternatif, Lavoisier 1995.

[LEO 97] LEONID. R « *Fuzzy Controllers* » Victoria University of Technology, Melbourne, Australia, A member of the Reed Elsevier plc group. First published 1997.

[LES 81] LESENNE. J. NOTELET. F., G. SEGUIR, « *Introduction A L'électrotechnique Approfondie* », Technique Et Documentation.11, Rue Lavoisier, Paris, 1981.

[LIN 05] LIN. C. KANG-LING F. ZI-FAN. H. « *A scheme of fuzzy direct torque control for induction machine* » Proceedings of the Fourth International Conference on Machine Learning and Cybernetics, Guangzhou 18-21 August 2005.

[LON 04] LONGJI. Z. WANG. R« *A novel direct torque control system based on space vector PWM* »Power Electronics and Motion Control Conference, 2004. IPEMC 2004. The 4th International, Volume 2, 14-16 Aug. 2004 Page(s):755 - 760 Vol.2

[MAM-77] MAMDANI. E. H « *Application of fuzzy logic to approximate reasoning using linguistic synthesis* ». *IEEE Trans Computer*. Vol. 26, N°12, pp .1182-1191, December1977.

[MEN-95] MENDEL. J. M « *Fuzzy systems for engineering; A tutorial* », *IEEE Proc*, Vol. 83, N°3, pp347-377, March 1995.

[MIC 02] MICHAEL. F « *Digital control of a three phase induction motor* » Thèses doctorat de l'université de Queensland October 2002.

[NAS 97] NASH. J. N. « *Direct Torque Control, Induction Motor Vector Control without an Encoder* », *IEEE Trans. On industry applications*, vol 33, n° 2, pp. 333-341, 1997.

[RAG 01] RAGI. G. « *contrôle vectoriel de la machine asynchrone à rotor bobiné à double alimentation* », Thèses doctorat de l'institut national polytechnique de Toulouse, 05 octobre 2001.

[SAY 94] SAYEED A. M, MALIK E. E, DONALD S. Z « *Fuzzy implementation of direct self-control of induction machines* ». *Industry Applications*, *IEEE Transactions*. Vol 30, Issue 3, Page(s):729 – 735, May-June 1994.

[TAK 86] TAKAHASHI I, NOGUCHI T, « *A new quick-response and high-efficiency control strategy of an induction machine* » *IEEE Transactions on Industry Applications*, 22(5):820-827, 1986.

[TZA-90] TZAFESTAS. S, PAPANIKOLOPOULOS. N. P « *Incremental fuzzy expert PID control* », IEEE Trans. On Indus. Elect. Vol.37, N°5, pp.365-371. October1990.

[VÉR 97] VÉRONIQUE. L « *Réduction de la complexité des contrôleurs flous : application à la commande multi variable* » thèse de doctorat de l'institut national des sciences appliquées de Toulouse, Année 1997.

[YAN 05] YANG J, HUANG. JIN. « *Direct torque control system for induction motors with fuzzy speed pi regulator*» Proceedings of the Fourth International Conference on Machine Learning and Cybernetics, Guangzhou, 568-573, 18-21 August 2005

Annexes

PARAMETRES DE LA MACHINE ASYNCHRONE : [BEL 01]

GRANDEURS NOMINALES

Puissance nominale	$P_n = 1.5 \text{ kW}$
Nombre de paire de pôles	$P = 2$
Tension efficace nominale simple	$V_n = 230\text{V}$
Fréquence nominale	$F = 50 \text{ Hz}$
Courant efficace nominale	$I_n = 3.6/6.2\text{A}$
Vitesse de rotation nominale	$N_n = 1500\text{tr/mn}$
Facteur de puissance	$\cos(\varphi) = 0.7$

PARAMETRES ELECTRIQUES

Résistance de l'enroulement statorique	$R_s = 4.58 \Omega$
Résistance de l'enroulement rotorique	$R_r = 4.468 \Omega$
Inductance de l'enroulement statorique	$L_s = 0.253 \text{ H}$
Inductance de l'enroulement rotorique	$L_r = 0.253 \text{ H}$
Inductance mutuelle	$M_{sr} = 0.2423 \text{ H}$

PARAMETRES MECANQUES

Moment d'inertie	$J = 0.023 \text{ kg.m}^2$
Coefficient de frottement visqueux	$f_v = 0.0026$

RÉGLAGE DE VITESSE POUR LA COMMANDE DTC

Nous avons complété cette stratégie de commande en couple par une loi de commande en vitesse. Le couple de référence est imposé par le régulateur de vitesse comme l'indique la figure B.1. [BEL 01]

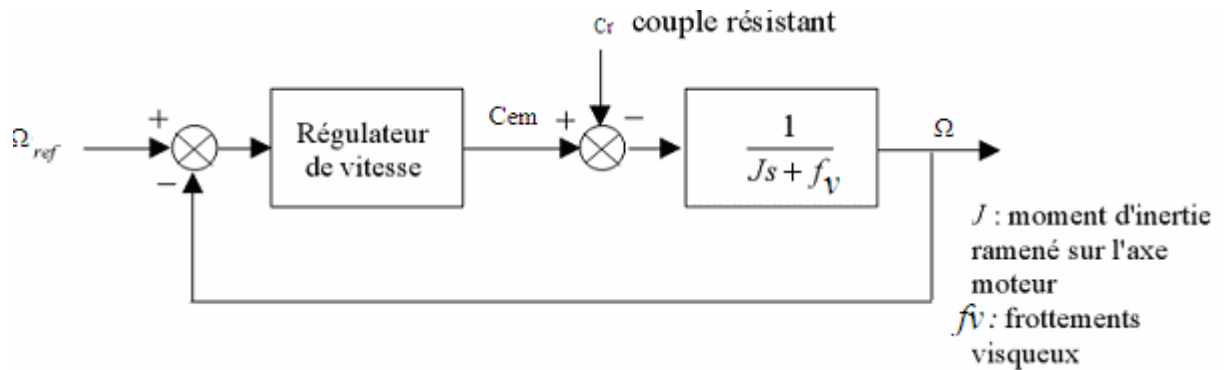


Fig.B.1 structure générale d'un régulateur PI

Le contrôle de la vitesse de rotation est effectué à partir des caractéristiques mécaniques de la machine asynchrone. A partir de l'équation mécanique de la machine (I.4) la fonction de transfert en boucle ouverte $F(s)$ liant la vitesse de rotation et le couple électromagnétique est donnée par :

$$\Omega = \frac{1}{J \cdot s + f_v} (C_{em} - C_r)$$

De la figure B.1 on trouve

$$\Omega = \frac{1}{J \cdot s + f_v} \left(\frac{K_p \cdot s + K_i}{s} \right) (\Omega_{ref} - \Omega) - \frac{1}{J \cdot s + f_v} \cdot C_r$$

D'où :

$$\Omega = \frac{K_p \cdot s + K_i}{J \cdot s^2 + (K_p + f_v) \cdot s + K_i} \cdot \Omega_{ref} - \frac{s}{J \cdot s^2 + (K_p + f_v) \cdot s + K_i} \cdot C_r$$

Le dénominateur de cette fonction de transfert est un système du deuxième ordre,

assimilation avec la forme canonique $\frac{1}{1 + \frac{2 \cdot Z}{w_n} \cdot s + \frac{s^2}{w_n^2}}$, on obtient le système suivant :

Annexe B

$$\begin{cases} \frac{2 \cdot z}{w_n} = \frac{K_p + fv}{K_i} \\ \frac{J}{K_i} = \frac{1}{w_n^2} \end{cases}$$

La table suivante donne des valeurs du coefficient d'amortissement ζ et les valeurs de la pulsation propre correspondante et le temps de réponse :

ζ	$\omega_n t_{rep(5\%)}$
0,4	7,7
0,5	5,3
0,6	5,2
0,7	3
1	4,75

Tab.B1 des valeur normalisés de ζ et $\omega_n \cdot t_{rep}$

Nous choisissons :

$$\zeta = 1$$

$$\omega_n = 4.75/t_{rep}$$

Avec $t_{rep} = 300$ ms