

# LA CONTRIBUTION DU CONTROLE DIRECTE DE COUPLE D'UNE MAS ALIMENTEE PAR DES ONDULEURS MULTINIVEAUX EN APPLIQUANT DE L'INTELLEGENCE ARTIFICIEL (LOGIQUE FLOUE).

**Benaouda.O, Bendiabdellah.A**

\* Laboratoire ICEPS (Intelligent Control & Electrical Power Systems), Faculté des Sciences de l'Ingénieur, Département Electrotechnique, Université des Sciences et Technologie d'Oran de BP 98 Oran 31000 Algérie.

E-mail : [Benaouda.omar@yahoo.fr](mailto:Benaouda.omar@yahoo.fr)

E-mail : [Bendiaz@yahoo.fr](mailto:Bendiaz@yahoo.fr)

**Résumé** — Aujourd'hui, il est possible d'obtenir des machines asynchrones aussi performantes que celles à courant continue grâce à la maîtrise de l'électronique de puissance et de commande. Par ailleurs, il existe de nouvelles méthodes de commande destinées aux applications type traction sans capteur de vitesse déjà étudiées s'agissant notamment de la technique de contrôle direct du couple (DTC). Cette étude consiste à l'optimisation de l'algorithme DTC à trois niveaux, en appliquant plusieurs approches pendant la conception des tables de commutations afin d'améliorer les résultats classiques notamment la réduction d'ondulation du couple. Les résultats obtenus dans la DTC classique sont encore améliorés en appliquant la technique de la logique floue.

**Mots Clés** : Machine asynchrone, contrôle directe de couple (DTC), onduleur à trois niveaux, Logique floue.

## I. INTRODUCTION

La technique de commande directe du couple (Direct Torque Control ou DTC) introduite en 1985 par TAKAHASHI [1, 2] utilise une approche séduisante de part son efficacité et sa simplicité de mise en œuvre. Plusieurs travaux ont permis une modélisation rigoureuse de cette approche [2, 3], basées sur une alimentation par modulation de largeur d'impulsion (MLI) et sur un découpage de flux et de couple moteur par orientation du champ magnétique [4]. La technique de la logique floue sera notamment étudiée et utilisée pour l'amélioration des performances de la DTC classique. Ce modèle est ensuite simulé sur Matlab/Simulink.

## II. RAPPELS SUR LA COMMANDE DIRECTE DU COUPLE

### II.1 Principes généraux du contrôle vectoriel de couple

On utilise les expressions vectorielles de la machine dans le référentiel lié au stator :

$$\vec{V}_s = R_s \cdot \vec{I}_s + \frac{d\vec{\phi}_s}{dt} \quad (\text{II-1})$$

$$\vec{V}_r = \vec{0} = R_r \cdot \vec{I}_r + \frac{d\vec{\phi}_r}{dt} - j\omega \vec{\phi}_r \quad (\text{II-2})$$

A partir des expressions des flux, le courant rotor s'écrit :

$$\vec{I}_r = \frac{1}{\sigma} \left( \frac{\vec{\phi}_r}{L_r} - \frac{L_m}{L_r \cdot L_s} \vec{\phi}_s \right) \quad (\text{II-3})$$

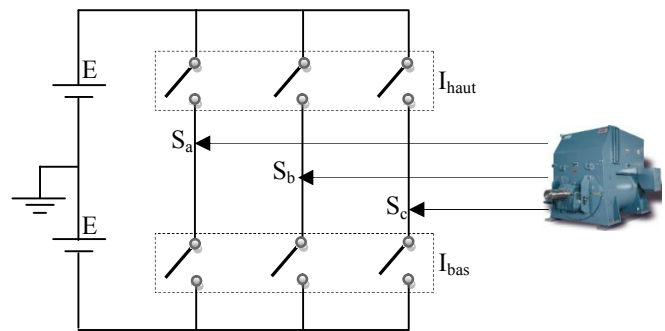
avec  $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_r \cdot L_s}$  (coefficient de dispersion de Blondel)

Les équations deviennent :

$$\begin{cases} \vec{V}_s = R_s \cdot \vec{I}_s + \frac{d\vec{\phi}_s}{dt} \\ \frac{d\vec{\phi}_r}{dt} + \left( \frac{1}{\sigma T_r} - j\omega \right) \vec{\phi}_r = \frac{L_m}{L_r} \frac{1}{\sigma T_r} \vec{\phi}_s \end{cases} \quad (\text{II-4})$$

Le vecteur tension  $V_s$  délivré par un onduleur de tension triphasé [figure 1] est représenté en théorie par 3 grandeurs booléennes de commande  $S_j$  ( $j = a, b, c$ ) telles que :

- 1)  $S_j$  ( $j = a, b, c$ )=1 : interrupteur Haut Fermé et interrupteur Bas Ouvert.
- 2)  $S_j$  ( $j = a, b, c$ )=0 : interrupteur Haut Ouvert et interrupteur Bas Fermé.



**Figure (II.01)** : Machine asynchrone commandée par l'onduleur de tension.

$I_{haut}$  : Interrupteur haut       $I_{bas}$  : Interrupteur bas

Le vecteur tension  $V_s$  peut s'écrire sous la forme :

$$V_s = \sqrt{2/3} \cdot U_0 \left[ S_a + S_b \cdot e^{j\frac{2\pi}{3}} + S_c \cdot e^{j\frac{4\pi}{3}} \right] \quad (\text{II-5})$$

Les combinaisons des 3 grandeurs ( $S_a S_b S_c$ ) permettent de générer 8 positions du vecteur  $V_s$  dont 2 correspondent au

vecteur nul :  $(S_a S_b S_c) = (000)$  ou  $(111)$  comme le montre la figure (II.02).

## II.2 Contrôle du flux statorique et du couple électromagnétique

A partir de l'expression (II.1), on peut écrire :

$$\phi_S = \phi_{S0} + V_S \cdot t - R_S \int_0^t I_S dt \quad (II-6)$$

Avec l'hypothèse que  $R_S$  reste constante et que le terme  $(R_S \cdot I_S)$  est négligeable devant la tension  $V_S$ . Dans un intervalle de temps  $T_e$ , l'extrémité du vecteur  $\phi_S$  se déplace sur une droite dont la direction est donnée par  $V_S$  [figure (II.02)].

En choisissant une séquence correcte de vecteurs  $V_S$  sur des intervalles de temps successifs de durée  $T_e$ , on peut faire suivre à l'extrémité du vecteur  $\phi_S$  la trajectoire désirée. Pour atteindre cet objectif, le correcteur utilisé pour la commande DTC est un correcteur à hystérésis à deux niveaux. Avec ce type de contrôleur, on peut facilement maintenir l'extrémité du vecteur flux  $\phi_S$  dans une couronne quasi circulaire.

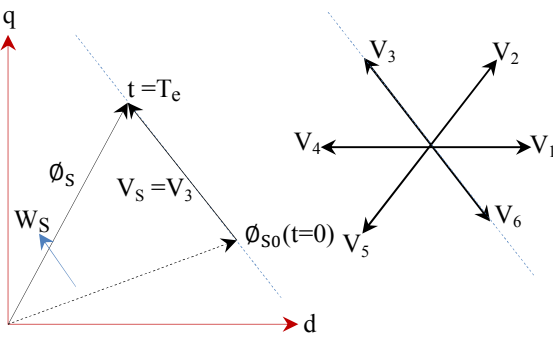


Figure (II.02) : Évolution de l'extrémité du vecteur  $\phi_S$ .

Les variations du couple électromagnétique peuvent être contrôlées uniquement à partir de la vitesse de rotation du vecteur flux  $\phi_S$ . Le tableau 1 montre l'évolution des deux grandeurs flux et couple pour chacun des quatre vecteurs  $V_{i+1}, V_{i+2}, V_{i-1}, V_{i-2}$  qui peuvent être appliqués dans la zone  $Z_i$ .

Les vecteurs tension à appliquer dépendent de la zone où se trouve le vecteur flux. Les paramètres  $Z_1, Z_2, Z_3, Z_4, Z_5, Z_6$  [figure (II.03)] représentent les six zones possibles du fonctionnement.

Vecteur $V_K$	$V_{i+1}$	$V_{i+2}$	$V_{i-1}$	$V_{i-2}$
$\phi_S$	↗	↘	↗	↘
$C_{em}$	↗	↗	↘	↘

**Tableau (01)** : Evolution des grandeurs flux et couple en fonction du vecteur  $V_K$  appliqué dans la zone  $Z_i$ .  
 $k = (i-1, i-2, i+1, i+2)$

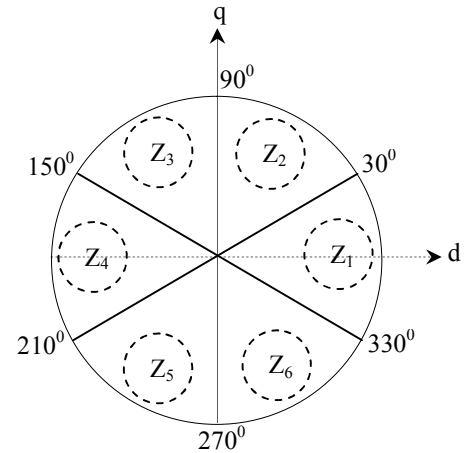


Figure (II.03) : Répartition des zones.

Le niveau d'efficacité des vecteurs tensions appliqués dépend également de la position du vecteur flux dans la zone  $Z_i$ .

En effet, en début de zone, les vecteurs  $V_{i+1}$  et  $V_{i-2}$  sont perpendiculaires à  $\phi_S$  d'où une évolution rapide du couple mais une évolution lente de l'amplitude du flux  $\phi_S$ , alors qu'en fin de zone, l'évolution est inverse. Avec les vecteurs  $V_{i-1}$  et  $V_{i+2}$ , il correspond une évolution lente du couple et rapide de l'amplitude de  $\phi_S$  en début de zone, alors qu'en fin de zone c'est le contraire.

Quel que soit le sens d'évolution du couple ou du flux, dans la zone  $Z_i$ , les deux vecteurs  $V_i$  et  $V_{i+3}$  ne sont jamais utilisés. En effet, ceux-ci ont la "composante de flux" la plus forte (évolution très rapide de  $\phi_S$ ) mais l'effet sur le couple lui, dépend de la position de  $\phi_S$  dans la zone, avec un effet nul en milieu de zone.

Le vecteur de tension à la sortie de l'onduleur est déduit des écarts de couple et de flux, estimés par rapport à leur référence, ainsi que de la position du vecteur  $\phi_S$ .

Un estimateur de  $\phi_S$  en module et en position ainsi qu'un estimateur de couple sont donc nécessaires.

## III. Estimateurs

### III.1. Estimation du flux statorique

L'estimation du flux peut être réalisée à partir des mesures des grandeurs statoriques courant et tension de la machine.

A partir de l'équation on obtient les composantes  $\alpha$  et  $\beta$  du vecteur :

$$\begin{cases} \overline{\phi_{s\alpha}} = \int_0^t (\overline{V_{s\alpha}} - R_S \overline{I_{s\alpha}}) dt \\ \overline{\phi_{s\beta}} = \int_0^t (\overline{V_{s\beta}} - R_S \overline{I_{s\beta}}) dt \end{cases} \quad (III-1)$$

Le module du flux statorique s'écrit :

$$\phi_S = \sqrt{\phi_{s\alpha}^2 + \phi_{s\beta}^2} \quad (III-2)$$

La zone  $Z_i$  dans laquelle se situe le vecteur  $\overline{\phi_s}$  est déterminée à partir des composantes  $\phi_{s\alpha}$  et  $\phi_{s\beta}$ . L'angle  $\alpha_s$  entre le référentiel (S) est le vecteur  $\overline{\phi_s}$ , est égal à :

$$\alpha_s = \arctg \frac{\phi_{s\alpha}}{\phi_{s\beta}} \quad (\text{III-3})$$

### III.2. Estimation du couple électromagnétique

Le couple peut se mettre sous la forme:

$$C_{em} = P_p [\phi_{s\alpha} \cdot I_{s\beta} - \phi_{s\beta} \cdot I_{s\alpha}] \quad (\text{III-4})$$

### III.3 Elaboration des correcteurs

#### III.3.1 Contrôleur de flux à trois niveaux

Le but de contrôleur de flux est de maintenir l'extrémité du vecteur flux  $\overline{\phi_s}$  dans un maillon circulaire [1]. La sortie du correcteur à hystérésis, représentée par une variable booléenne indique directement si l'amplitude du flux doit être augmentée ou diminuée ( $cflx=-1, cflx=0, cflx=+1$ ).

#### III.4.1 Correcteur de couple à cinq niveaux

Le correcteur de couple a pour fonction de maintenir le couple dans les limites  $|C_{réf} - C_{em}| \leq \Delta C$ , avec  $C_{réf}$  la référence de couple et  $\Delta C$  la bande d'hystérésis du correcteur. Cependant une différence avec le contrôle du flux est que le couple peut être positif ou négatif selon le sens de rotation de la machine.

Pour améliorer le contrôle du couple, on associe à l'erreur du couple  $\Delta C$  cinq régions définies par les contraintes suivantes :

$$\begin{aligned} \varepsilon_c &< \Delta C_{\min 2} \\ \Delta C_{\min 2} &\leq \varepsilon_c \leq \Delta C_{\min 1} \\ \Delta C_{\min 1} &\leq \varepsilon_c \leq \Delta C_{\max 1} \\ \Delta C_{\max 2} &\leq \varepsilon_c \leq \Delta C_{\max 2} \\ \varepsilon_c &> \Delta C_{\max 2} \end{aligned} \quad (\text{III-5})$$

Le contrôle du couple est alors assuré par un comparateur à hystérésis à cinq niveaux ou à deux bandes supérieures ( $\Delta C_{\max 1}, \Delta C_{\max 2}$ ) et deux bandes inférieures ( $\Delta C_{\min 1}, \Delta C_{\min 2}$ ) illustrées par la figure ainsi que ses sorties, soient ( $ccpl=-1, ccpl=0, ccpl=+1, ccpl=+2$ ).

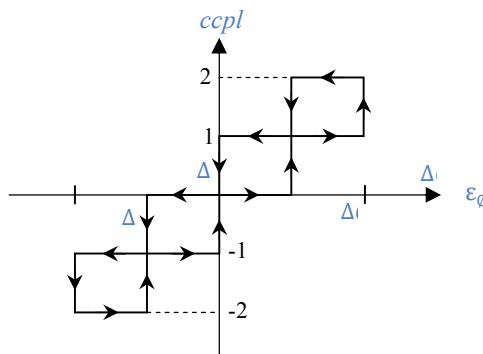


Figure (III.7) : correcteur de couple à cinq niveaux

### III.6 Elaboration de la table de commutation avec les 4 groupes des vecteurs tension

N		N											
		N <sub>1</sub>	N <sub>2</sub>	N <sub>3</sub>	N <sub>4</sub>	N <sub>5</sub>	N <sub>6</sub>	N <sub>7</sub>	N <sub>8</sub>	N <sub>9</sub>	N <sub>10</sub>	N <sub>11</sub>	N <sub>12</sub>
cflx	ccpl	N											
		1	2	V <sub>5</sub>	V <sub>5</sub>	V <sub>8</sub>	V <sub>8</sub>	V <sub>11</sub>	V <sub>11</sub>	V <sub>14</sub>	V <sub>14</sub>	V <sub>17</sub>	V <sub>17</sub>
1	V <sub>3</sub>		V <sub>6</sub>	V <sub>6</sub>	V <sub>9</sub>	V <sub>9</sub>	V <sub>12</sub>	V <sub>12</sub>	V <sub>15</sub>	V <sub>15</sub>	V <sub>18</sub>	V <sub>18</sub>	V <sub>3</sub>
0	V <sub>0</sub>		V <sub>0</sub>	V <sub>0</sub>	V <sub>0</sub>	V <sub>0</sub>	V <sub>0</sub>	V <sub>0</sub>	V <sub>0</sub>	V <sub>0</sub>	V <sub>0</sub>	V <sub>0</sub>	V <sub>0</sub>
-1	V <sub>18</sub>		V <sub>18</sub>	V <sub>3</sub>	V <sub>3</sub>	V <sub>6</sub>	V <sub>6</sub>	V <sub>9</sub>	V <sub>9</sub>	V <sub>12</sub>	V <sub>12</sub>	V <sub>15</sub>	V <sub>15</sub>
-2	V <sub>17</sub>		V <sub>2</sub>	V <sub>2</sub>	V <sub>5</sub>	V <sub>5</sub>	V <sub>8</sub>	V <sub>8</sub>	V <sub>11</sub>	V <sub>11</sub>	V <sub>14</sub>	V <sub>14</sub>	V <sub>17</sub>
0	2	V <sub>4</sub>	V <sub>4</sub>	V <sub>7</sub>	V <sub>7</sub>	V <sub>10</sub>	V <sub>10</sub>	V <sub>13</sub>	V <sub>13</sub>	V <sub>16</sub>	V <sub>16</sub>	V <sub>1</sub>	V <sub>1</sub>
	1	V <sub>4</sub>	V <sub>7</sub>	V <sub>7</sub>	V <sub>10</sub>	V <sub>10</sub>	V <sub>13</sub>	V <sub>13</sub>	V <sub>16</sub>	V <sub>16</sub>	V <sub>1</sub>	V <sub>1</sub>	V <sub>4</sub>
	0	V <sub>0</sub>	V <sub>0</sub>	V <sub>0</sub>	V <sub>0</sub>	V <sub>0</sub>	V <sub>0</sub>	V <sub>0</sub>	V <sub>0</sub>	V <sub>0</sub>	V <sub>0</sub>	V <sub>0</sub>	V <sub>0</sub>
	-1	V <sub>0</sub>	V <sub>0</sub>	V <sub>0</sub>	V <sub>0</sub>	V <sub>0</sub>	V <sub>0</sub>	V <sub>0</sub>	V <sub>0</sub>	V <sub>0</sub>	V <sub>0</sub>	V <sub>0</sub>	V <sub>0</sub>
	-2	V <sub>13</sub>	V <sub>16</sub>	V <sub>16</sub>	V <sub>1</sub>	V <sub>1</sub>	V <sub>4</sub>	V <sub>4</sub>	V <sub>7</sub>	V <sub>7</sub>	V <sub>10</sub>	V <sub>10</sub>	V <sub>13</sub>
-1	2	V <sub>8</sub>	V <sub>8</sub>	V <sub>11</sub>	V <sub>11</sub>	V <sub>14</sub>	V <sub>14</sub>	V <sub>17</sub>	V <sub>17</sub>	V <sub>2</sub>	V <sub>2</sub>	V <sub>5</sub>	V <sub>5</sub>
	1	V <sub>9</sub>	V <sub>9</sub>	V <sub>12</sub>	V <sub>12</sub>	V <sub>15</sub>	V <sub>15</sub>	V <sub>18</sub>	V <sub>18</sub>	V <sub>3</sub>	V <sub>3</sub>	V <sub>6</sub>	V <sub>6</sub>
	0	V <sub>0</sub>	V <sub>0</sub>	V <sub>0</sub>	V <sub>0</sub>	V <sub>0</sub>	V <sub>0</sub>	V <sub>0</sub>	V <sub>0</sub>	V <sub>0</sub>	V <sub>0</sub>	V <sub>0</sub>	V <sub>0</sub>
	-1	V <sub>12</sub>	V <sub>12</sub>	V <sub>15</sub>	V <sub>15</sub>	V <sub>18</sub>	V <sub>18</sub>	V <sub>3</sub>	V <sub>3</sub>	V <sub>6</sub>	V <sub>6</sub>	V <sub>9</sub>	V <sub>12</sub>
	-2	V <sub>14</sub>	V <sub>17</sub>	V <sub>17</sub>	V <sub>2</sub>	V <sub>2</sub>	V <sub>5</sub>	V <sub>5</sub>	V <sub>8</sub>	V <sub>8</sub>	V <sub>11</sub>	V <sub>11</sub>	V <sub>14</sub>

Tableau (02) : table de commutation pour douze secteurs.

### IV.1 DTC à base de la Logique floue.

#### IV.1.1 Quelques définitions

**La logique floue** : est une technique de traitement des incertitudes et a pour objet : la représentation des connaissances imprécises, elle est basée sur des termes linguistiques courant comme petit, grande, moyen....etc. Elle autorise des valeurs intermédiaires entre le vrai et le faux et admet même des chevauchements entre eux [5].

**Fonction d'appartenance** : Soit  $U$  une collection d'objets  $\{u\}$ , qui peuvent être discrets ou continus.  $U$  est l'univers de discours et  $u$  représente l'élément générique de  $U$ . Un sous-ensemble flou  $A$  dans l'univers de discours  $U$  est caractérisé par une fonction d'appartenance  $\mu_A(u)$  qui prend ses valeurs dans l'intervalle  $[0, 1]$ . Notamment :  $\mu_A(u) [0, 1]$ , [6].

#### IV.1.2 Le contrôleur flou et choix des variables d'entrée et de sortie

Le principe de base de cette approche est d'appliquer un raisonnement flou pour les erreurs sur les grandeurs de commande. Ainsi, l'erreur de flux " $\varepsilon_\phi$ ", l'erreur du couple " $\varepsilon_c$ " et la position du flux " $\theta_s$ " sont utilisées comme des entrées du contrôleur flou.

L'état de commutation des interrupteurs du convertisseur est évidemment la sortie du régulateur.

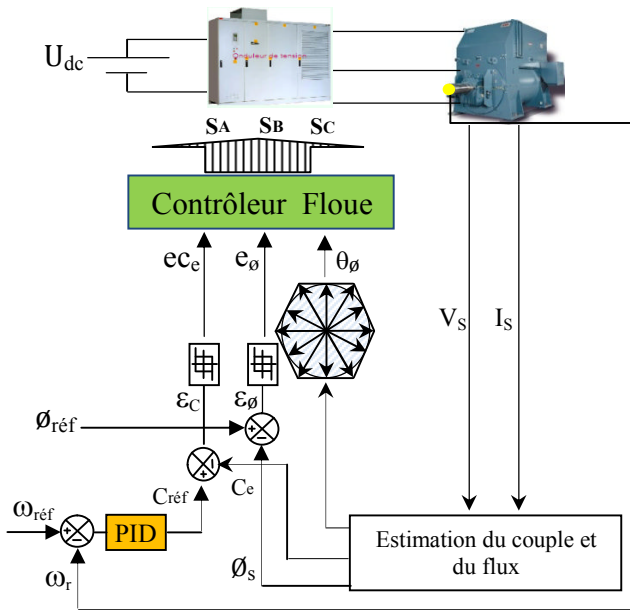


Figure (III.11) : schéma du contrôle direct du couple à base de la Logique floue.

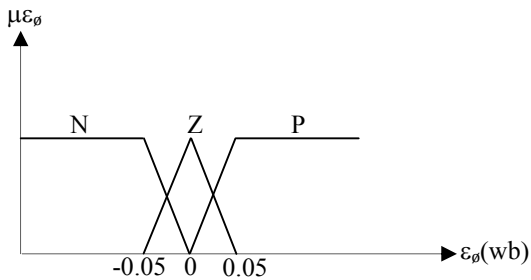


Figure (IV.01) : Fonction d'appartenance de l'erreur du flux.

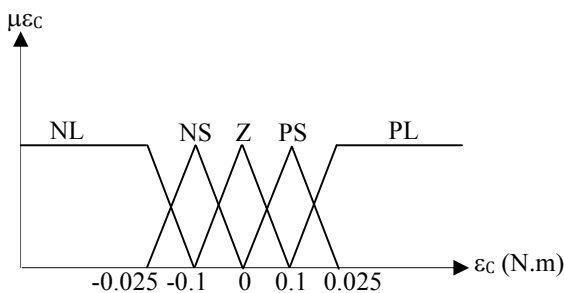


Figure (IV.02) : Fonction d'appartenance de l'erreur du couple

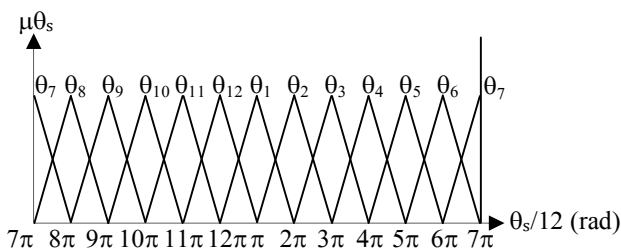


Figure (IV.03) : fonction d'appartenance de la position.

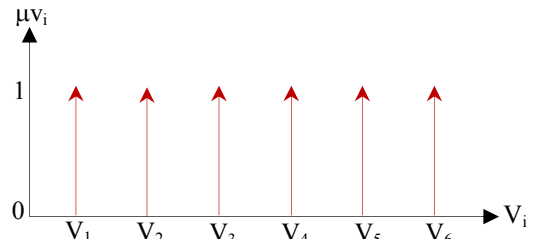


Figure (IV.04) : fonction d'appartenance de l'état de commutation des interrupteurs.

#### IV.2 Variable de commande

Les règles de contrôle peuvent être exprimées en fonction des variables d'entrée et des sorties de la manière suivante :

$R_i$ : if  $\epsilon_c$  is  $A_i$ , and  $\epsilon_{\theta_s}$  is  $B_i$ , and  $\theta_s$  is  $C_i$  then  $n$  is  $N_i$ . Ou  $A_i, B_i, C_i, N_i$  sont les ensembles flous [7].

Le traitement de ces règles se fera par la méthode de minimum de Mamdani exprimée par :

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

Avec:

$$\alpha_i = \min(\mu_{A_i}(\epsilon_c), \mu_{B_i}(\epsilon_{\theta_s}), \mu_{C_i}(\theta_s))$$

Où  $\mu_A, \mu_B, \mu_C$  et  $\mu_N$  représentent les fonctions d'appartenance des ensembles  $A, B, C, N$ , des variables  $\epsilon_c, \epsilon_{\theta_s}, \theta_s, n$ , respectivement.

La fonction d'appartenance  $\mu_N$  de la sortie  $n$  est déterminée alors par :

$$\mu_{N_s}(n) = \max_{i=1}^m \mu_{N_i}(n)$$

Avec  $m$  nombre de règle.

#### IV.3 Table de commutation

Les tableaux (III.1) sont semblables. les variables d'erreurs " $\epsilon_{\theta}$ ", l'erreur de flux ; " $\epsilon_c$ ", l'erreur du couple et " $\theta_s$ " la position du flux qui sont divisées en bandes déterminées dans notre étude, alors que pour cette approche toutes les variables sont des ensembles flous. Et pour la sortie est de type singleton, et calculée par des opérateurs flous.

$\theta_1$					
$e_c \backslash e_o$	NL	NS	ZE	PS	PL
P	V <sub>17</sub>	V <sub>18</sub>	V <sub>0</sub>	V <sub>3</sub>	V <sub>5</sub>
Z	V <sub>13</sub>	V <sub>0</sub>	V <sub>0</sub>	V <sub>4</sub>	V <sub>4</sub>
N	V <sub>14</sub>	V <sub>15</sub>	V <sub>0</sub>	V <sub>6</sub>	V <sub>8</sub>

$\theta_2$					
$e_c \backslash e_o$	NL	NS	ZE	PS	PL
P	V <sub>2</sub>	V <sub>18</sub>	V <sub>0</sub>	V <sub>6</sub>	V <sub>5</sub>
Z	V <sub>16</sub>	V <sub>0</sub>	V <sub>0</sub>	V <sub>7</sub>	V <sub>6</sub>
N	V <sub>17</sub>	V <sub>15</sub>	V <sub>0</sub>	V <sub>9</sub>	V <sub>8</sub>

$\theta_3$					
$e_c \backslash e_o$	NL	NS	ZE	PS	PL
P	V <sub>2</sub>	V <sub>3</sub>	V <sub>0</sub>	V <sub>6</sub>	V <sub>8</sub>
Z	V <sub>16</sub>	V <sub>0</sub>	V <sub>0</sub>	V <sub>7</sub>	V <sub>7</sub>
N	V <sub>17</sub>	V <sub>18</sub>	V <sub>0</sub>	V <sub>9</sub>	V <sub>11</sub>

$\theta_4$					
$e_c \backslash e_o$	NL	NS	ZE	PS	PL
P	V <sub>5</sub>	V <sub>3</sub>	V <sub>0</sub>	V <sub>9</sub>	V <sub>8</sub>
Z	V <sub>1</sub>	V <sub>0</sub>	V <sub>0</sub>	V <sub>10</sub>	V <sub>7</sub>
N	V <sub>0</sub>	V <sub>18</sub>	V <sub>0</sub>	V <sub>12</sub>	V <sub>11</sub>

$\theta_5$					
$e_c \backslash e_o$	NL	NS	ZE	PS	PL
P	V <sub>5</sub>	V <sub>6</sub>	V <sub>0</sub>	V <sub>9</sub>	V <sub>11</sub>
Z	V <sub>1</sub>	V <sub>0</sub>	V <sub>0</sub>	V <sub>10</sub>	V <sub>10</sub>
N	V <sub>2</sub>	V <sub>3</sub>	V <sub>0</sub>	V <sub>12</sub>	V <sub>14</sub>

$\theta_6$					
$e_c \backslash e_o$	NL	NS	ZE	PS	PL
P	V <sub>8</sub>	V <sub>6</sub>	V <sub>0</sub>	V <sub>12</sub>	V <sub>11</sub>
Z	V <sub>4</sub>	V <sub>0</sub>	V <sub>0</sub>	V <sub>13</sub>	V <sub>11</sub>
N	V <sub>5</sub>	V <sub>3</sub>	V <sub>0</sub>	V <sub>15</sub>	V <sub>14</sub>

$\theta_7$					
$e_c \backslash e_o$	NL	NS	ZE	PS	PL
P	V <sub>14</sub>	V <sub>15</sub>	V <sub>0</sub>	V <sub>18</sub>	V <sub>2</sub>
Z	V <sub>10</sub>	V <sub>0</sub>	V <sub>0</sub>	V <sub>1</sub>	V <sub>1</sub>
N	V <sub>11</sub>	V <sub>12</sub>	V <sub>0</sub>	V <sub>3</sub>	V <sub>5</sub>

$\theta_8$					
$e_c \backslash e_o$	NL	NS	ZE	PS	PL
P	V <sub>11</sub>	V <sub>9</sub>	V <sub>0</sub>	V <sub>15</sub>	V <sub>14</sub>
Z	V <sub>7</sub>	V <sub>0</sub>	V <sub>0</sub>	V <sub>16</sub>	V <sub>13</sub>
N	V <sub>8</sub>	V <sub>6</sub>	V <sub>0</sub>	V <sub>18</sub>	V <sub>17</sub>

$\theta_9$					
$e_c \backslash e_o$	NL	NS	ZE	PS	PL
P	V <sub>8</sub>	V <sub>9</sub>	V <sub>0</sub>	V <sub>12</sub>	V <sub>14</sub>
Z	V <sub>4</sub>	V <sub>0</sub>	V <sub>0</sub>	V <sub>13</sub>	V <sub>13</sub>
N	V <sub>5</sub>	V <sub>6</sub>	V <sub>0</sub>	V <sub>15</sub>	V <sub>16</sub>

$\theta_{10}$					
$e_c \backslash e_o$	NL	NS	ZE	PS	PL
P	V <sub>14</sub>	V <sub>12</sub>	V <sub>0</sub>	V <sub>18</sub>	V <sub>17</sub>
Z	V <sub>10</sub>	V <sub>0</sub>	V <sub>0</sub>	V <sub>1</sub>	V <sub>16</sub>
N	V <sub>11</sub>	V <sub>9</sub>	V <sub>0</sub>	V <sub>3</sub>	V <sub>2</sub>

$\theta_{11}$					
$e_c \backslash e_o$	NL	NS	ZE	PS	PL
P	V <sub>11</sub>	V <sub>12</sub>	V <sub>15</sub>	V <sub>0</sub>	V <sub>17</sub>
Z	V <sub>7</sub>	V <sub>0</sub>	V <sub>0</sub>	V <sub>16</sub>	V <sub>16</sub>
N	V <sub>8</sub>	V <sub>9</sub>	V <sub>0</sub>	V <sub>18</sub>	V <sub>2</sub>

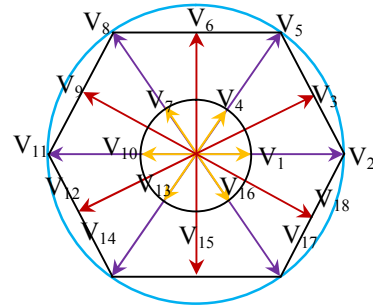
$\theta_{12}$					
$e_c \backslash e_o$	NL	NS	ZE	PS	PL
P	V <sub>17</sub>	V <sub>15</sub>	V <sub>0</sub>	V <sub>3</sub>	V <sub>2</sub>
Z	V <sub>13</sub>	V <sub>0</sub>	V <sub>0</sub>	V <sub>4</sub>	V <sub>1</sub>
N	V <sub>14</sub>	V <sub>12</sub>	V <sub>0</sub>	V <sub>6</sub>	V <sub>5</sub>

**Tableaux (03) :** les tables de commutation avec onduleur à trois niveaux.

### IV.3.1 Présentation vectorielle de la tension de sortie:

La figure (IV.05), montre qu'ils sont classés en quatre groupes selon leurs modules. On distingue alors:

- le groupe ZVV, Le vecteur tension nul  $V_0$ .
- le groupe SVV, Les vecteurs tensions petits ( $V_1, V_4, V_7, V_{10}, V_{13}, V_{16}$ ).
- le groupe MVV, Les vecteurs tensions moyens ( $V_3, V_6, V_9, V_{12}, V_{18}, V_{15}$ ).
- le groupe LVV, Les vecteurs tensions grands ( $V_2, V_5, V_8, V_{11}, V_{14}, V_{17}$ ).



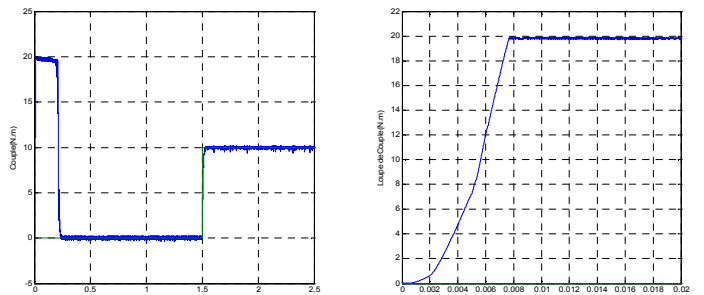
**Figure (IV.05) :** Présentation vectorielle de la tension de sortie.

## V. Resultats de simulation

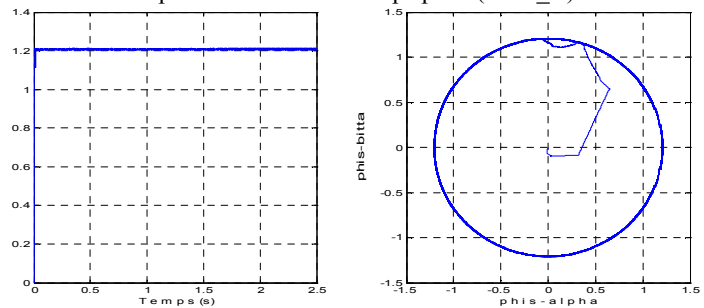
### V.1. Evolution de flux et du couple

Dans les figures (V.1) Nous allons simuler la structure de contrôle direct du couple que nous avons qualifié de « DTC classique ».

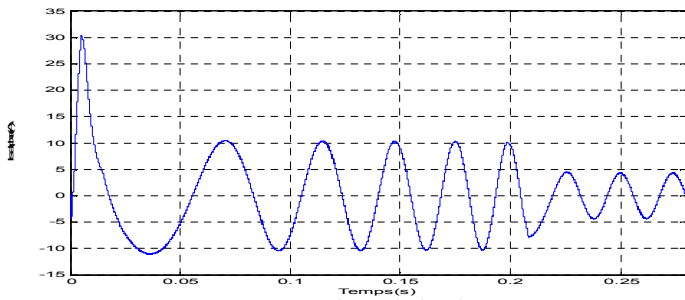
Les résultats obtenus montrent des hautes performances dynamiques, en effet le couple électromagnétique montre qu'il est moins d'ondulations. La trajectoire du flux statorique illustrée par les figures (V.2), montre que ce dernier est parfaitement constant relativement, le courant statorique répond bien aux variations imposées par le couple et que sa valeur reste proche de la sinusoïde illustrée par les figures (V.3).



**Figure (V.1) :** Changement de consigne et évolution du couple en fonction du temps pour (DTC\_C).



**Figure (V.2) :** Evolution de flux en fonction du temps pour une consigne :  $\phi_0=1.207wb$  pour (DTC\_C)



Figure(V.3) : Courant statorique de la phase  $\alpha$  pour (DTC\_C)

## V.2 Résultats de simulation par applications du logique floue sur la DTC pour des correcteurs de couple a quatre niveaux (douze secteurs):

Les figures (V.4,V.5,V6) présente la Commande directe du couple à base de la logique floue (DTC-LF) appliquée à la machine asynchrone de 1.5kW alimentée par un onduleur de tension à trois niveaux pour une table de commutation à quatre niveaux du correcteur du couple et trois niveaux pour le flux statorique.

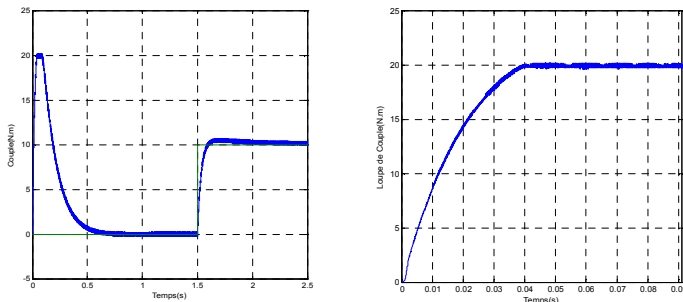


Figure (V.4): Changement de consigne et évolution du couple en fonction du temps pour (DTC\_LF).

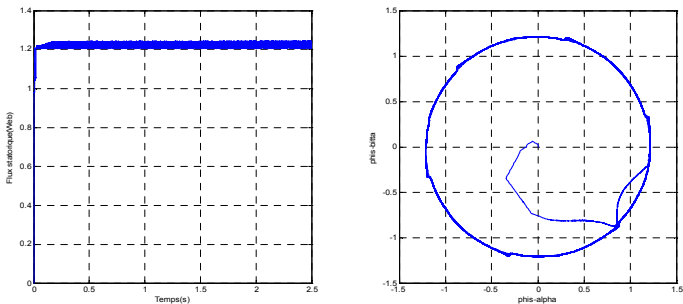
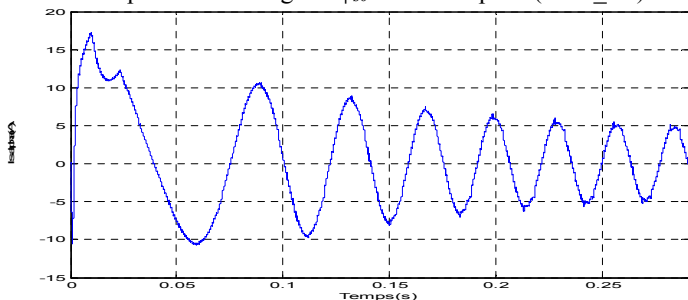


Figure (V.5) : Evolution de flux en fonction du temps pour une consigne :  $\phi_{s0}=1.207\text{wb}$  pour (DTC\_LF)



Figure(V.6) : Courant statorique de la phase  $\alpha$  pour(DTC\_LF).

La simulation montre de meilleures performances que celles obtenues par la commande directe du couple classique. Il est intéressant de remarquer dans la Figure(V.4) une dynamique de réponse en couple avec un régime transitoire lent. Le flux statorique présente une très bonne réponse (Figure(V.5)), où l'on remarque qu'il n'y a moins de dépassement par rapport que celles de la DTC\_C, voir l'effet de flux (Figure(V.5)). La Figure(V.5), montre un transitoire rapide du module flux statorique qui a une forme parfaitement circulaire sans aucune ondulation en régime permanent ou le couple et le flux suivent.

## VI. CONCLUSIONS

La commande DTC\_C à 12s a pour avantages :

- ◆ Le flux et le couple sont bien contrôlés.
- ◆ Le courant statorique sinusoïdal.
- ◆ Fréquence de commutation Presque constante autour de **4kHz**.

Elle présente deux problèmes majeurs :

- ◆ La table de grande taille.
- ◆ Quelque dépassement des bandes de couple.

La commande DTC\_LF a pour avantages :

- ◆ Le flux et le couple sont bien contrôlés.
- ◆ Fréquence de commutation constante autour de **4kHz**.

Elle présente un problème majeur :

- ◆ Fréquence de commutation un peut élevée

## V. BIBLIOGRAPHIE

- [1] I. Takahashi and T. Noguchi, "A new quick response and high efficiency control strategy of induction motor", *IEEE Trans. Ind. Electron.*, IE-22, Sept./Oct. 1986.
- [2] I. Takahashi and S. Asakawa, "Ultra-wide speed control of induction motor covered 10A6 range", *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, IA-25: 227-232, 1987.
- [3] T.G. Habetler and D.M. Divan, "Control strategies for direct torque control using discrete pulse modulation", *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, IA-27(5): 893-901,1991.
- [4] M. T. Lamchich, "Contrôle direct de couple d'une machine asynchrone système de régulation de vitesse avec anti-emballement", Thèse de doctorat, Université Cadi-Ayyad, Marrakech.2006.
- [5] Y.Mihoube, « Commande Neuro-Floue d'une machine asynchrone »,Thèse de magister, USTO, 2002.
- [6] M. TA Cao « Commande Numérique de Machines Asynchrones par Logique Floue » Thèse de Doctorat, Département de Génie Electrique et de Génie Informatique, Faculté des Sciences et de Génie Université Laval Québec, 1997.
- [7] R.Toufouti «direct torque control for induction motor using intelligent techniques» Journal of Theoretical and Applied Information Technology JATIT,2007.

