

République Algérienne Démocratique et Populaire
Ministère de l'Enseignement Supérieur et de la Recherche Scientifique
Université 8Mai 1945 – Guelma
Faculté des Sciences et de la Technologie
Département de Génie Electrotechnique et Automatique



704



**Mémoire de fin d'étude
pour l'obtention du diplôme de Master Académique**

Domaine : Sciences et Techniques
Filière : Génie électrique
Spécialité : commande des machines électriques

**Commande directe du couple de la machine asynchrone par
l'utilisation de la modulation vectorielle (DTC-SVM)**

Présenté par : adlani youcef

Sous la direction de : S.Mendaci

JUIN 2011



Sommaire :

Introduction rénérale	01
<u>CHAPITRE I : MODELISATION ET SIMULATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE</u>	
Introduction	03
I-1/ constitution de la machine asynchrone	03
I-1-1/ le stator	04
I-1-2/ le rotor	04
I-1-3/ Les organes mécaiques	05
I-2/ Modèle de la Machine Asynchrone	05
I-2-1/ Hypothèses simplificatrices	05
I-2-2/ Modèle dynamique de la machine	06
I-2-3/ Equations électriques	06
I-2-4/ Equations magnétiques	07
I-3/ Application de la théorie des phaseurs	09
I-3-1/ Changement de référentiel de la grandeur vectorielle	10
I-3-2/ Modèle vectoriel de la machine asynchrone	11
I-3-2-1/ Réduction de la matrice des inductances	11



Sommaire

I-3-2-2/ Expressions vectorielles des équations en tension	13
I-4/ Expression du couple électromagnétique	14
I-5/ Simulation d'un démarrage direct	16
Conclusion	18

Chapitre II : commande direct du couple de la machine asynchrone

Introduction	19
II-1/ Principe dynamique du contrôle de couple	19
II-1-1/ Règles de comportement du flux statorique	19
II-1-2/ Règles de comportement du couple électromagnétique	21
II-2/ Description de la structure de contrôle direct du couple	22
II-2-1/ Sélection du vecteur tension	22
II-2-2/ Estimation du flux statorique	24
II-2-3/ Élaboration du contrôleur de flux	25
II-2-4/ Estimation du couple électromagnétique	26
II-2-5/ Élaboration du contrôleur de couple électromagnétique	27
II-2-5-1/ Le comparateur à trois niveaux	27
II-2-5-2/ Le comparateur à deux niveaux	28
II-3/ Élaboration de la table de vérité	28
II-4/ Synoptique de commande basée sur la DTC	29

Sommaire

II-5/ Résultats de simulation	30
II-5-1/ Commande sans boucle de vitesse	30
II-6/ Caractéristiques principales de la DTC	32
Conclusion	33

Chapitre III : commande directe prédictive (DTC-SVM)

Introduction	34
III.1 Présentation de la méthode	34
III.1.1/ Contrôle du couple et du flux dans le régime permanent	36
III.1.2 /Contrôle du couple et du flux dans les régimes transitoires	39
a) <i>Cas des transitoires dans le couple</i>	39
b) <i>Cas des transitoires dans le flux</i>	41
c) <i>Cas des transitoires dans le couple et le flux</i>	42
III.2/ Établissement de l'algorithme de commande	42
III.3/ Résultats de simulation	45
III .4/ Remarques sur la DTC-SVM	47
Conclusion	49
Conclusion générale	50
Annexe A	52
Annexe B	53
<i>BIBLIOGRAPHIE</i>	56

Introduction Générale

La qualité de la machine asynchrone (MAS), son faible coût, ses performances et sa facilité d'entretien, justifie son intérêt particulier dans l'industrie moderne, elle est la plus utilisée comme moteur et tend à remplacer le moteur à courant continu dans plusieurs applications. Le modèle de Park et la commande directe du couple qui rendent le modèle compliqué de la machine similaire au modèle de la machine à courant continu, un modèle simple présentant un découplage entre le couple électromagnétique et le flux est un atout en plus de ses avantages, ce modèle rend sa commande plus facile et plus performante, surtout avec le développement de l'électronique de puissance et les systèmes de commande qui peuvent fournir un signal d'entrée à fréquence et amplitude variables [1], [2], [3], [4].

Les travaux de recherche proposent beaucoup de méthode pour commander la machine asynchrone, citant à titre d'exemple La commande vectorielle proposée par Hasse en 1969 et Blaschke en 1972 et qui permet aux entraînements à courant alternatif d'avoir une dynamique proche de celle des entraînements à courant continu. La commande est en général un contrôle découplé du couple et du flux de la machine. Par conséquent la dynamique du couple peut être très rapide. Cependant cette structure nécessite la connaissance plus au moins précise des paramètres de la machine. De plus, dans cette structure, la position rotorique doit être connue.

La commande directe du couple DTC proposée par Takahashi [5] et Depenbrock en 1985 est une vraie concurrente de la commande vectorielle. Elle a été introduite spécialement pour les machines asynchrones, ensuite,

plusieurs études ont permis de développer plus précisément la connaissance de cette commande. Cependant le principe de la **DTC** classique implique un fonctionnement avec une fréquence de commutation variable, ce qui entraîne de nombreux problèmes, liés à la compatibilité électromagnétique des équipements, à la variation du niveau sonore et à l'oscillation du couple et du flux. Certains travaux sont donc consacrés à l'obtention d'une meilleure maîtrise des harmoniques et de la fréquence de commutation.

L'objectif de notre travail est de faire présenter une technique prédictive de calcul du couple et du flux appelé **DTC-SVM** qui permet un fonctionnement à fréquence de commutation fixe tout en assurant une bonne dynamique.

Pour mener à bien ce travail, nous l'avons décomposé en trois chapitres :

- Dans le premier chapitre nous présenterons la modélisation de la MAS par la méthode des phaseurs. Ce modèle, simple, a été utilisé par la suite pour faire une simulation d'un démarrage de la MAS sous MATLAB/SIMULINK.
- Le deuxième chapitre sera consacré à l'exposition des principes du contrôle direct du couple selon TAKAHASHI, [5]. A la fin de ce chapitre, on présentera les résultats de la simulation, [3], qui montre clairement la simplicité et l'efficacité de la **DTC**.
- Le dernier chapitre sera consacré à l'amélioration de la **DTC** classique par l'application d'un algorithme prédictif qui utilise le modèle de la machine pour prédire la tension de référence qu'il faut appliquer par l'utilisation de la modulation vectorielle **DTC-SVM**.

Nous terminerons à la fin par une conclusion générale, qui fait une synthèse de notre mémoire.

Chapitre I : Modélisation Vectorielle de la Machine Asynchrone

Introduction :

Pour simuler le fonctionnement de la machine asynchrone, ou encore, pour étudier sa commande en régime transitoire ou en régime permanent, il faut choisir un modèle aussi simple que possible qui représente réellement la machine et traduit fidèlement son fonctionnement [1], [2].

La machine asynchrone est représentée par un système de six équations électriques en plus d'une équation mécanique, travailler avec ses sept équations n'est pas facile même avec l'utile numérique, l'utilisation d'une transformation ou d'une nouvelle théorie est alors indispensable, [1], [2], [3].

La théorie des phasors permis le passage du système triphasé vers un système en phaseur (vectoriel) équivalent simple à utiliser que ce soit pour la simulation ou pour l'élaboration des techniques de commande [3].

Dans ce chapitre, il sera présenté brièvement cette théorie pour établir un modèle plus simple à utiliser et qui décrit bien le fonctionnement du moteur asynchrone.

I-1/ constitution de la machine asynchrone :

La Machine Asynchrone est constituée des éléments suivants, [1], [2], [4]:

- Stator (partie fixe) constitué de disque en tôles magnétiques portant les enroulements chargés de magnétiser l'entrefer.
- Rotor (partie tournante) constitué de disques en tôles magnétiques empilés sur l'arbre de la machine portant un enroulement.
- Organes mécaniques permettant la rotation du rotor et le maintien des différents sous-ensembles.

I-1-1/ le stator :

Le stator de la machine asynchrone est constitué de tôles d'acier dans lesquelles sont placées les bobinages statoriques. Ces tôles sont habituellement recouvertes de vernis pour limiter l'effet des courants de Foucault. Au final, elles sont assemblées les unes aux autres à l'aide de boulons ou de soudures pour former le circuit magnétique statorique.

Une fois l'assemblage terminé, les enroulements statoriques sont placés dans les encoches prévues à cet effet. Ces enroulements insérés peuvent être imbriqués, ondulés ou encore concentriques. L'enroulement concentrique est très souvent utilisé lorsque le bobinage de la machine asynchrone est effectué mécaniquement. Pour les grosses machines, les enroulements sont faits de méplats de cuivre de différentes sections insérés directement dans les encoches. L'isolation entre les enroulements électriques et les tôles d'acier s'effectue à l'aide de matériaux isolants qui peuvent être de différents types suivant l'utilisation de la machine asynchrone.

Le stator d'une machine asynchrone est aussi pourvu d'une boîte à bornes à laquelle est reliée l'alimentation électrique.

I-1-2/ le rotor :

Tout comme le stator, le circuit magnétique rotorique est constitué de tôles d'acier qui sont, en général, de même origine que celles utilisées pour la construction du stator. Les rotors des Machines Asynchrones peuvent être de deux types: bobinés ou à cages d'écureuil.

Les rotors bobinés sont construits de la même manière que les stators ; les phases rotoriques sont alors disponibles grâce à un système de bagues-balais positionné sur l'arbre de la machine. En ce qui concerne les rotors à cage d'écureuil, les enroulements sont constitués de barres de cuivre pour les gros moteurs ou d'aluminium pour les petits. Ces barres sont court-circuitées à chaque extrémité par deux anneaux dits "de court-circuit".

I-1-3/ Les organes mécaniques :

La carcasse sert de support, elle joue le rôle d'enveloppe et assure la protection contre l'environnement extérieur. L'arbre est un organe de transmission. Il comprend une partie centrale qui sert de support au corps du rotor et un bout d'arbre sur lequel est fixé un demi-accouplement. Il est généralement constitué en acier moulé ou forgé. Son dimensionnement est en fonction des efforts de flexion (force centrifuge qui s'exerce sur lui, attraction magnétique radiale, etc...), des efforts de torsion (couple électromagnétique transmis en régimes permanent et transitoire). Il est supporté par un ou plusieurs paliers. Ces paliers soutiennent le rotor et assurent la libre rotation.

I-2/ Modèle de la Machine Asynchrone :

I-2-1/ Hypothèses simplificatrices :

La machine asynchrone présente des phénomènes très compliqués qui interviennent dans son fonctionnement, comme la saturation magnétique, le courant de Foucault...etc. Ces phénomènes ont des formules mathématiques très difficiles quoique leurs influences sur la machine soient négligeables.

Donc, on suppose certaines hypothèses simplificatrices, pour faire la modélisation de la machine asynchrone, [1], [2], [3], [4]:

- Une symétrie parfaite de la machine.
- Le bobinage statorique est réparti de manière à donner une f.m.m sinusoïdale et les barres du rotor sont assimilées à un bobinage triphasé en court circuit.
- Le niveau de la saturation est faible et on néglige l'hystérésis, le courant de Foucault et l'effet de peau.

Ces hypothèses impliquent que :

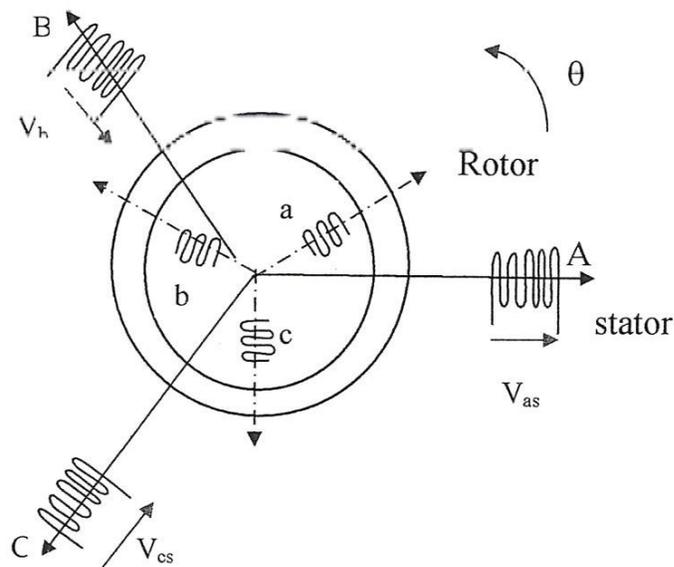
- Les flux sont additifs.
- Les inductances propres sont constantes.
- La mutuelle inductance varie en fonction de la vitesse.

I-2-2/ Modèle dynamique de la machine :

La machine asynchrone peut être représentée par la figure fig.1.1. Le stator est formé de trois enroulements décalés de 120° dans l'espace, traversés par trois courants variables formant un système triphasé équilibré.

Le rotor peut être modélisé, comme le stator, par trois enroulements décalés de 120° dans l'espace, mais, elles sont en court-circuit.

Les trois enroulements statoriques et les trois enroulement rotoriques sont notées, respectivement, (A , B ,C) et (a , b , c). L'angle θ est l'angle que fait le rotor en effectuant sa rotation par rapport au stator.



↯ **Fig 1.1** Représentation schématique d'une MAS triphasé

I-2-3/ Equations électriques :

En appliquant la loi d'Ohm et la loi de Faraday aux enroulements du stator et du rotor, on trouve une écriture sous forme matricielle :

$$\begin{cases} (V_s) = (R_s) * (I_s) + \frac{d}{dt} (\phi_s) \\ (V_r) = (R_r) * (I_r) + \frac{d}{dt} (\phi_r) \end{cases} \quad 1-1$$

Les matrices de tensions, de courants et du flux sont données :

$$(V_s) = \begin{bmatrix} V_{ar} \\ V_{br} \\ V_{cr} \end{bmatrix}, \quad (V_r) = \begin{bmatrix} V_{ar} \\ V_{br} \\ V_{cr} \end{bmatrix}, \quad (\phi_s) = \begin{bmatrix} \phi_{as} \\ \phi_{bs} \\ \phi_{cs} \end{bmatrix}$$

$$(\phi_r) = \begin{bmatrix} \phi_{ar} \\ \phi_{br} \\ \phi_{cr} \end{bmatrix}, \quad (I_s) = \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \end{bmatrix}, \quad (I_r) = \begin{bmatrix} I_{ar} \\ I_{br} \\ I_{cr} \end{bmatrix}$$

Les matrices de résistances statoriques et rotoriques sont :

$$(R_s) = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}, \quad (R_r) = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}$$

I-2-4/ Equations magnétiques :

A partir des hypothèses (section 1.2.1), on trouve des équations des flux statoriques et rotoriques données par :

$$\begin{cases} (\phi_s) = (L_s) * (I_s) + (M_{sr}) * (I_r) \\ (\phi_r) = (L_r) * (I_r) + (M_{sr}) * (I_s) \end{cases} \quad 1-2$$

Les matrices des inductances s'écrivent :

$$(L_s) = \begin{bmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{bmatrix}$$

$$(L_r) = \begin{bmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{bmatrix}$$

$$(M_{sr}) = (M_{rs})^t = M \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos \theta & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos \theta \end{bmatrix}$$

La résolution de système d'équation (1.1) est laborieuse du fait de la non linéarité des équations des flux. Pour cela, on fait généralement recours à des astuces mathématiques pour simplifier le modèle (transformation de PARK, les phaseurs...).

Dans notre cas, on utilisera la méthode des phaseurs qui donne un modèle vectoriel très simple à utiliser.

I-3/ Application de la théorie des phaseurs :

A tout système de grandeurs triphasées [$X_a(t)$, $X_b(t)$, $X_c(t)$], (tels que, les courants, les tensions et les flux), on peut associer un vecteur tournant défini par la relation suivante (pour simplifier, on prend : $\bar{X} = X$), [3].

$$X(t) = k [x_a(t) + x_b(t).a + x_c(t).a^2] \tag{1-3}$$

Où :

$$a = e^{j \frac{2\pi}{3}} \text{ opérateur de position à } 120^\circ$$

K constante de conservation de l'amplitude ou de la Puissance,

$$\text{donc elle prend respectivement } \frac{2}{3} \text{ ou } \sqrt{\frac{2}{3}}.$$

Ce vecteur X tourne avec une vitesse angulaire égale à la pulsation électrique des grandeurs du système triphasé.

L'application de ce concept à la machine asynchrone donne le schéma équivalent représenté par la figure (1.2).

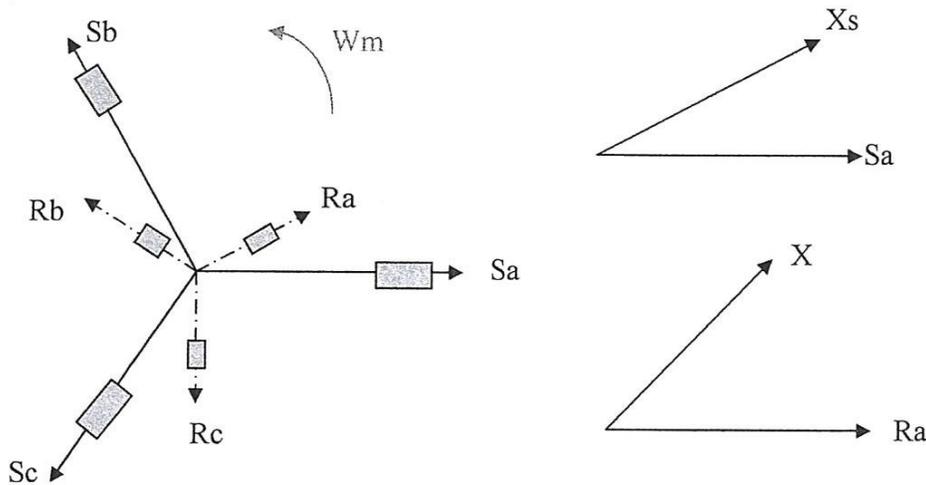


Figure 1.2 : vecteurs tournants équivalents aux systèmes triphasés statorique et rotorique

On peut définir également les relations inverses :

$$\begin{cases} X_A = \frac{2}{3.K} \text{Rèel}(X) \\ X_b = \frac{2}{3.K} \text{Rèel}(a^2 X) \\ X_c = \frac{2}{3.K} \text{Rèel}(a.X) \end{cases} \quad 1-4$$

Compte tenu des relations entre les différentes grandeurs, il est facile d'étendre la notion de vecteur tournant à tout ensemble de grandeurs triphasées :

$$I_r, \Phi_r, V_r, I_s, \Phi_s, V_s$$

I-3-1/ Changement de référentiel de la grandeur vectorielle :

La figure (1.3) représente trois référentiels : (S) lié au stator, (R) lié au rotor, (T) lié au champ tournant et une grandeur vectorielle X.

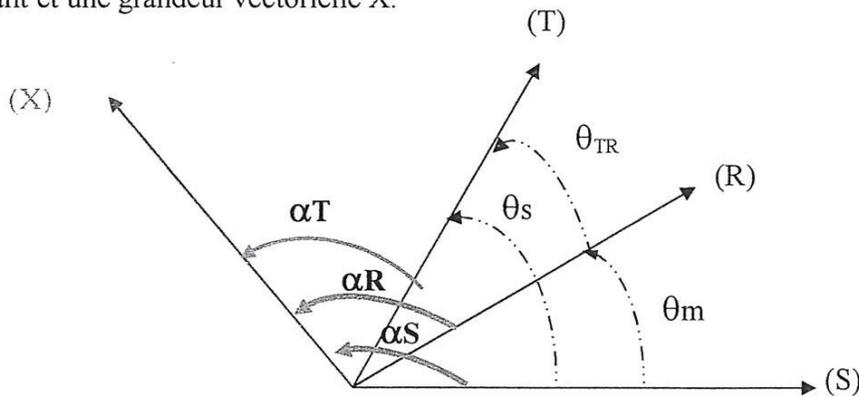


Figure 1.3: Représentation des référentielles (T) tournant, (S) stator, (R) rotor, par rapport a une grandeur vectorielle X

D'après cette figure on a :

$$X_{(T)} = X e^{j\alpha_T} \quad \text{dans le référentiel lié aux champs tournants (T)}$$

$$X_{(S)} = X e^{j\alpha_S} \quad \text{dans le référentiel lié aux stator (S)}$$

$$X_{(R)} = X e^{j\alpha_R} \quad \text{dans le référentiel lié au rotor (R)}$$

A partir de la position angulaire de chaque référentiel par rapport à un autre, on déduit les expressions de changement du référentiel suivantes.

· Changement de (S) vers (T) :

$$X_{(T)} = X_{(S)} e^{-j\theta_S} \quad \text{avec : } \theta_S = \alpha_S - \alpha_T$$

· Changement de (R) vers (T) :

$$X_{(T)} = X_{(R)} e^{-j\theta_{TR}} \quad \text{avec : } \theta_{TR} = \alpha_R - \alpha_T$$

· Changement de (S) vers (R) :

$$X_{(R)} = X_{(S)} e^{-j\theta} \quad \text{avec : } \theta_m = \alpha_S - \alpha_R$$

I-3-2/ Modèle vectoriel de la machine asynchrone :

I-3-2-1/ Réduction de la matrice des inductances :

Le flux statorique dans la machine est donné par le vecteur Φ_S :

$$\Phi_S = K [\Phi_{sa} + a\Phi_{sb} + a^2\Phi_{sc}] \quad 1-5$$

La substitution des flux Φ_{sa} , Φ_{sb} , Φ_{sc} par leurs expressions (1.2) et les courants par leurs phaseurs dans (1.5) donne :

$$\phi_s = k \begin{bmatrix} i_{sa}(l_s + aM_s + a^2M_s) + i_{sb}(M_s + al_s + a^2M_s) + i_{sc}(M_s + aM_s + a^2l_s) \\ + i_{ra}(M_{sr} \cos \theta_m + aM_{sr} \cos(\theta_m + \frac{4\pi}{3}) + a^2M_{sr} \cos(\theta_m + \frac{2\pi}{3})) \\ + i_{rb}(M_{sr} \cos(\theta_m + \frac{2\pi}{3}) + aM_{sr} \cos \theta_m + a^2M_{sr} \cos(\theta_m + \frac{4\pi}{3})) \\ + i_{rc}(M_{sr} \cos(\theta_m + \frac{4\pi}{3}) + aM_{sr} \cos(\theta_m + \frac{2\pi}{3}) + a^2M_{sr} \cos \theta_m) \end{bmatrix}$$

Finalement après le développement on aura :

$$\begin{aligned} \phi_s &= (l_s + aM_s + a^2M_s) i_s + (M_{sr} \cos \theta_m + aM_{sr} \cos(\theta_m + \frac{4\pi}{3}) + a^2M_{sr} \cos(\theta_m + \frac{2\pi}{3})) i_r \\ &= (l_s - M_s) i_s + 1.5M_{sr}(\cos \theta_m + j \sin \theta_m) i_r = L_s i_s + M \cdot i_r \ell^{j\theta_m} \\ &= L_s i_s + M \cdot i_r \end{aligned} \tag{1-6}$$

Avec :

$$L_s = l_s - M_s \quad \text{inductance cyclique statorique.}$$

$$M = 1.5 \cdot M_{sr} \quad \text{inductance cyclique mutuelle entre rotor et stator.}$$

$$i_r = i_r \cdot \ell^{j\theta_m} \quad \text{courant rotorique dans le référentiel statorique selon les}$$

Expressions de changement de référentiel précédentes.

Si on fait la même chose pour le flux rotorique, on trouve :

$$\phi_r = L_r i_r + M \cdot i_s \tag{1-7}$$

Avec :

$$L_r = l_r - M_r \quad \text{inductance cyclique rotorique.}$$

$$i'_s = i_s \cdot \ell^{-j\theta_m} \quad \text{courant statorique dans le référentiel rotorique selon}$$

Les expressions de changement de référentiel.

En utilisant les relations de changement de référentiel, on peut ramener le flux rotorique au stator

$$\phi'_r = \phi_r \cdot \ell^{j\theta_m} = (L_r i_r + M \cdot i'_s) \cdot \ell^{j\theta_m} = L_r i'_r + M \cdot i_s \quad 1-8$$

On voit que malgré le changement du référentiel, les paramètres inductifs dans les expressions des flux statorique et rotorique ne changent pas.

I-3-2-2/ Expressions vectorielles des équations en tension :

Les expressions vectorielles des équations générales (1.1) et (1.2) dans leurs référentiels naturels sont données par :

· Pour le stator (1-1) : 'référentiel lié au stator'.

$$V_s = R_s I_s + \frac{d\phi_s}{dt} \quad 1-9$$

· Pour le rotor (1-2) : 'référentiel lié au rotor'.

$$V_r = R_r I_r + \frac{d\phi_r}{dt} \quad 1-10$$

Le passage des référentiels naturels vers un référentiel général commun donne :

$$u_{sg} \ell^{j\theta_g} = R_s i_{sg} \ell^{j\theta_g} + \frac{d\phi_{sg} \ell^{j\theta_g}}{dt} = R_s i_{sg} \ell^{j\theta_g} + \ell^{j\theta_g} \frac{d\phi_{sg}}{dt} + j \ell^{j\theta_g} \frac{d\theta_g}{dt} \phi_s$$

$$\begin{aligned} u_{rg} \ell^{j(\theta_g - \theta_m)} &= R_r i_{rg} \ell^{j(\theta_g - \theta_m)} + \frac{d\phi_{rg} \ell^{j(\theta_g - \theta_m)}}{dt} \\ &= R_r i_{rg} \ell^{j(\theta_g - \theta_m)} + \ell^{j(\theta_g - \theta_m)} \frac{d\phi_{rg}}{dt} + j \ell^{j(\theta_g - \theta_m)} \frac{d(\theta_g - \theta_m)}{dt} \phi_r \end{aligned}$$

Finalement on aura :

$$\begin{cases} V_{sg} = R_s I_{sg} + \frac{d\phi_{sg}}{dt} + j W_g \phi_s & 1-11 \end{cases}$$

$$\begin{cases} V_{rg} = R_r I_{rg} + \frac{d\phi_{rg}}{dt} + j (W_g - W) \phi_r & 1-12 \end{cases}$$

Où :

$V_{sg}, V_{rg}, I_{sg}, I_{rg}, \phi_{sg}, \phi_{rg}$ sont représentés dans un repère général repéré par θ_g .

$$W_g = \frac{d\theta_g}{dt} \quad : \text{ est la vitesse électrique du repère général.}$$

Avec :

$$\begin{cases} \phi_{sg} = L_s I_{sg} + M \cdot I_{rg} & 1-13 \end{cases}$$

$$\begin{cases} \phi_{rg} = L_r I_{rg} + M \cdot I_{sg} & 1-14 \end{cases}$$

Il existe différentes possibilités concernant le choix du repère d'axes d,q qui dépendent des objectifs de l'application : repère lié au stator, repère lié au rotor ou au champ tournant.

I-4/ Expression du couple électromagnétique :

Dans le cas général, la puissance électrique instantané P_e fournie aux enroulements statoriques et rotoriques est donnée par :

$$P_e = \frac{3}{2} \left[\operatorname{Re}(u_s \cdot i_s^*) + \operatorname{Re}(u_r \cdot i_r^*) \right] = P_{\text{pertes}} + P_{\text{électromagnétique}} + P_{\text{mécanique}} \quad 1-15$$

donc:

$$\begin{aligned} P_{\text{mécanique}} &= P_e - P_{\text{pertes}} - P_{\text{électromagnétique}} = C_e \cdot \Omega_m \\ &= \frac{3}{2} \left[\operatorname{Re}(u_s \cdot i_s^*) + \operatorname{Re}(u_r \cdot i_r^*) - R_s i_s^2 - R_r i_r^2 - \operatorname{Re}\left(\frac{d\phi_s}{dt} \cdot i_s^*\right) - \operatorname{Re}\left(\frac{d\phi_r}{dt} \cdot i_r^*\right) \right] \end{aligned}$$

En remplaçant les tensions par leurs expressions vectorielles on trouve :

$$C_e \cdot \Omega_m = \frac{3}{2} \operatorname{re}(-j w_m \phi_r i_r^*) \quad 1-16$$

Donc :

$$C_e = -\frac{3}{2} p (\phi_r \times i_r) = \frac{3}{2} p (\phi_s \times i_s)$$

Avec : - $w_m = p \Omega_m$

- Ω_m vitesse mécanique.

- p nombre de paire de pôles.

L'utilisation des expressions des flux (1.13) et (1.14) permet de trouver d'autres expressions du couple électromagnétique.

I-5/ Simulation d'un démarrage direct :

La première application, désormais classique, du modèle proposé de la machine asynchrone est sa mise en œuvre dans la simulation numérique du démarrage direct sur un réseau triphasé équilibré de fréquence fixe, pour cela on utilise les équations suivantes :

- Les équations électriques vectorielles pour un référentiel lié au stator :

$$\begin{cases} v_s = R_s i_s + \frac{d\phi_s}{dt} & 1-17 \\ v_r = R_r i_r + \frac{d\phi_r}{dt} - j\omega_m \phi_r & 1-18 \end{cases}$$

- L'équation du couple électromagnétique :

$$C_e = \frac{3}{2} p (\phi_s \times i_s) \quad 1-19$$

- L'équation fondamentale de la mécanique :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_e - f \cdot \Omega - C_r \quad 1-20$$

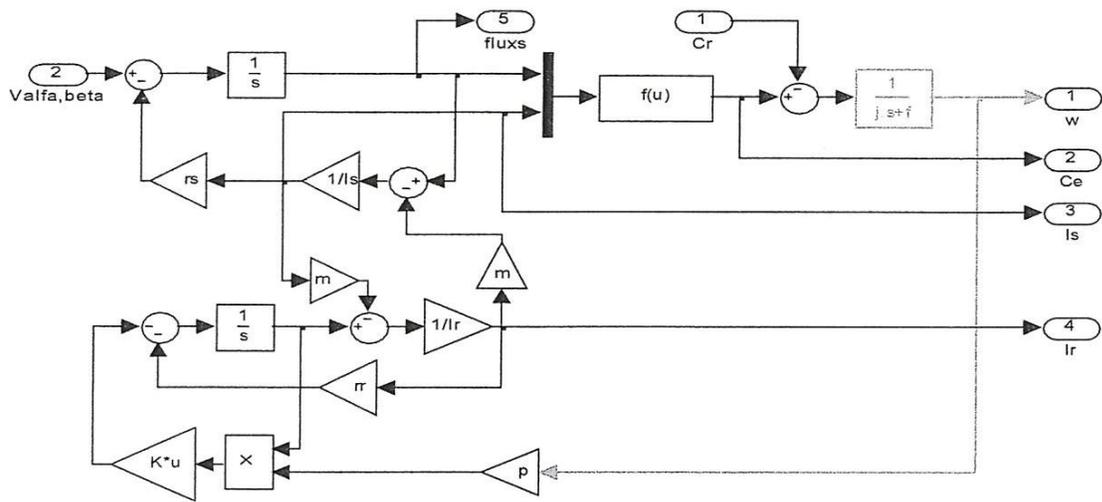
avec : J moment d'inertie du rotor
 f coefficient de frottement visqueux
 C_r couple de charge.

Le schéma de simulation en vectoriel utilisé en MATLAB/SIMULINK est donné par la figure 1.4.

Notons que les paramètres utilisés en simulation sont donnés en annexe A.

Les résultats obtenus pour un démarrage à vide et en charge donnés par les figures 1.5, 1.6 montre que :

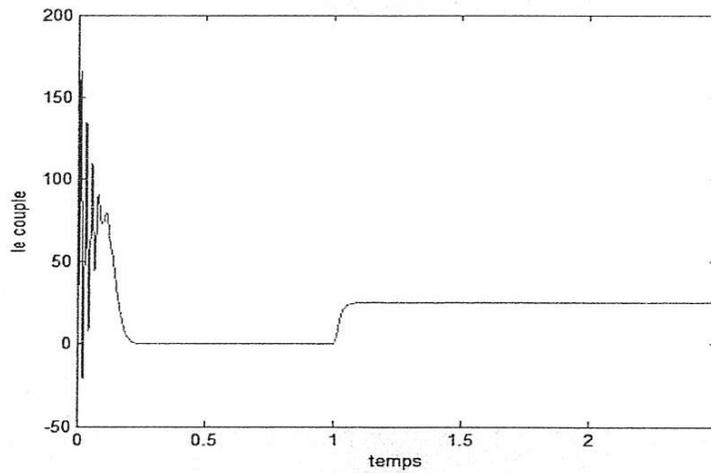
- Le courant de démarrage est de l'ordre de cinq fois le courant nominal, et il est pratiquement le même à vide et en charge.
- Le couple est fortement pulsatoire au démarrage, ce qui explique le bruit engendré par la partie mécanique.



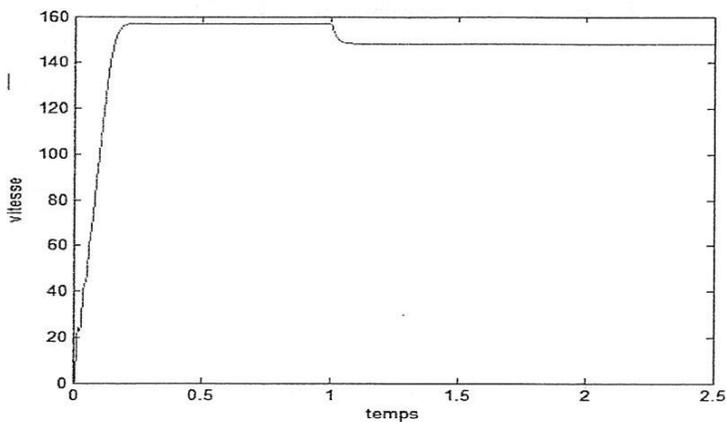
La vitesse s'établit lentement et elle diminue beaucoup quand on applique la charge



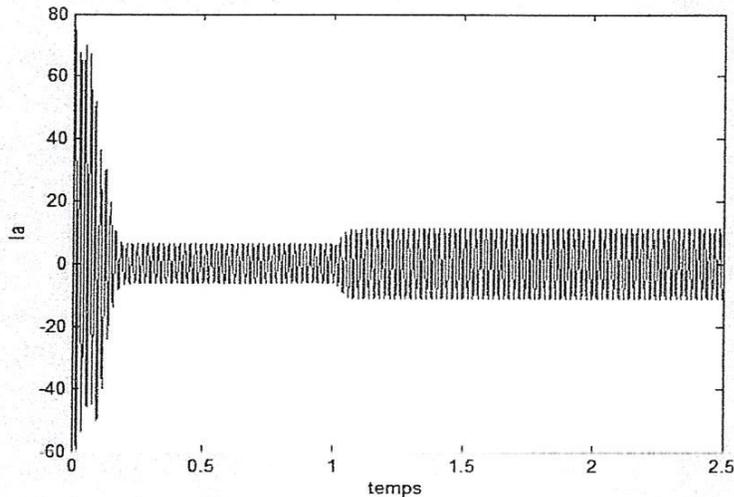
Fig 1.4 Schéma bloc de simulation sous SIMULINK



a) couple



b) vitesse

Fig 1.5 Réponse en couple et en vitesse pour un démarrage de la MAS**Fig 1.6** variation du courant lors du démarrage de la MAS

Conclusion :

Dans ce chapitre nous avons présenté la modélisation de la machine asynchrone par l'utilisation de la notion des vecteurs tournants (phaseurs).

En effet, cette méthode donne des équations plus compactes et par conséquent plus simple à utiliser.

Finalement les résultats obtenus par simulation du fonctionnement de la machine à vide et en charge sont conformes avec les résultats de la pratique présentés dans la littératures [1], [4].

Chapitre II : Commande directe du couple de la machine asynchrone

Introduction

Les structures de contrôle direct du couple (DTC : direct torque control, DSC : direct self control) des machines asynchrones ont été introduites en 1985 par Takahashi, [5], et Depenbrock comme concurrentielles des méthodes classiques à flux orienté, basées sur une alimentation par modulation de largeur d'impulsion (MLI) et sur un découplage du flux et du couple moteur par orientation du champ magnétique. Par opposition aux lois de commande en durée (MLI), ces stratégies de commande directes appartiennent à la catégorie des lois de commande en amplitude.

Elles présentent des avantages déjà bien connus par rapport aux techniques conventionnelles [4], [5], [6] notamment en ce qui concerne la réduction du temps de réponse du couple, l'amélioration de la robustesse par rapport aux variations des paramètres de la machine et de l'alimentation, l'absence des transformations de Park sur des axes tournants et elle s'adapte par nature à l'absence de capteur mécanique ou observateur de vitesse (ou de position). Des travaux se sont donc multipliés sur ce sujet, initialement basés sur les principes de contrôle énoncés par Takahashi et donnant lieu à diverses évolutions de stratégies.

Dans ce chapitre, on présentera les principes du contrôle direct du couple basé sur le principe de Takahashi.

II-1/ Principe dynamique du contrôle de couple :

II-1-1/ Règles de comportement du flux statorique :

On se place dans un repère lié au stator de la machine, le flux stator peut être obtenu par l'équation suivante :

$$\phi_s = \int_0^t (u_s - R_s i_s) dt$$

2-1

Sur un intervalle périodique de contrôle $[0, T_e]$, correspondant à une période d'échantillonnage T_e , les commandes (S_a, S_b, S_c) sont fixes, et par conséquent le vecteur tension appliqué à la machine reste constant, donc on peut écrire :

$$\phi_S = \phi_{S0} + u_S T_e - \int_0^t R_S i_S dt \quad 2-2$$

Où : ϕ_{S0} est le vecteur flux à $t = 0$.

Pour simplifier on considère que le terme $R_S i_S$ négligeable par rapport à la tension u_S , ce qui est vérifié lorsque la vitesse de rotation est suffisamment élevée. Ainsi on trouve :

$$\frac{d\phi_S}{dt} = u_S \quad 2-3$$

de (2-3) on a aussi :

$$\Delta\phi_S = \phi_S - \phi_{S0} = u_S T_e \quad 2-4$$

On constate que sur un intervalle de temps $[0, T_e]$, l'extrémité du vecteur flux ϕ_S se déplace sur une droite dont la direction est donnée par la tension u_S , la figure 2.1 décrit ce principe.

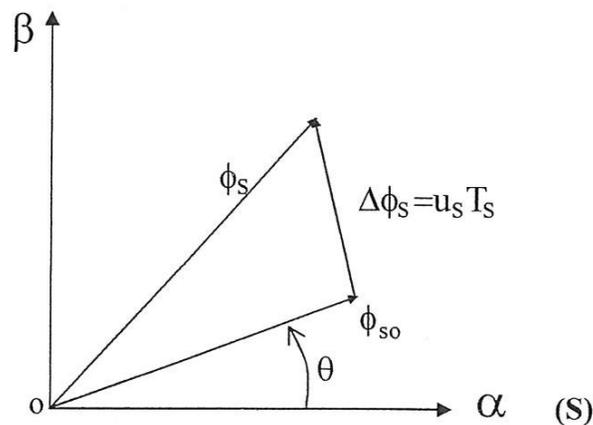


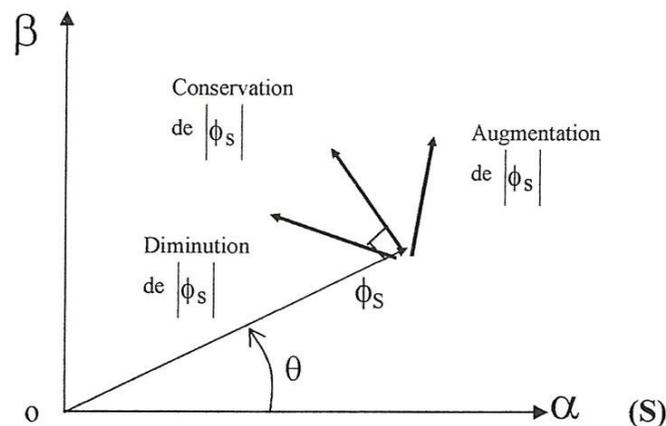
Fig 2.1 Évolution du flux stator dans le plan (α, β) .

Les considérations précédentes permettent de définir des règles de comportement du flux. En effet, du point de vu strict de son réglage, en choisissant une séquence correcte du vecteur \mathbf{u}_s , sur des intervalles de temps successifs de durée T_e , on peut faire suivre à l'extrémité du vecteur flux une trajectoire désirée.

Lorsque le vecteur tension choisi \mathbf{u}_s est non nul, la direction de l'extrémité du flux ϕ_s est donnée par sa dérivée $\frac{d\phi_s}{dt}$, correspondant pratiquement au vecteur \mathbf{u}_s . Ainsi on peut voir que si la tension appliquée est perpendiculaire à la direction du flux le déplacement de son extrémité est maximal et son amplitude conserve sa valeur.

Par contre dans le cas où \mathbf{u}_s est décalée par rapport à la perpendiculaire du flux, on observe un ralentissement du déplacement de l'extrémité du flux et une diminution (respectivement, augmentation) de son amplitude comme le montre la figure 2.2.

De même, on relève que la «vitesse» de déplacement de l'extrémité du flux est nulle ou même négative, si l'on applique un vecteur tension nul.



✦ **Fig 2.2** Comportement du flux stator pour différents vecteurs tension \mathbf{u}_s

II-1-2/ Règles de comportement du couple électromagnétique :

Le couple électromagnétique est proportionnel au produit vectoriel entre les vecteurs flux stator et rotor.

$$C_e = \frac{p.M}{\sigma.L_s.L_r} (\phi_s \times \phi_r) = \frac{p.M}{\sigma.L_s.L_r} |\phi_s| |\phi_r| \sin \theta_{sr} \quad 2-5$$

où θ_{sr} : angle entre les vecteurs flux stator et rotor.

D'après l'équation vectorielle du rotor de la machine dans un repère lié au stator, on peut trouver la relation existante entre le flux statorique et rotorique suivante :

$$\frac{d\phi_r}{dt} + \left(\frac{1}{\sigma.T_r} - j.w_m \right) \phi_r = \frac{M}{\sigma.T_r L_s} \phi_s \quad 2-6$$

Dans cette relation on constate que le flux rotorique décrit le comportement du flux statorique mais avec un retard d'une constante de temps égale à σT_r . Ceci traduit l'action d'un filtrage passe-bas qui existe entre les deux flux. Cette constante de temps détermine aussi la rapidité de variation de l'angle θ_{sr} entre les deux flux statorique et rotorique.

En supposant que, par son réglage, l'amplitude de ϕ_s est maintenue constante, l'amplitude de ϕ_r sera aussi constante lorsque le flux est établi dans la machine. L'équation du couple (2-5) permet donc de conclure que le réglage du couple peut être assuré par celui de l'angle θ_{sr} .

II-2/ Description de la structure de contrôle direct du couple :

II-2-1/ Sélection du vecteur tension :

En sélectionnant un vecteur tension u_s (S_a S_b S_c) approprié, l'extrémité du flux ϕ_s peut être contrôlée et déplacée de manière à maintenir l'amplitude du vecteur flux constante, le choix de u_s dépend alors de la variation souhaitée pour le module du flux statorique ϕ_s et de son sens de rotation,

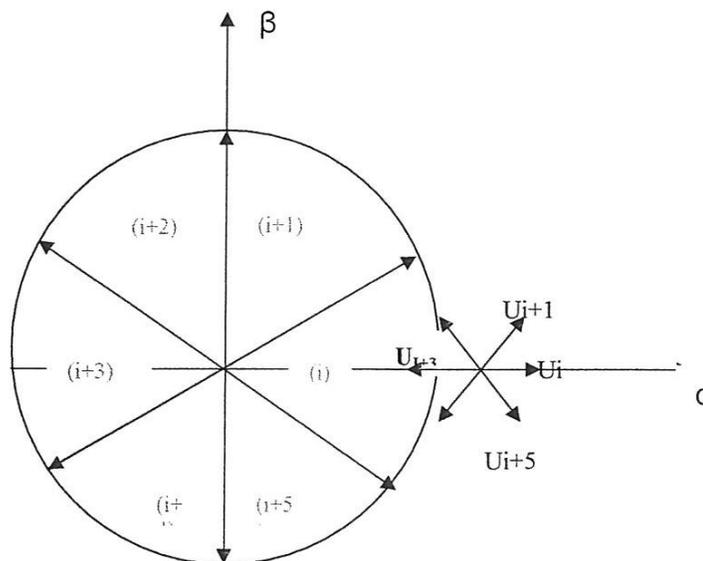
mais également de l'évolution souhaitée pour le couple.

Ainsi, nous pouvons délimiter l'espace d'évolution de ϕ_S dans le référentiel statorique en le décomposant en six zones $N = i$, avec $i = 1 \dots 6$, déterminées à partir des composantes du flux dans le plan (α, β) .

Lorsque le vecteur flux ϕ_S se trouve dans une zone numérotée $N = i$, le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnant l'une des quatre tensions adéquates. Il s'agit des vecteurs u_{i+1} , u_{i+2} , u_{i+4} , u_{i+5} représentés sur la figure 2.3. Sur toute la zone $N = i$, parcourue par le vecteur flux statorique, le rôle du vecteur tension u_s , sélectionné reste le même, soit :

- Si u_{i+1} est sélectionné alors ϕ_S croît et C_e croît.
- Si u_{i+5} est sélectionné alors ϕ_S croît et C_e décroît.
- Si u_{i+2} est sélectionné alors ϕ_S décroît et C_e croît.
- Si u_{i+4} est sélectionné alors ϕ_S décroît et C_e décroît.

Quel que soit le sens d'évolution du couple ou du flux dans une zone de position $N = i$, les deux vecteurs tensions u_i et u_{i+3} ne sont jamais utilisés, puisqu'ils peuvent croître ou décroître le couple selon la position du flux ϕ_S dans le secteur $N = i$.



✦ **Figure 2.3** Sélection du vecteur tension u_s selon la zone $N = i$

II-2-2/ Estimation du flux statorique :

Avant d'aborder l'étude du contrôleur du flux, on définit les étapes de calcul nécessaires à l'estimation de l'amplitude du flux statorique. Ainsi, à partir de l'équation (2-1), on établit la décomposition du vecteur flux ϕ_s , selon les axes (α, β) , soit :

$$\phi_s = \phi_{s\alpha} + j \cdot \phi_{s\beta} \quad 2-7$$

$$\begin{cases} \phi_{s\alpha} = \int_0^t (u_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha}) dt \\ \phi_{s\beta} = \int_0^t (u_{s\beta} - R_s i_{s\beta}) dt \end{cases} \quad 2-8$$

On obtient $u_{s\alpha}$ et $u_{s\beta}$, à partir de la tension d'entrée mesurée de l'onduleur u_c et des états de commande (S_a, S_b, S_c) , soit :

$$u_s = u_{s\alpha} + j \cdot u_{s\beta} \quad 2-9$$

$$\begin{cases} u_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} u_c \left[S_a - \frac{1}{2} (S_b + S_c) \right] \\ u_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} u_c (S_b - S_c) \end{cases} \quad 2-10$$

Les courants $i_{s\alpha}$ et $i_{s\beta}$ sont également obtenus par la transformation de Concordia, à partir des

courants i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} mesurés, soit :

$$\mathbf{i}_s = i_{s\alpha} + j i_{s\beta} \quad 2-11$$

$$\begin{cases} i_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} i_{sa} \\ i_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} (i_{sb} - i_{sc}) \end{cases} \quad 2-12$$

Le module du flux statorique s'écrit :

$$|\phi_s| = \sqrt{\phi_{s\alpha}^2 + \phi_{s\beta}^2} \quad 2-13$$

II-2-3/ Élaboration du contrôleur de flux :

De manière à obtenir de très bonnes performances dynamiques, le choix d'un correcteur à hystérésis à deux niveaux semble la solution la plus simple et la plus adéquate à la commande étudiée. En effet, avec ce type de contrôleur, on peut facilement contrôler et piéger l'extrémité du vecteur flux dans une couronne circulaire, comme le montre la figure 2.4-a.

Concrètement, le contrôle du flux doit répondre à la contrainte exprimant que l'erreur sur le flux, i.e., la différence entre le flux réel (ou estimé) et sa consigne reste toujours inférieur à $\Delta\phi_s$, figure 2.4-b. En d'autres termes, il faut avoir.

$$\left| \phi_s^* \right| - \frac{\Delta\phi_s}{2} \leq \left| \phi_s \right| \leq \left| \phi_s^* \right| + \frac{\Delta\phi_s}{2} \quad 2-14$$

Où $|\phi_s^*|$ la consigne de flux statorique du système

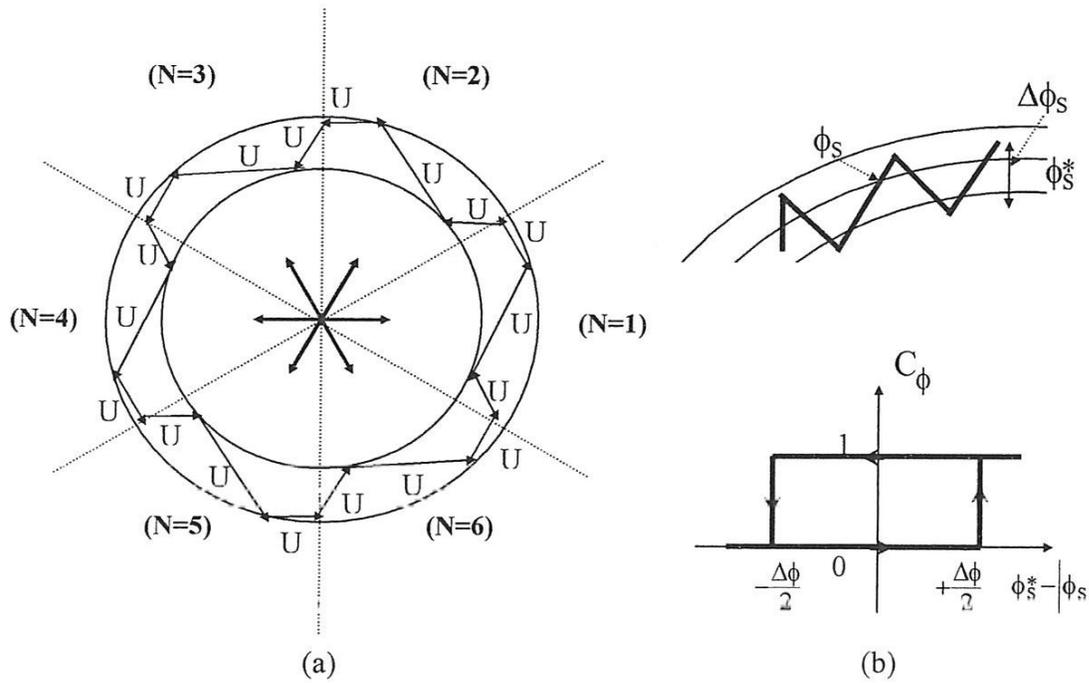


Fig 2.4 a/ Sélection des tensions u_s correspondant au contrôle du flux ϕ_s .
 b/ Contrôleur à hystérésis à deux niveaux.

Avec C_ϕ est la variable booléenne à la sortie du contrôleur du flux indiquant les dépassements supérieurs et inférieurs du flux. Ainsi, $C_\phi = 1$ signifie qu'il faut augmenter l'amplitude du flux, et $C_\phi = 0$ signifie qu'il faut la réduire.

II-2-4/ Estimation du couple électromagnétique :

Le couple peut être estimé uniquement à partir des grandeurs statorique flux $\phi_{s\alpha}$ et $\phi_{s\beta}$ et courants $i_{s\alpha}$ et $i_{s\beta}$, on obtient alors la forme suivante du couple :

$$C_e = p(\phi_{s\alpha} i_{s\beta} - \phi_{s\beta} i_{s\alpha}) \tag{2-15}$$

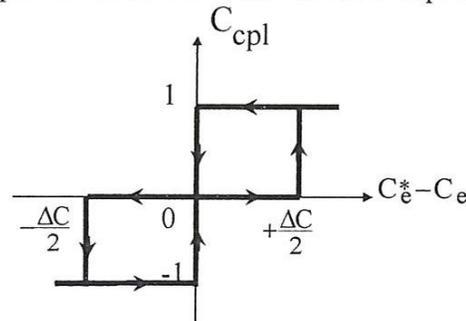
II-2-5/ Élaboration du contrôleur de couple électromagnétique :

Dans l'étude du contrôleur, appliqué au couple, deux types de comparateurs à hystérésis peuvent être envisagés pour obtenir la dynamique souhaitée sur le couple, soit :

- Un comparateur à hystérésis à 3 niveaux.
- Un comparateur à hystérésis à 2 niveaux.

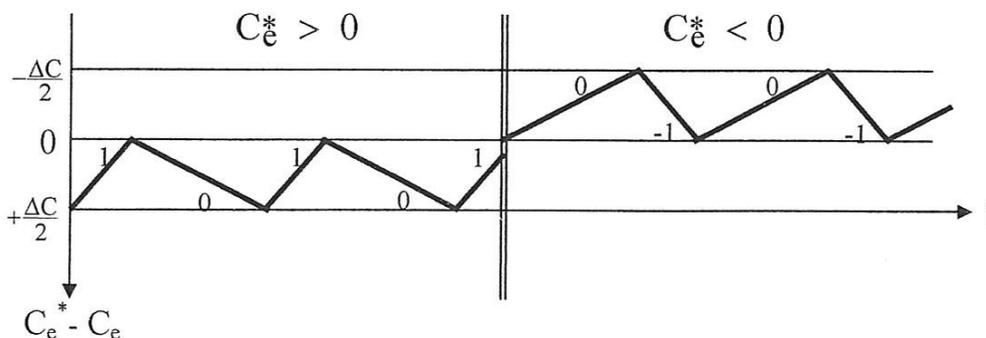
II-2-5-1/ Le comparateur à trois niveaux :

Le comparateur à 3 niveaux permet de contrôler le moteur dans les deux sens de rotation, la figure 3.5 montre l'état de sortie du comparateur suivant l'évolution du couple.



† **Fig 2.5** Comparateur à hystérésis à trois niveaux.

Lorsque la consigne de couple est positive, la sortie du contrôleur $C_{cpl} = 1$ signifie qu'il faut augmenter le couple, par contre $C_{cpl} = -1$ signifie qu'il faut le réduire, et inversement si la consigne de couple est négative, $C_{cpl} = 1$ signifie qu'il faut diminuer le couple et $C_{cpl} = -1$ signifie qu'il faut l'augmenter. Mais pour les deux cas de consigne de couple, $C_{cpl} = 0$ signifie qu'il faut maintenir le couple constant. La figure 2.6 montre l'état de C_{cpl} suivant l'évolution de couple et le couple de référence.



† **Fig 2.6** Contrôle du couple à l'aide d'un comparateur à hystérésis à trois niveau

II-2-5-2/Le comparateur à deux niveaux :

Ce correcteur diffère du précédent par la plus grande simplicité de son application, il contrôle le couple sur un seul sens de rotation du moteur. Ainsi, seul les vecteurs u_{i+1} et u_{i+2} peuvent être sélectionnés pour faire évoluer le vecteur flux ϕ_S . Par conséquent la diminution du couple est uniquement opérée par l'application du vecteur nul.

Par contre, ce correcteur ne permet pas d'inverser le sens de rotation du vecteur flux. Ainsi, pour aller en «marche arrière», on impose un croisement des phases du moteur.

II 3/ Élaboration de la table de vérité :

On élabore la table de vérité de la structure de contrôle, en fonction des sorties des contrôleurs

C_ϕ et C_{cpl} et des zones N de position de ϕ_S , comme le montre le tableau 2.1.

On retrouve bien avec la table de vérité, la formulation de sélection des vecteurs tensions u_{i+1} , u_{i+2} , u_{i+5} , u_{i+4} , correspondant à une zone $N = i$, et ceci pour un comparateur à hystérésis à deux ou à trois niveaux.

N		1	2	3	4	5	6	COMPARATEUR	
$C_\phi = 1$	$C_{cpl}=1$	U_2	U_3	U_4	U_5	U_6	U_1	2	3
	$C_{cpl}=0$	U_7	U_0	U_7	U_0	U_7	U_0	Niveaux	
	$C_{cpl}= -1$	U_6	U_1	U_2	U_3	U_4	U_5	Niveaux	
$C_\phi = 0$	$C_{cpl}=1$	U_3	U_4	U_5	U_6	U_1	U_2	2	3
	$C_{cpl}=0$	U_0	U_7	U_0	U_7	U_0	U_7	Niveaux	
	$C_{cpl}= -1$	U_5	U_6	U_1	U_2	U_3	U_4	Niveaux	

Tableau 2.1 Table de vérité tenant compte des cas de contrôle de couple.

En sélectionnant l'un des vecteurs nuls U_0 ou U_7 , la rotation du flux ϕ_s est arrêtée et entraîne une décroissance du couple C_e . On choisit alternativement U_0 ou U_7 de manière à minimiser le nombre de commutations de l'onduleur.

II-4/ Synoptique de commande basée sur la DTC :

Le schéma de la figure 2.7 représente le synoptique d'une commande de la machine asynchrone basée sur la stratégie de commande directe du flux et du couple , [3]

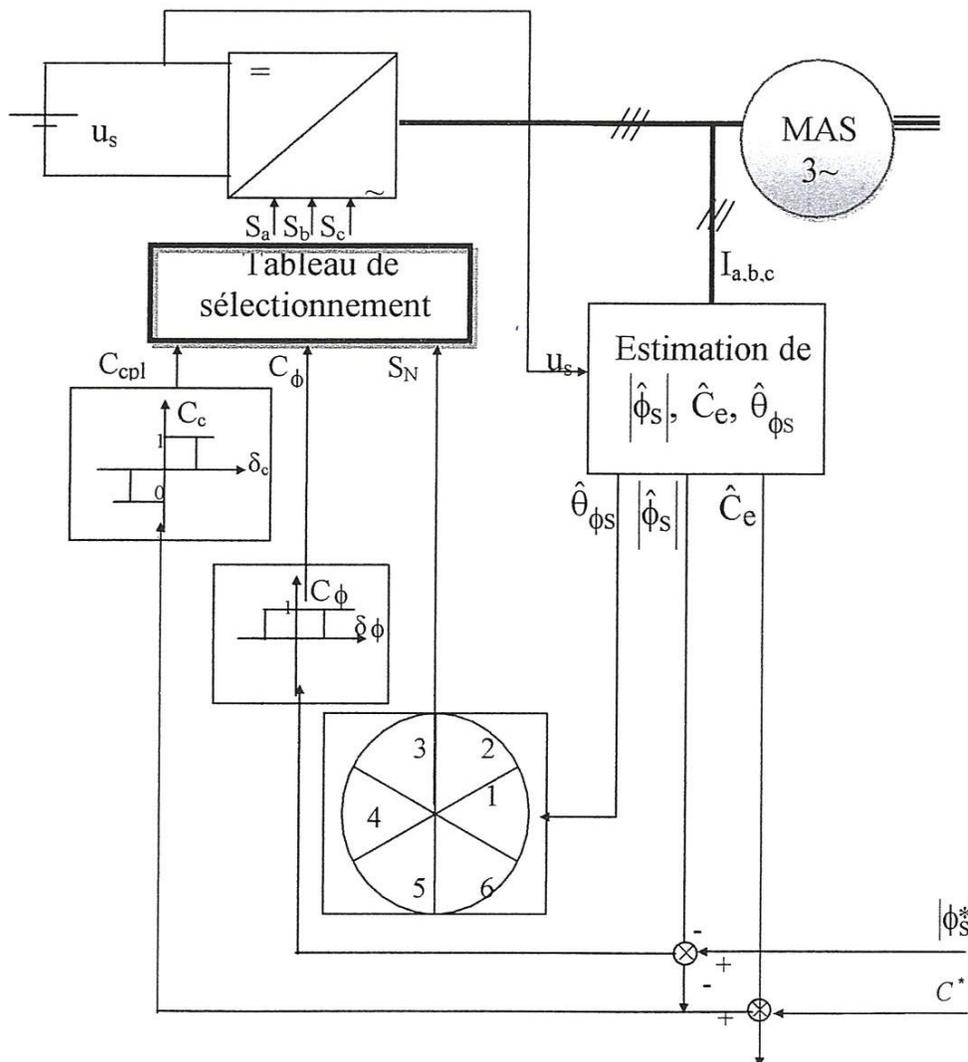


Fig 2.7 Synoptique de commande de la stratégie DTC :

Pour récapituler le principe de cette stratégie de commande, on pourra dire qu'après avoir estimé le couple électromagnétique et le flux statorique en module et en phase, la commande des bras de l'onduleur sera choisie moyennant une table de vérité selon les écarts existants entre les grandeurs estimées et leurs trajectoires de références correspondantes.

Toutefois le choix des largeurs de bande des hystérésis pour les comparateurs de flux statorique et de couple électromagnétique reste essentiel. En effet, une bande assez large se répercute sur les grandeurs contrôlées par des pulsations plus amples puisque leurs amplitudes peuvent évoluer plus librement au sein de la bande d'hystérésis. En revanche, une largeur de bande assez étroite n'est pas intéressante non plus. En effet, même si l'écart sur l'une des grandeurs contrôlées, i.e., le flux statorique ou le couple, dépasse la bande permise et qu'il induit un changement des motifs de commande, l'application du nouveau vecteur de tension de référence n'aura lieu qu'au début de la prochaine période d'échantillonnage.

II-5/ Résultats de simulation :

Pour bien montrer les performances de la stratégie de commande DTC nous présenterons les résultats de la simulation de la DTC pour le cas de la commande sans boucle de vitesse, [3], [6].

Les paramètres choisis pour les simulations sont les suivants :

- Une bande d'hystérésis de 0.01 wb pour le flux et de 2.8 N.m pour le couple de la DTC.
- Un flux statorique de référence de 1.2 wb .
- Une fréquence d'échantillonnage de 20 kHz.

II-5-1/ Commande sans boucle de vitesse :

La commande directe du couple sans la nécessité d'un contrôle de vitesse est largement rencontrée dans de nombreuses applications industrielles comme la traction ferroviaire, le domaine des machines-outils et dernièrement le véhicule électrique.

La DTC par sa nature est la commande la plus adaptée à ce type d'application puisqu'elle ne nécessite aucun capteur ou estimateur de vitesse (position) du rotor [3], [6]. Pour montrer les performances de la DTC pour ce type d'application nous présenterons quels que résultats de la simulation, [3] :

La figure 2.8 montre les réponses du couple pour l'application de deux échelons de couple de référence (10 N.m à 0 s et 40 N.m à 2.8 s). On voit que la DTC présente de très hautes dynamiques et précision de réponses du couple aussi bien au démarrage lorsque la machine n'est pas encore magnétisée qu'après l'établissement du flux.

La figure 2.9 montre le courant et le module du flux statorique. On voit l'apparition des oscillations du flux au démarrage due à l'effet du terme résistif $R_s i_s$ qui devient non négligeable aux faibles vitesses.

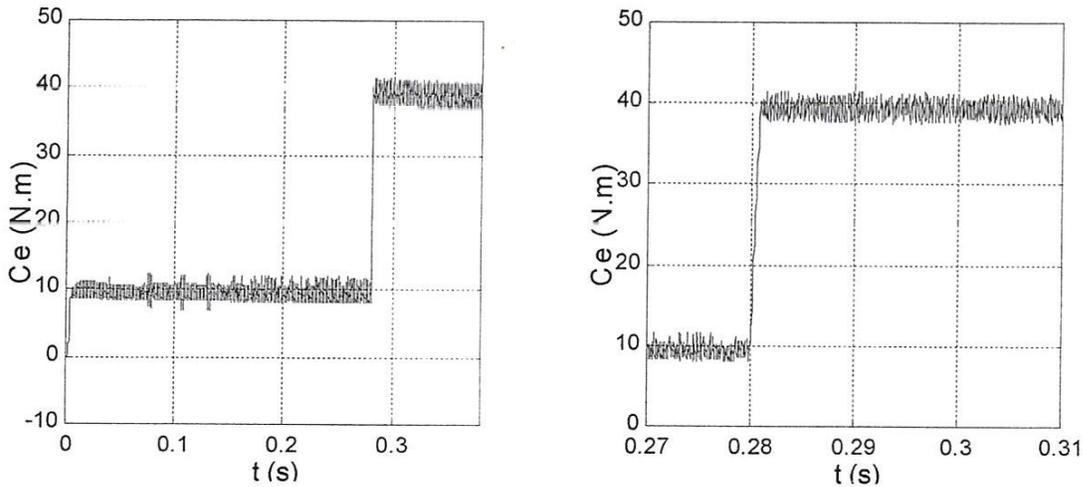


Fig2.8 Réponses en couple

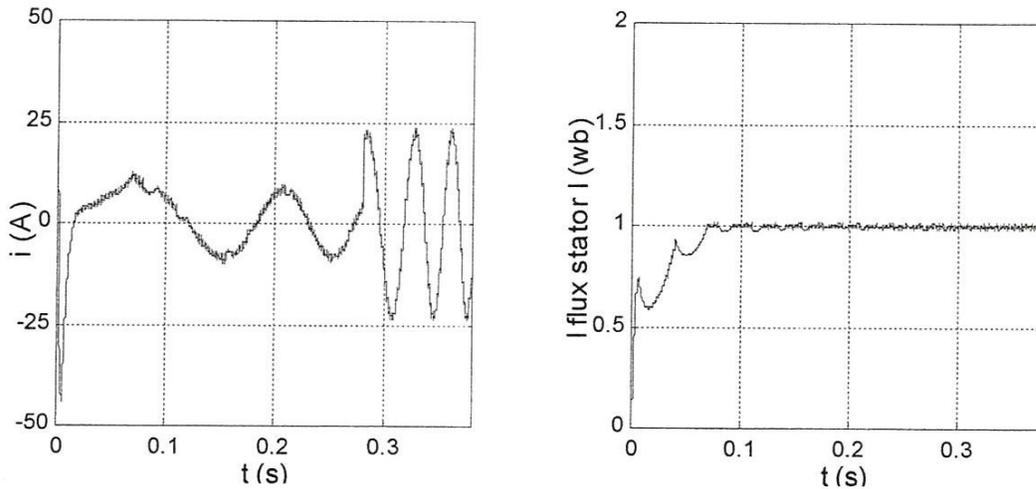


Fig 2.9 Réponses du courant et du flux

II-6/ Caractéristiques principales de la DTC :

Finalement, la stratégie de commande DTC comparée à la commande vectorielle FOC paraît plus simple à mettre en œuvre puisqu'elle ne fait pas intervenir des transformateurs de coordonnées non linéaires. Elle exploite directement les grandeurs contrôlées ce qui accroît leur dynamique de réponse. D'autre part, elle ne fait pas appel à des stratégies de commande de l'onduleur du type MLI, ce qui permet d'avoir en principe plus de rapidité dans l'application des consignes à l'onduleur ce qui, en plus, réduit d'une manière significative le temps de calcul nécessaire à son algorithme. Par ailleurs, l'espace mémoire nécessaire pour son implantation est théoriquement plus petit et moins coûteux puisque la table de vérité qui est déterminée au départ reste inchangée au cours de fonctionnement.

D'autre part, contrairement aux techniques vectorielles qui nécessitent la connaissance de la vitesse (position) du rotor afin d'assurer le découplage et l'orientation du repère de Park, la DTC présente un découplage des grandeurs de contrôle «naturellement» assuré par la commande directe et par nature elle n'utilise aucun capteur ou estimateur de vitesse (position) pour un contrôle en couple sans boucle de vitesse et elle possède d'excellentes caractéristiques dynamiques.

Aussi cette stratégie est insensible aux variations des paramètres rotoriques de la machine, l'estimation de flux ne dépend que de la résistance du stator (intégration en boucle ouverte de la force électromotrice stator), d'autre part la commande directe par des régulateurs de type hystérésis s'affranchit des variations de la tension continue d'entrée de l'onduleur.

En contre partie, la fréquence de commutation est variable et difficile à maîtriser du fait l'utilisation des contrôleurs à hystérésis, ce point constitue l'un des inconvénients majeurs des stratégies DTC, du fait de :

- L'absence de maîtrise totale du contenu harmonique réinjecté côté réseau.
- La difficulté à maîtriser les pertes (pertes par commutation dans l'onduleur, pertes fer dans le moteur) pouvant entraîner une élévation excessive du niveau thermique.
- La variation du niveau sonore.

Aussi, la DTC, comme toute commande utilisant des correcteurs à hystérésis, présente des ondulations importantes au niveau du flux, du couple et du courant qui peuvent diminuer le rendement de la machine en provoquant son vieillissement rapide par la forte sollicitation de l'arbre de transmission.

Plusieurs études vont donc actuellement dans le sens d'une meilleure maîtrise de la fréquence de commutation et la réduction des ondulations des grandeurs contrôlées.

Conclusion :

Dans ce chapitre, nous avons présenté le principe du contrôle direct du couple DTC énoncé par Takahashi qui apparaît comme un moyen efficace et simple de piloter une machine asynchrone, aussi il apporte une solution très intéressante aux problèmes de robustesse et de dynamique rencontrés dans le contrôle vectoriel. De plus pour les applications où le contrôle direct du couple sans contrôle de vitesse est privilégié, la DTC est très performante et ne nécessite aucun capteur mécanique de la vitesse ou de position du rotor.

Chapitre III : Commande Directe Prédictive du Couple (DTC-SVM)

Introduction :

La commande directe du couple et du flux classique est basée sur la sélection de la tension la plus commode parmi les huit vecteurs tensions délivrées par l'onduleur selon une table optimale basée sur les erreurs du flux et du couple et le secteur concerné. Ce nombre limité de tensions ne permet pas un contrôle précis du couple et du flux, de plus l'application de la tension sélectionnée pendant toute la période d'échantillonnage peut provoquer des dépassements excessifs entre le couple et le flux et leurs bandes d'hystérésis correspondantes. Ainsi la présence des contrôleurs à hystérésis conduit à un fonctionnement à fréquence de commutation variable.

Dans le but d'améliorer les performances de la DTC classique surtout la maîtrise de la variation de la fréquence de commutation et la réduction des ondulations du couple et du flux, on va présenter un algorithme prédictif basé sur le modèle de la machine et la modulation vectorielle «DTC- SVM » [3], [7].

III.1 Présentation de la méthode :

D'après l'équation vectorielle statorique, écrite dans le référentiel lié au stator, suivante:

$$u_s = R_s \cdot i_s + \frac{d\phi_s}{dt} \quad (3.1)$$

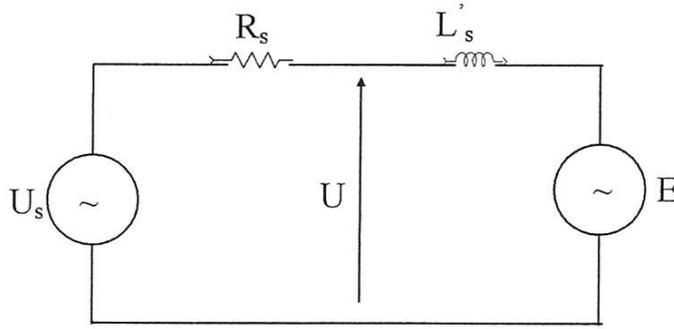
On peut écrire l'équation suivante, [3], [7]:

$$u_s = R_s \cdot i_s + \frac{d}{dt} (L'_s \cdot i_s) + E \quad (3.2)$$

Où : E est une force électromotrice donnée par l'équation suivante :

$$E = u_s - R_s \cdot i_s - \frac{d}{dt} (L'_s \cdot i_s) = \frac{d}{dt} (\phi_s - L'_s \cdot i_s) \quad (3.3)$$

Un schéma équivalent peut être adopté suivant ces équations comme indiqué sur la figure 3.1.



✦ **Fig 3.1** Circuit équivalent de la machine dans le référentiel statorique.

D'après ce circuit équivalent et l'équation (3-2) un changement dans le courant statorique peut être donné par :

$$\Delta i_s = \frac{(u_s - R_s i_s - E)}{L'_s} \cdot T_e = \frac{(u - E)}{L'_s} \cdot T_e \quad (3.4)$$

Où T_e est la fréquence d'échantillonnage.

Dans cette équation nous avons supposé que la constante de temps statorique est très grande par rapport à la période d'échantillonnage T_e utilisée par le circuit de commande. Dans ce cas on peut supposer que la variation du courant durant toute la période T_e est linéaire.

Le couple électromagnétique est donné par :

$$C_e = p(\phi_s \times I_s) \quad (3.5)$$

Un changement dans le couple électromagnétique durant la période T_e est donné selon les équations 3.5 et 3.4 par :

$$\Delta C_e = p(\phi_s \times \Delta I_s) = p(\phi_s \times \frac{(u - E)}{L_s} T_e) \quad (3.6)$$

Dans cette équation on a considéré que les variations au niveau du couple sont dues essentiellement aux variations des courants puisque ce dernier prend des grandes valeurs et il varie fortement en fonction de la charge et des régimes transitoires, de plus le flux est contrôlé durant le fonctionnement à suivre sa référence, donc les variations du flux sont négligeables devant les variations du courant.

Le flux statorique dans la machine est donné selon l'équation par :

$$\frac{d\phi_s}{dt} = (u_s - R_s \cdot i_s) = u \quad (3.7)$$

Un changement dans le flux durant la période T_e est donné par :

$$\Delta\phi_s = (u_s - R_s \cdot i_s) T_e = u T_e \quad (3.8)$$

Dans cette équation, on a supposé que la tension u_s appliquée durant la période T_e par la commande est constante de plus la variation du terme $R_s \cdot i_s$ est négligeable devant u_s surtout pour les grandes vitesses.

Ces hypothèses qu'on vient de citer sont d'autant plus exactes que la période T_e est plus petite.

Finalement les équations (3.6) et (3.8) qui représentent la variation du couple et du flux sont la base de l'algorithme qu'on va utiliser pour améliorer la DTC.

III.1.1/ Contrôle du couple et du flux dans le régime permanent :

La différence entre le couple à l'instant nT_e et le couple à l'instant $(n+1)T_e$ est donnée par :

$$\Delta C_e = C_e((n+1)T_e) - C_e(nT_e) \quad (3.9)$$

Pour contrôler le couple à suivre sa référence il est claire que $C_e((n+1)T_e)$ doit être égale à C_e^* . Donc selon (3.9) et (3.6) on aura :

$$\Delta C_e = C_e^* - C_e(nT_e) = p \frac{T_e}{L_s} (\phi_s \times (u^* - E)) \quad (3.10)$$

Où : u^* est la tension nécessaire (sans le terme $R_s.i_s$) pour contrôler le couple à sa référence.

En fonction des composante (α, β) du repère statorique, cette variation est donnée par :

$$\Delta C_e = p \frac{T_e}{L_s} \left[(-\phi_{\alpha s} E_\beta + \phi_{\beta s} E_\alpha) + (\phi_{\alpha s} u_\beta^* - \phi_{\beta s} u_\alpha^*) \right]$$

Après simplification, on aura :

$$u_\beta^* = \frac{K + \phi_{\beta s} u_\alpha^*}{\phi_{\alpha s}} \quad (3.11)$$

$$\text{avec : } K = \frac{\Delta C_e L_s}{p T_e} + (\phi_{\alpha s} E_\beta - \phi_{\beta s} E_\alpha) \quad (3.12)$$

La même chose pour le flux, la différence entre le flux à nT_e et le flux à $(n+1)T_e$ est donnée par :

$$\Delta \phi_s = \phi_s((n+1)T_e) - \phi_s(nT_e) = U T_e \quad (3.13)$$

Pour contrôler le flux à suivre sa référence, il est claire que $\phi_s((n+1)T_e)$ doit être égale à ϕ_s^* , donc selon l'équation (3.8) on aura :

$$|\phi_s^*| = \left| u^* T_e + \phi_s(nT_e) \right| \quad (3.14)$$

L'utilisation des composante (α, β) du repère lié au stator nous donne:

$$\phi_s^{*2} = (u_\beta^* T_e + \phi_{\beta s})^2 + (u_\alpha^* T_e + \phi_{\alpha s})^2 \quad (3.15)$$

Les deux équations (3-15) et (3-14) représentent un système de deux équations à deux inconnus u_α et u_β , donc la substitution de (3-15) dans (3-14) donne :

$$(T_e^2 + \frac{\phi_{\beta s}^2}{\phi_{\alpha s}} T_e^2) u_{\alpha}^{*2} + (\frac{2K\phi_{\beta s} T_e^2}{\phi_{\alpha s}^2} + 2\phi_{\alpha s} T_e + \frac{2\phi_{\beta s}^2 T_e}{\phi_{\alpha s}}) u_{\alpha}^* + \frac{T_e^2 K^2}{\phi_{\alpha s}^2} + 2\frac{\phi_{\beta s} K T_e}{\phi_{\alpha s}} + \phi_{\alpha s}^2 + \phi_{\beta s}^2 - \phi_s^{*2} = 0$$

... (3.16)

La résolution de l'équation (3.16) donne deux solutions, la solution qui a la plus faible valeur absolue est choisie puisqu'elle représente la petite tension nécessaire pour ramener le flux et le couple à ces références. La substitution de u_{α}^* calculée dans l'équation (3.11) donne la tension u_{β}^* .

Une fois la tension u^* est trouvée, la tension u_s^* de référence est calculée par l'addition du terme $R_s i_s$ à u^* , on aura donc :

$$u_s^* = u^* + R_s i_s(nT_e) \quad (3.17)$$

Notons que le courant utilisé dans cette équation est le courant du cycle précédent (c.à.d mesuré au début de $(n+1)T_e$).

Cette considération est justifiée par le fait que la variation du courant statorique est linéaire et elle est très faible devant l'amplitude de courant i_s durant la période d'échantillonnage T_e ($i_s \gg \Delta i_s$), de plus le terme $R_s i_s$ est très faible devant la tension statorique u_s .

Finalement la tension statorique u_s nécessaire pour contrôler le couple et le flux à suivre leurs référence est générée par l'utilisation de la modulation vectorielle (SVM), donc la tension u_s constitue la valeur de la tension statorique appliquée à la machine durant T_e .

Parmi, les stratégies SVM utilisées pour le pilotage des onduleurs de tension on a utilisé une SVM symétrique qui s'intéresse beaucoup plus à la réduction des harmoniques de tension, mais elle travaille avec une fréquence de commutation égale à $1/T_e$ du fait que chaque bras commute deux fois par période d'échantillonnage T_e .

III.1.2 /Contrôle du couple et du flux dans les régimes transitoires :

Il est important de maximiser la dynamique de réponse du couple et du flux durant les transitoires. Donc avec une large variation du couple ou du flux de références, les équations (3.11) et (3.16) donne une grande tension de référence u_s^* nécessaires pour commander le couple et le flux et par conséquent on trouve les instants T_i et T_{i+1} d'application des tensions adjacents u_i et u_{i+1} très grands et leur somme dépasse la période d'échantillonnage T_e ($T_i + T_{i+1} > T_e$). Cela signifie que l'onduleur ne peut pas générer la tension désirée u_s^* pendant une seule période T_e , dans ce cas il est nécessaire d'utiliser d'autre méthode pour la génération des tensions de commande du couple et du flux durant les régimes transitoires.

La méthode qu'on va utiliser est basée sur l'utilisation de trois tables de sélectionnement selon le type du régime transitoire existant dans la machine. Notons que l'on peut décomposer les régimes transitoires en trois types : transitoires du couple, transitoires du flux et transitoires du couple et du flux en même temps.

a) Cas des transitoires dans le couple :

Dans le cas où il y a uniquement des transitoires dans le couple, ce dernier ne peut pas être ramené à sa référence pendant une seule période T_e . En effet, ce type de transitoire est généralement le plus rencontré et le plus important, dans ce cas les vecteurs tension sont sélectionnés d'une façon à contrôler le couple dans la direction désirée pour suivre les variations du couple de référence, mais avec un contrôle précis du flux.

Pour bien expliquer ce sélectionnement, on va prendre l'exemple où le flux se trouve entre -30° et 30° (représente le premier secteur de la DTC classique) figure 3.15, dans ce cas les tensions u_2 et u_3 peuvent augmenter le couple, par contre u_5 et u_6 peuvent le diminuer. D'un autre coté, les vecteurs u_2 et u_6 augmentent le flux, par contre u_3 et u_5 peuvent le diminuer.

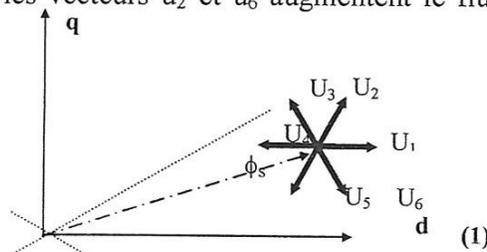


Fig 3.2 Diagramme vectoriel illustrant le processus de sélectionnement des tensions :

Donc on peut sélectionner u_2 et u_3 pour contrôler le flux à sa référence durant la période T_e avec une augmentation continue du couple. Le tableau 3.1 représente ce mode de sélection pour un transitoire dans le couple selon le signe de la différence $C_e^* - C_e$ et l'angle du flux ϕ_s .

$(2n-3)30^\circ < \text{Angle}(\phi_s) < (2n-1)30^\circ$		
$\text{Sign}(C_e^* - C_e)$	U_i	U_{i+1}
1	U_{n+1}	U_{n+2}
0	U_{n+4}	U_{n+5}

avec : $n = 1 \dots 6$

$$u_x = \begin{cases} u_x & x \leq 6 \\ u_{x+6} & x > 6 \end{cases}$$

Tableau 3.1 Table de sélection des vecteurs tensions u_i et u_{i+1} pour un transitoire dans le couple

Une fois les tensions u_i et u_{i+1} sont sélectionnées, la substitution de ces tensions dans l'équation (3.14) donne :

$$|\phi_s^*| = |u_i T_i + u_{i+1} T_{i+1} + \phi_s(nT_e)| \quad (3.18)$$

Puisque il est nécessaire de contrôler le couple avec une grande dynamique les vecteurs nuls ne sont pas utilisés, donc :

$$T_e = T_i + T_{i+1} \quad (3.19)$$

L'équation (3.19) et (3.18) sont utilisées pour calculer les instants T_i et T_{i+1} , dans ce cas le flux est contrôlé avec précision à sa référence pendant que le couple est contrôlé vers la direction désirée avec une tension maximale appliquée à la machine.

b) Cas des transitoires dans le flux :

Maintenant, considérons le cas où il y a un transitoire dans le flux, dans ce cas le flux ne peut être contrôlé vers sa référence pendant une seule période T_e , dans ce cas aussi on sélectionne les tensions u_i et u_{i+1} , qui contrôlent le couple à sa référence pendant que le flux s'évolue continuellement vers sa référence désirée. D'après l'exemple précédent, il est clair que les vecteurs u_6 et u_2 , peuvent augmenter le flux et contrôler le couple à sa référence, par contre u_3 et u_5 , peuvent diminuer le flux et contrôler aussi le couple à suivre sa référence.

Pour la synthèse de la table de sélectionnement des vecteurs tensions pour ce régime de fonctionnement nous avons utilisé les mêmes secteurs de la DTC modifiée puisque cette dernière provoque des grandes variations du flux et de faibles variations du couple ce qui est bon pour un transitoire dans le flux, dans ce cas la table de vérité est la suivante :

$(n-1)60^\circ < \text{Angle}(\phi_s) < n.60^\circ$		
$\text{Sign}(\phi_s^* - \phi_s)$	U_i	U_{i+1}
1	U_n	U_{n+1}
0	U_{n+3}	U_{n+4}

Avec : $n=1 \dots 6$

$$u_x = \begin{cases} u_x & x \leq 6 \\ u_{x-6} & x > 6 \end{cases}$$

Tableau 3.2 Table de sélectionnement des vecteurs tensions u_i et u_{i+1} pour un transitoire dans le flux

Une fois les tensions u_i et u_{i+1} sont sélectionnées, la substitution de ces tensions dans l'équation (3-10) donne :

$$\Delta C_e = \frac{p}{L_s} (\phi_s \times (u_i T_i + u_{i+1} T_{i+1} - E \cdot T_e)) \quad (3.20)$$

Les équations (3-18) et (3-19) sont utilisées pour calculer les instants T_i et T_{i+1} , dans ce cas le couple est contrôlé à suivre sa référence pendant que le flux évolue dans la direction désirée.

c) Cas des transitoires dans le couple et le flux :

Dans le cas où le transitoire se trouve dans le flux et le couple, un seul vecteur tension est sélectionné durant la période d'échantillonnage T_e pour contrôler le couple et le flux vers les directions désirées avec une grande dynamique possible. En effet, ce dernier cas correspond au principe de la DTC classique, ce qui veut dire que la DTC classique constitue un cas particulier de la DTC-SVM, donc la table qu'on va utiliser pour sélectionner les vecteurs tensions de commande est celle de la DTC classique, mais dans ce cas on a éliminé les états nuls du couple afin de simplifier la table (Tableau 3.3).

C_ϕ	C_{cpl}	1	0
1		U_{n+1}	U_{n+2}
0		U_{n-1}	U_{n-2}

Avec : $n=1\dots 6$

Tableau 3.3 Table de sélectionnement des vecteurs tension u_i et u_{i+1} pour un transitoire dans le couple et le flux pour un secteur S_n .

III.2/ Établissement de l'algorithme de commande :

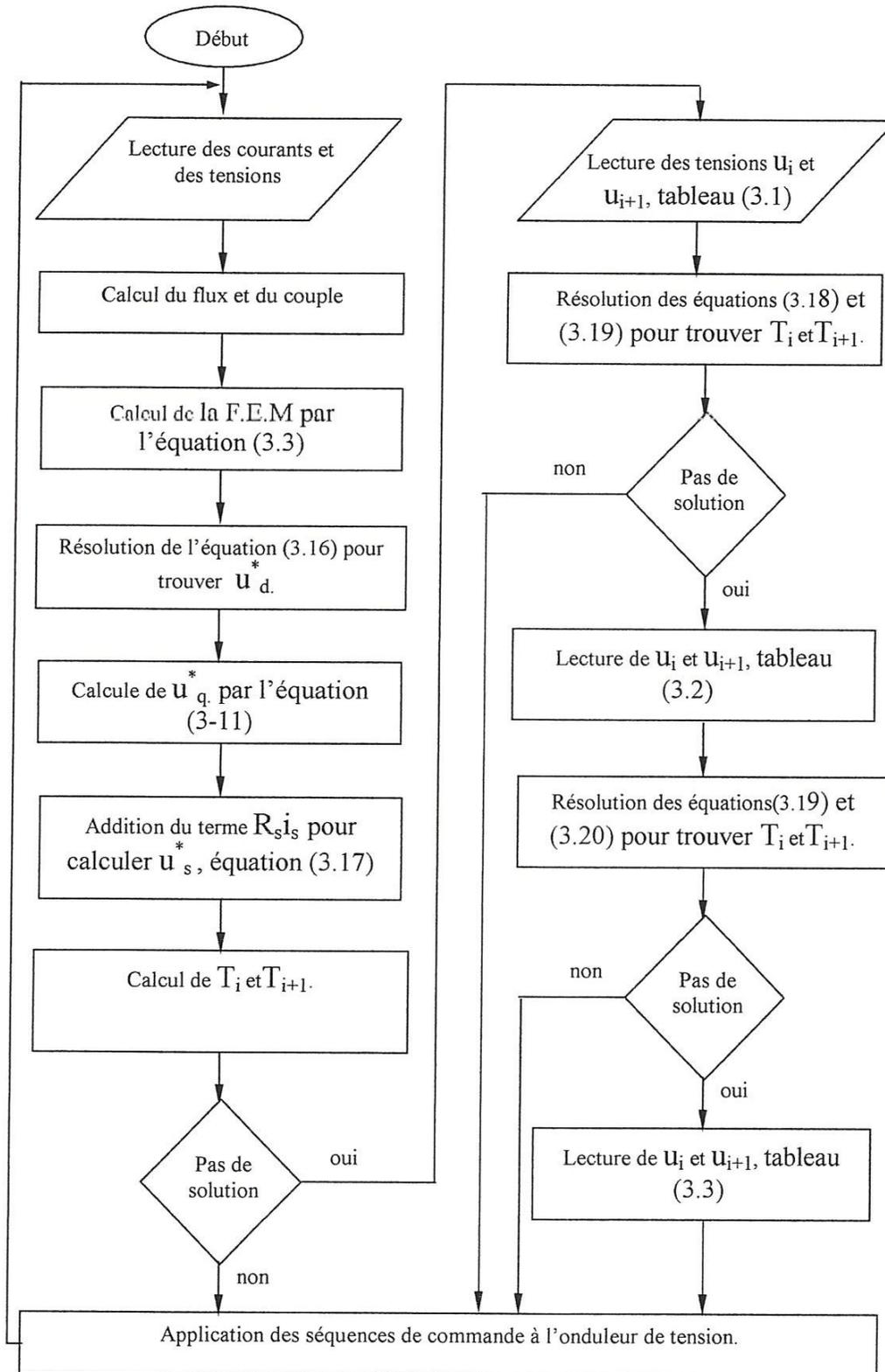
La figure 3.3 présente l'organigramme de commande utilisé pour contrôler le couple et le flux selon les approches présentées précédemment.

En effet, cet algorithme calcule le flux et le couple à partir des courants et de la tensions mesurées au début de chaque période T_e puis on calcule la force électromotrice E par l'équation (3.3). Dans ce cas la résolution des équations (3.11) et (3.16) donne la tension u_s^* , enfin les intervalles de commande T_i , T_{i+1} et T_o sont calculés à partir des équations de base de la modulation vectorielle (SVM) développées dans l'annexe B.

S'il n'y a pas de solution ($T_i + T_{i+1} > T_e$), on suppose en premier lieu qu'il y a un transitoire dans le couple, donc on utilise le tableau (3.1) pour déterminer les tensions de commande u_i et u_{i+1} , et puis la résolution des équations (3.18) et (3.19) donne les instants T_i et T_{i+1} .

S'il n'y a pas de solution ($T_i + T_{i+1} > T_e$), on suppose que le transitoire se trouve au niveau du flux, dans ce cas on détermine les vecteurs adjacents u_i et u_{i+1} selon le tableau (3.2), puis la résolution des équations (3.19) et (3.20) donne les instants de commande T_i et T_{i+1} .

S'il n'y a pas aussi de solution, on suppose que le transitoire se trouve dans le couple et le flux, dans ce cas on utilise le tableau (3.3) pour déterminer la tension de commande optimale qu'il faut appliquer à l'onduleur durant la période T_e comme dans le cas de la DTC classique. Donc on peut dire que la DTC classique est un cas particulier de la DTC-SVM.



✦ **Fig 3.3** Organigramme de la DTC-SVM:

III.3/ Résultats de simulation :

Pour bien montrer les performances de la DTC-SVM, nous présenter une comparaison par simulation entre cette dernière technique (DTC-SVM) et la DTC classique, [3], [7].

Cette simulation a été faite pour les valeurs suivantes :

- $\phi_s^* = 1 \text{ Wb}$, $\Delta\phi_s = 0.01 \text{ Wb}$, $\Delta C_e = 2.8 \text{ N.m}$.
- Temps d'échantillonnage: 5.10^{-5} pour la DTC classique et 2.10^{-4} pour la DTC-SVM.

On voit bien sur la figure 3.4 qu'au démarrage les deux techniques présentent des fréquences presque similaires, toutefois celle de la DTC-SVM est moins variable à cause de l'utilisation de trois tables selon le transitoire. Par contre durant le régime permanent la fréquence de commutation de la DTC-SVM devient constante est prend la valeur de 5000 Hz correspondant à $1/ T_e$, cela est dû à l'utilisation de la modulation vectorielle (SVM) au niveau du premier bloc destiné pour les régimes permanent.

De plus la figure 3.5 et 3.6 montre que la DTC-SVM présente des dynamiques semblables à celles de la DTC classique, mais elle diminue considérablement les ondulations du couple, du courant et du flux.

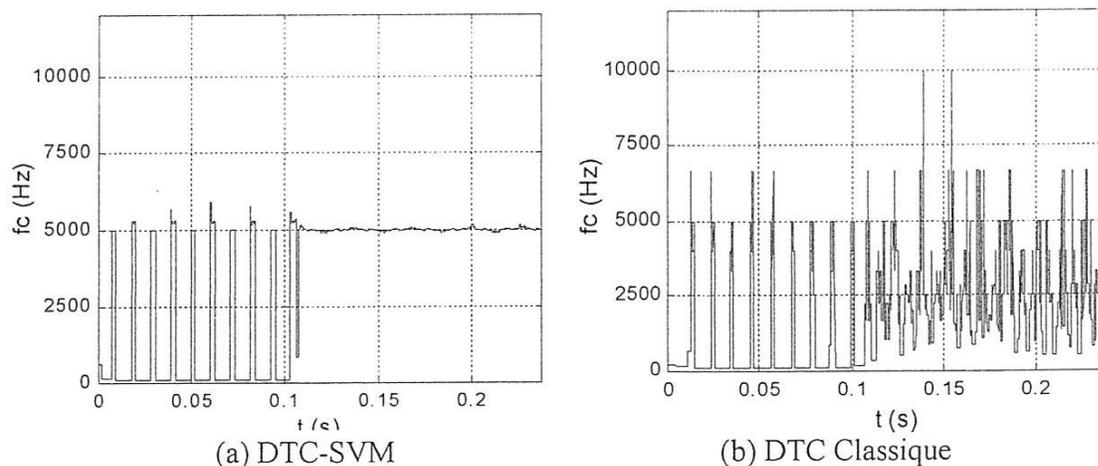
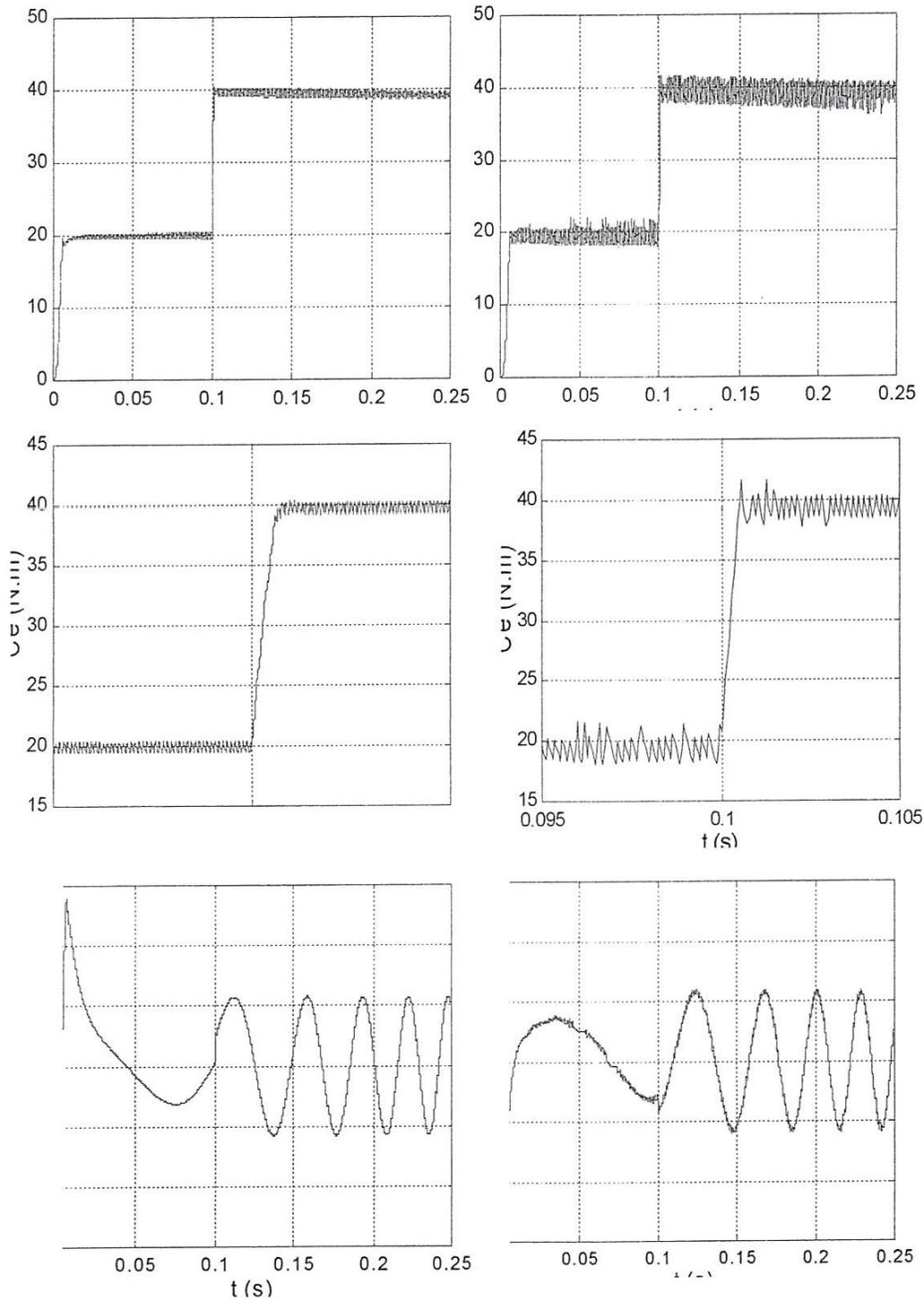


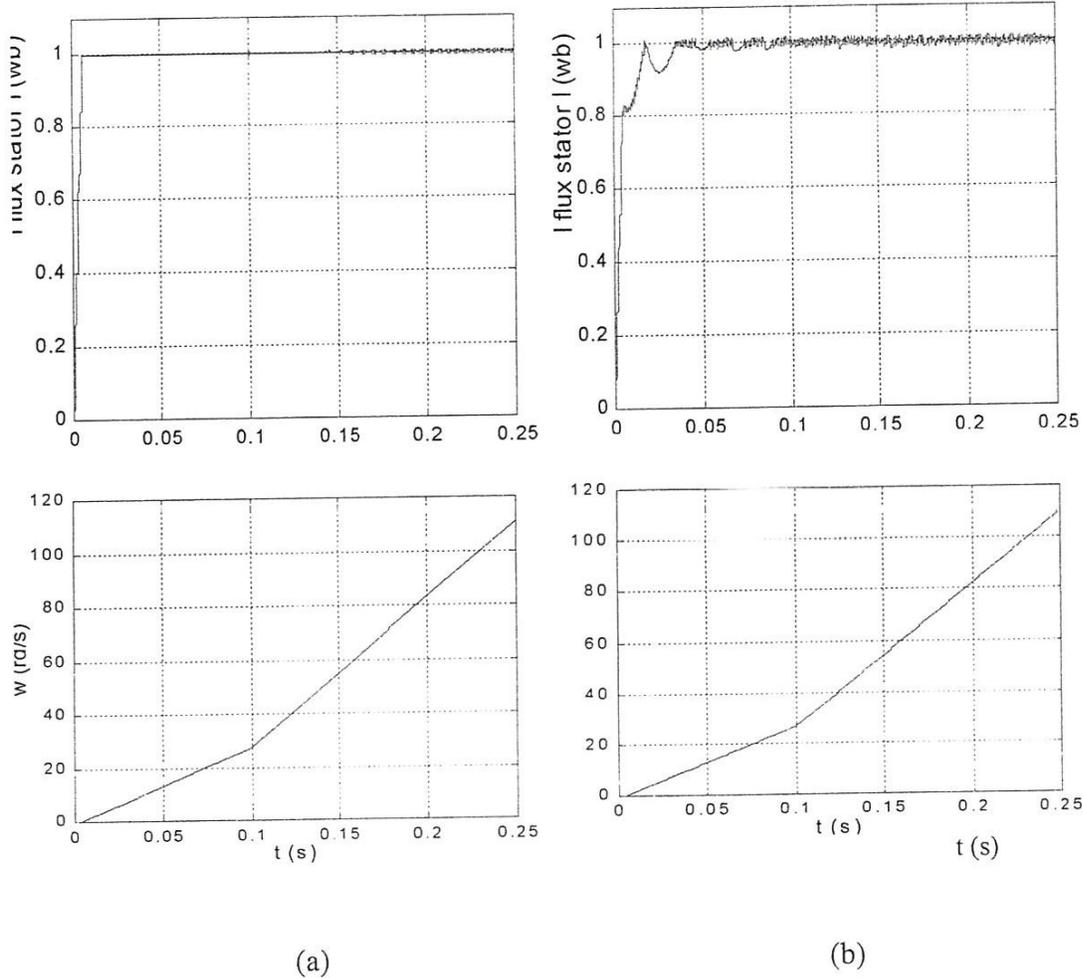
Fig 3.4 Fréquence de commutation :



(a) DTC-SVM

(b) DTC Classique

✦ **Fig 3.5** Réponses du couple et du courant :



✚ **Fig 3.6** Réponses du flux et de la vitesse pour :

a) DTC-SVM.

b) DTC classique.

III .4/ Remarques sur la DTC-SVM :

L'algorithme qu'on vient de présenter est très complexe donc il nécessite pour son implantation pratique des calculateurs très rapides. De plus cet algorithme est basé sur le modèle de la machine pour l'estimation des tensions de commande, donc il est sensible aux variations paramétriques de la machine lors de fonctionnement, cela permet de détériorer les performances et la robustesse de la commande qui est l'un des principaux avantages de la DTC classique.

Comme toute méthode prédictive, la DTC-SVM présente une certaine erreur statique au niveau du couple lors d'une implantation pratique. En effet, cette erreur est due au temps de calcul nécessaire pour la prédiction de la tension de commande, donc cette erreur dépend des performances du calculateur utilisé [7].

Afin de réduire la complexité de la DTC-SVM surtout pour le cas où les calculateurs utilisés ne sont pas suffisamment rapides, on peut éliminer les étapes ou les blocs de calcul destinés pour les régimes transitoires et on travaille uniquement par la partie de calcul correspondant aux régimes permanents, mais durant les transitoires les instants de commande calculés T_i et T_{i+1} sont remplacés (adaptés) par les instants suivants :

$$T'_i = T_i \frac{T_e}{(T_i + T_{i+1})} \quad \text{et} \quad T'_{i+1} = T_{i+1} \frac{T_e}{(T_i + T_{i+1})}$$

mais dans ce cas la dynamique de réponse du couple et du flux diminue.

Une autre méthode très utilisée [3], [7], consiste à travailler avec la DTC classique durant les régimes transitoires et d'utiliser le bloc de prédiction de la tension de commande durant les régimes permanents, cette méthode présente une bonne dynamique aux transitoires semblable à celle de la DTC classique et un régime permanent semblables à celui de la DTC-SVM. En effet, cette simplification améliore un peu la robustesse et elle diminue considérablement le temps de calcul et la complexité de la DTC-SVM, mais elle affecte légèrement les performances de commande.

Enfin on peut dire que la DTC-SVM contrôle directement le couple et le flux par la prédiction de la tension de commande nécessaire puis elle utilise la modulation vectorielle

pour générer cette tension, donc elle profite des avantages du principe de la DTC (bonne dynamique, pas de transformateur de coordonnées, pas de capteur de vitesse pour le cas d'un contrôle sans boucle de vitesse) et des avantages de la modulation vectorielle (taux d'harmonique faible, fréquence de commutation constante).

Conclusion :

Dans le but d'améliorer les performances de la commande directe du couple et du flux DTC dont les principaux problèmes sont (la variation de la fréquence de commutation, les ondulations du couple, du flux et du courant). Nous avons présenté une stratégie de commande (DTC-SVM) qui est un algorithme prédictif complexe qui calcule les vecteurs tensions de références nécessaires pour contrôler le couple et le flux vers leurs références avec la meilleure façon possible, puis il génère ces tensions par l'utilisation de la modulation vectorielle SVM qui permet un fonctionnement à fréquence de commutation constante avec un taux d'harmonique très faible. Cet algorithme prédictif ou DTC-SVM nous a montré des performances excellentes par rapport à la DTC classique, mais il nécessite des calculateurs rapides pour son implantation pratique.

Conclusion Générale

Dans ce mémoire, nous avons présenté le principe classique de la commande directe du couple **DTC**, qui se présente comme une alternative aux commandes par orientation du flux. De plus une amélioration très significative des performances de la **DTC** classique est réalisée par l'utilisation de la **DTC-SVM** basée sur la modulation vectorielle. En effet, nous avons commencé par la modélisation vectorielle par l'utilisation des phaseurs de la MAS, le modèle résultant s'avère simple à programmer et à utiliser pour expliquer le principe de la **DTC**. En suite, nous avons exposé les principes du contrôle direct du couple. En effet, cette stratégie est basée sur la détermination «directe» de la séquence de commande appliquée à l'onduleur par l'utilisation des régulateurs à hystérésis et d'une table optimale dont la fonction est de contrôler l'amplitude du flux statorique et le couple. Les résultats de simulation montre que la **DTC** présente des bonnes dynamiques de réponses du flux et du couple avec une précision notable. De plus, sur le plan structurel, elle est très simple à implanter par rapport du fait qu'elle ne nécessite pas de transformations de PARK, non linéaires, ou d'une stratégie de commande **MLI** et elle s'adapte par nature à l'absence de capteur mécanique pour le cas de contrôle sans boucle de vitesse.

A la fin, nous avons consacré la troisième partie à l'amélioration des performances de la **DTC** classique par l'utilisation d'une méthode appelée **DTC-SVM**. Cette technique est basée sur un algorithme prédictif qui calcule, à partir du modèle de la MAS, la tension nécessaire pour le contrôle direct du flux et du couple puis il utilise la technique **SVM** pour générer cette tension, donc cette technique donne de très bons résultats du fait qu'elle profite des avantages du principe de la **DTC** (très bonne dynamique de réponse, pas de

Conclusion générale

capteur de vitesse pour le contrôle en couple) et des avantages de la SVM (fréquence de commutation constante, niveau d'harmonique faible).

Enfin, nous recommandons la poursuite des recherches sur la **DTC**. Dans cet axe plusieurs améliorations peuvent être apportées à savoir :

- L'utilisation des techniques intelligentes (logique flou, réseaux de neurones) pour calculer les durées optimales d'application des tensions non nulles durant la période d'échantillonnage et d'appliquer les tensions nulles durant le reste de cette période. Cette technique peut diminuer considérablement les oscillations du couple et du flux.
- L'utilisation des onduleurs multi-niveaux afin d'augmenter le nombre des tensions utiles.

Annexe A

Paramètres et caractéristiques de la machine utilisée en simulation

[Ref : Thèse de Magister de **M. MENDACI Sofiane**, " Différentes Stratégies du Contrôle Direct du Couple d'un Moteur à Induction associées à un Observateur de Flux par Modes de Glissement". Thèse soutenue en juillet 2003 à Batna]

A.1 Caractéristiques :

$$P = 4 \text{ kW}$$

$$220/380$$

$$i_{sn} = 15 \text{ A}$$

$$f_s = 50 \text{ Hz}$$

$$\Omega = 1430 \text{ tr/mn}$$

$$C_{rn} = 25 \text{ N.m}$$

A.2 Paramètres :

$$R_s = 1.2 \Omega$$

$$R_r = 1.8 \Omega$$

$$L_s = 0.1554 \text{ H}$$

$$L_r = 0.1568 \text{ H}$$

$$M = 0.15 \text{ H}$$

$$J = 0.07 \text{ kg.m}^2$$

$$P = 2$$

$$F = 0.0001 \text{ Nm.s/rad}$$

Annexe B

Principe de la modulation vectorielle SVM :

La MLI vectorielle est certainement la méthode de MLI la mieux adaptée au contrôle des moteurs asynchrones [3], [7]. Contrairement à d'autres méthodes, la MLI vectorielle ne s'appuie pas sur des calculs séparés des modulations pour chacun des bras de l'onduleur.

Un vecteur tension de référence u_{ref} est calculé globalement et approximé sur une période de modulation T_e par un vecteur tension moyen u_{moy} , ce dernier est élaboré par l'application des vecteurs tensions u_i et u_{i+1} adjacents et des vecteurs nuls u_0 et u_7 . La figure suivante représente le cas où le vecteur de référence se trouve dans le secteur 1.

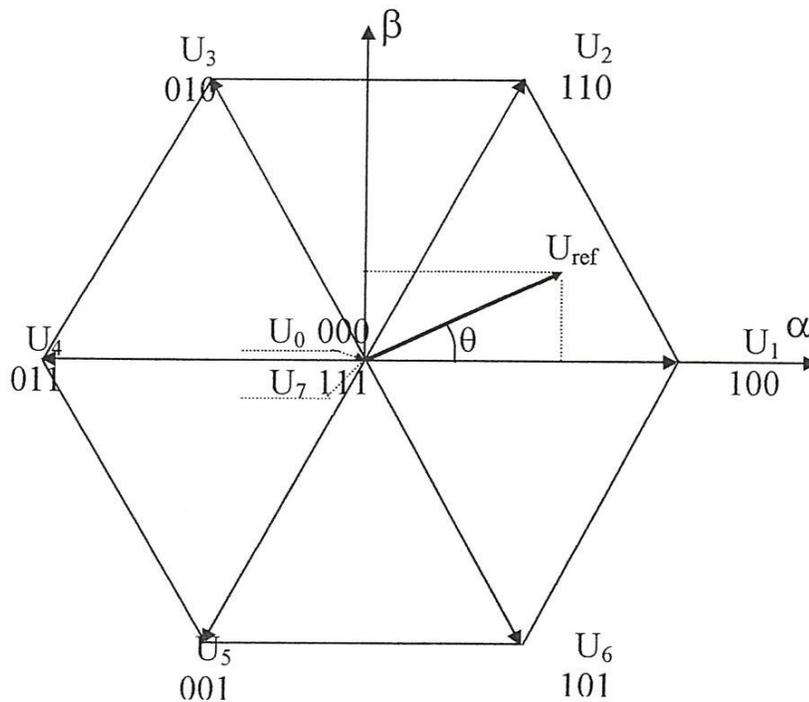


Fig B.1 Représentation des tensions d'états de l'onduleur et de

Toutes les techniques SVM utilisent pour synthétiser la tension de référence les équations suivantes [3] :

$$T_e \cdot u_{ref} = T_i \cdot u_i + T_{i+1} \cdot u_{i+1} \quad (B.1)$$

$$T_0 = T_e - (T_i + T_{i+1}) \quad (B.2)$$

Où :

T_e : période d'échantillonnage.

T_i : temps d'application du vecteur u_i

T_{i+1} : temps d'application du vecteur u_{i+1}

T_0 : temps d'application du vecteur ou des vecteurs nuls (u_0 et u_7).

La substitution des vecteurs tensions u_i et u_{i+1} par leurs expressions dans (B.1) donne:

$$T_e u_{ref} = \sqrt{\frac{2}{3}} u_c (T_i \cdot e^{j(i-1)\frac{\pi}{3}} + T_{i+1} \cdot e^{j \cdot i\frac{\pi}{3}}) \quad (B.3)$$

Sous la forme matricielle, on trouve :

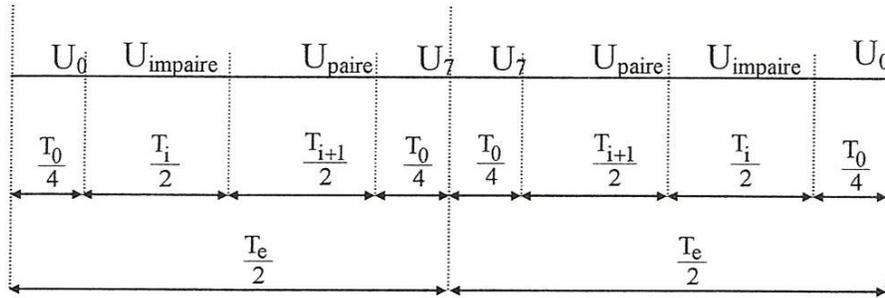
$$T_e \begin{bmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} u_c \begin{bmatrix} \cos(i-1)\frac{\pi}{3} & \cos(i\frac{\pi}{3}) \\ \sin(i-1)\frac{\pi}{3} & \sin(i\frac{\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_i \\ T_{i+1} \end{bmatrix} \quad (B.4)$$

Après la résolution du système précédent on trouve :

$$\begin{bmatrix} T_i \\ T_{i+1} \end{bmatrix} = \sqrt{2} \frac{T_e}{u_c} \begin{bmatrix} \sin(i\frac{\pi}{3}) & -\cos(i\frac{\pi}{3}) \\ -\sin(i-1)\frac{\pi}{3} & \cos(i-1)\frac{\pi}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (B.5)$$

Plusieurs stratégies SVM peuvent être utilisées pour le pilotage de l'onduleur. La seule différence entre ces stratégies est le choix du vecteur nul et la séquence d'application des tensions durant la période d'échantillonnage.

Parmi ces stratégies nous avons utilisé une SVM symétrique intéressante dans la réduction des harmoniques de tension, mais elle travaille avec une fréquence de commutation un peu élevée par rapport à d'autres méthodes du fait que chaque bras commute deux fois par période T_e comme le montre la figure B.2 suivante.



✦ **Fig B.2 Séquence d'application des vecteurs sur une période :**

avec :

U_{impaire} correspond aux vecteurs tensions impaires : $U_1 (1.0.0)$, $U_3 (0.1.0)$ et $U_5 (0.0.1)$.

U_{paire} correspond aux vecteurs tensions paires : $U_2 (1.1.0)$, $U_4 (0.1.1)$ et $U_6 (1.0.1)$.

Les vecteurs nuls sont sélectionnés de la manière suivante :

- $U_0 (0.0.0)$ est utilisé avant et après les tensions impaires.
- $U_7 (1.1.1)$ est utilisé avant et après les tensions paires.

La fréquence de commutation est égale dans ce cas à la fréquence d'échantillonnage ($1/T_e$).

BIBLIOGRAPHIE

- [1] J. P. Caron, J. P. Hautier, " Modélisation et commande de la machine asynchrone ", Edition Technip, 1995.
- [2] G. Grellet, G. Clerc, " Actionneurs électriques : Principe/Modèle/Commande", Edition Eyrolles, 1999.
- [3] S. MENDACI, " Différentes Stratégies du Contrôle Direct du Couple d'un Moteur à Induction associées à un Observateur de Flux par Modes de Glissement ", Thèse de magister, Université de Batna, 2003.
- [4] Y. A. Chapuis, " Contrôle direct du couple d'une machine asynchrone par l'orientation de son flux statorique", Thèse de doctorat de l'INPG, 15 Jan. 1996.
- [5] I. Takahashi, T. Noguchi, " A new quick-response and high-efficiency control strategy of an induction motor", IEEE trans. Industry applications, Vol. 1A-22, Pages 820-827, Oct. 1986.
- [6] J. Faiz, SH. Hossieni, M. Ghaneei, A. Keyhani, " Direct torque control of induction motors for electric propulsion systems", EPSR 51 95-101, 1999.
- [7] C. C. De Wit, " Modélisation Contrôle Vectoriel et DTC", Vol. 1, Edition Hermes Sciences Europe Ltd, 2000.