
Commande directe du couple (DTC)

La technique de commande directe du couple (Direct torque control ou DTC) a été apparue dans la deuxième moitié des années 1980 comme concurrentielle des méthodes classiques, basées sur une alimentation à modulation de largeur d'impulsion (MLI) et sur un découplage de flux et de couple par orientation du flux magnétique. [2]

La DTC est une technique de commande qui assure un découplage du flux et du couple et simple à mettre en œuvre.

Elle présente des avantages déjà bien connus par rapport aux techniques classiques, notamment en ce qui concerne la réduction du temps de réponse du couple ; l'amélioration de sa robustesse par rapport aux variations des paramètres rotoriques ; l'imposition directe de l'amplitude des ondulations du couple et du flux statorique ; l'absence de transformations de Park. D'autre part, cette loi de commande en couple s'adapte par nature à l'absence de capteur mécanique (vitesse, position).

Beaucoup de travaux ont été faits par les chercheurs dans ce domaine dont le but d'améliorer la technique de base énoncé par Takahashi.

IV.2 PRINCIPE DE LA COMMANDE DIRECTE DU COUPLE

La commande directe du couple est basée sur la détermination directe de la séquence de commande à appliquer à un onduleur de tension. Ce choix est généralement basé sur l'utilisation de régulateurs à hystérésis dont la fonction est de contrôler l'état du système, à savoir ici l'amplitude du flux statorique et le couple électromagnétique.[13], [8]

L'état de ces grandeurs nous permet de définir le vecteur tension statorique à appliquer à la machine asynchrone pour maintenir au mieux le couple et le flux dans leurs bandes d'hystérésis. Une variable intervenant également dans le choix des tensions est la position du vecteur statorique dans le plan complexe. Pour cela, le plan est divisé en six secteurs et quelquefois en douze.

Le schéma de principe de cette technique est indiqué sur la figure suivante (Fig.IV.1).

Sur cette figure sont représentés les estimateurs de flux et de couple, ainsi que les régulateurs par hystérésis du couple et du flux. La position du vecteur flux est calculée à partir de leurs

composantes dans le plan complexe $\alpha\beta$. Le régulateur de flux est à deux niveau et celui du couple à trois niveaux initialement proposés par Takahashi.[8]

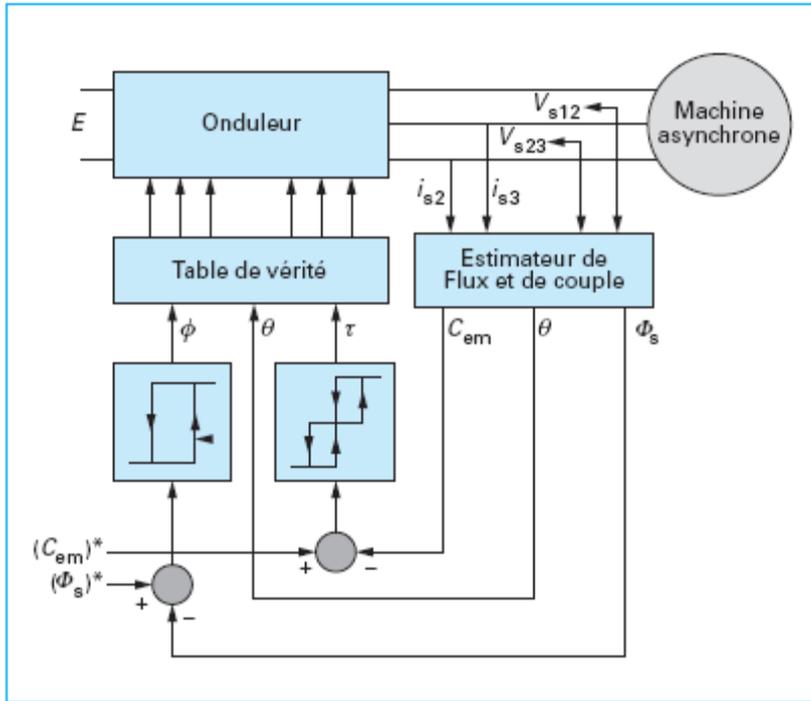


Fig.IV.1 Schéma structurel de la DTC appliquée à une machine asynchrone

CONTROLE DU FLUX ET DU COUPLE

IV.3.1 CONTROLE DU FLUX

On se place dans un repère fixe $\alpha\beta$ lié au stator de la machine. Le flux statorique peut être obtenu par l'équation suivante :

$$\bar{V}_s = R_s \bar{I}_s + \frac{d\bar{\varphi}_s}{dt} \Rightarrow \bar{\varphi}_s = \bar{\varphi}_{s0} + \int_0^t (\bar{V}_s - R_s \bar{I}_s) dt \quad (IV.1)$$

Si on néglige la chute de tension due à la résistance l'équation (IV.1) devient :

$$\bar{\varphi}_s(k+1) \approx \bar{\varphi}_s(k) + \bar{V}_s T_e \Rightarrow \Delta \bar{\varphi}_s \approx \bar{V}_s T_e \quad (IV.2)$$

Où :

- $\bar{\varphi}_s(k)$: vecteur flux statorique au pas d'échantillonnage actuel
- $\bar{\varphi}_s(k+1)$: vecteur flux statorique au pas d'échantillonnage suivant
- $\Delta \bar{\varphi}_s = \bar{\varphi}_s(k+1) - \bar{\varphi}_s(k)$: vecteur variation de flux statorique
- T_e : période d'échantillonnage

On trouve que l'extrémité du vecteur flux statorique décrit, à partir de son état initial, une droite parallèle au vecteur tension appliqué (voir Fig.IV.2).[2]

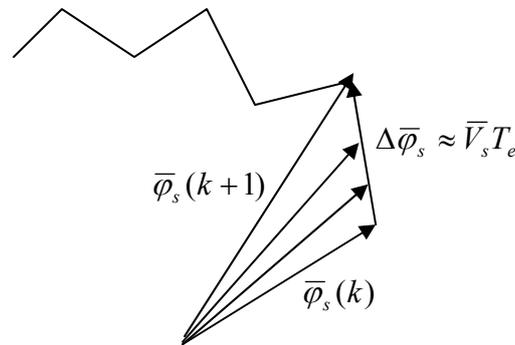


Fig.IV.2 Evolution du vecteur flux dans le plan $\alpha\beta$

La relation (IV.2) montre que la vitesse de rotation du flux est égale à la tension appliquée. L'application d'un vecteur tension colinéaire avec le vecteur flux agit directement sur l'amplitude de ce dernier. En revanche, si on applique un vecteur tension en quadrature avec le flux, il agit sur la phase du flux et provoque soit une accélération, soit une décélération du vecteur flux. Enfin, si on applique une tension nulle (V_0 ou V_7), le vecteur flux reste fixe.

IV.3.2 CONTROLE DU COUPLE

Le couple électromagnétique est proportionnel au produit vectoriel des deux flux statorique et rotorique.

$C_e = k(\overline{\varphi}_s \wedge \overline{\varphi}_r) = k \overline{\varphi}_s \overline{\varphi}_r \sin(\theta)$	(IV.3)
---	--------

L'angle θ est le déphasage entre les deux flux. Le flux statorique est la somme du flux rotorique et de flux de fuites totales.

Les dynamiques de ces deux composantes ne sont pas les mêmes : [8], [2]

- Le flux de fuites a une dynamique rapide suite aux variations de la tension, car les inductances de fuites sont faibles
- Le flux rotorique, dépendant de l'inductance magnétisante, a une dynamique plus lente, environ dix fois plus lente en référence au coefficient de dispersion σ dont la valeur moyenne est d'environ 0.1.

Dans ces conditions, on peut supposer qu'entre deux commutations, le flux rotorique reste constant. Par contre, le flux statorique est directement affecté par les variations des flux de fuites. Donc le couple dépend uniquement du produit $|\overline{\varphi}_s|\sin\theta$.

Comme l'amplitude du flux statorique varie assez peu, la variation du couple peut être réalisée par variation de l'angle θ .

IV.4 STRATEGIE DE COMMANDE DIRECTE DU COUPLE (DTC)

La commande directe du couple est basée sur l'algorithme suivant :[2], [13]

- Le domaine temporel est divisé en périodes de durée T_e ($T_e \leq 50\mu s$)
- A chaque coup d'horloge, on mesure les courants et les tensions de ligne
- On reconstitue les composantes du vecteur flux statorique
- On estime le couple grâce à la relation suivante : $C_e = p(\varphi_{s\alpha} I_{s\beta} - \varphi_{s\beta} I_{s\alpha})$
- On détermine le vecteur tension à appliquer à la machine selon une logique qu'on va présenter dans ce qui suit

Le synoptique de commande de cette stratégie est présenté sur la figure suivante :

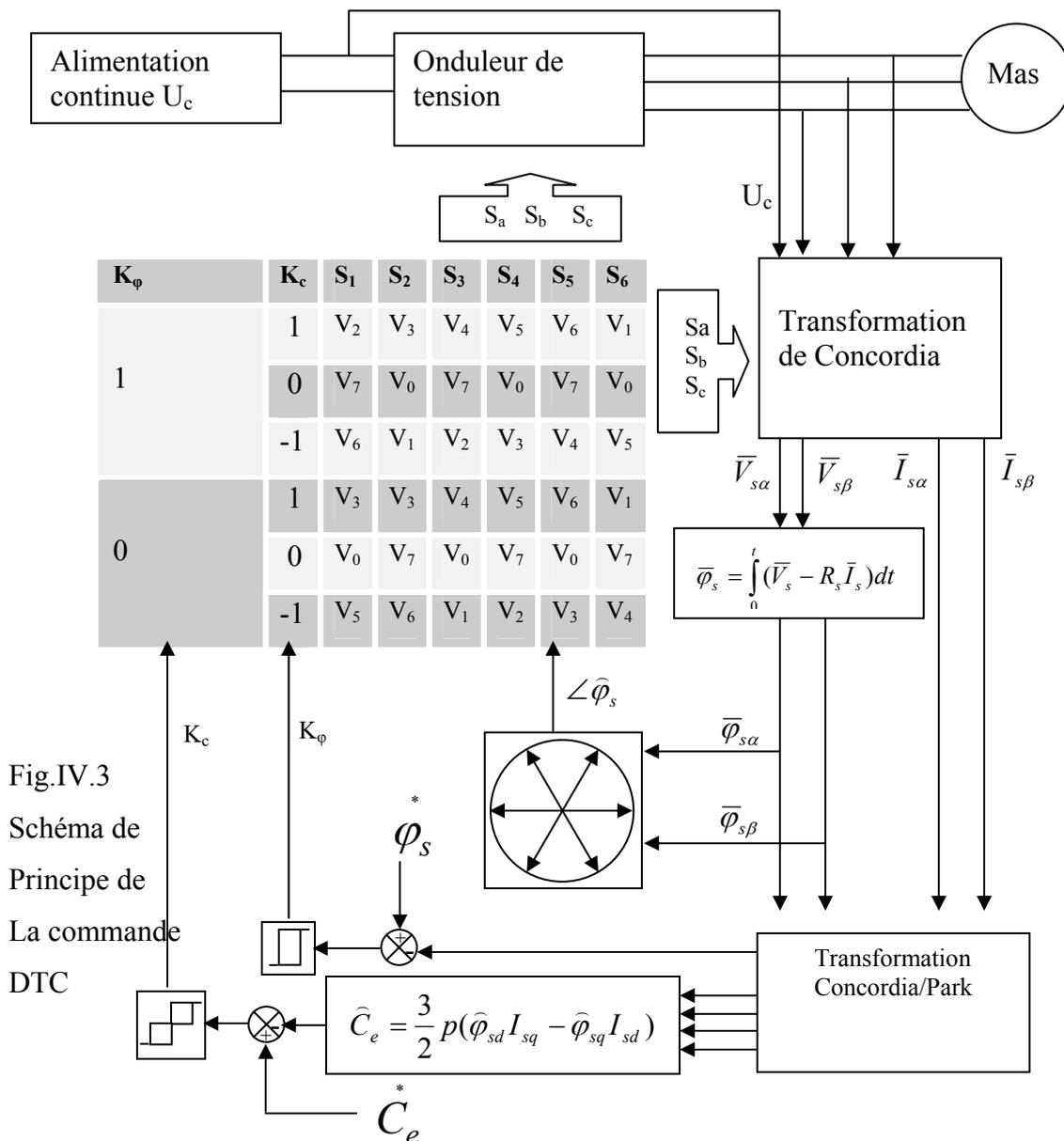


Fig.IV.3
Schéma de
Principe de
La commande
DTC

IV.5 ESTIMATEURS

IV.5.1 ESTIMATEUR DU FLUX STATORIQUE

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

A partir de l'équation :

$\bar{\varphi}_s = \int_0^t (\bar{V}_s - R_s \bar{I}_s) dt$	(IV.4)
---	--------

On obtient les composantes α et β du vecteur $\bar{\varphi}_s$:

$\varphi_{s\alpha} = \int_0^t (V_{s\alpha} - R_s I_{s\alpha}) dt$	(IV.5)
---	--------

$\varphi_{s\beta} = \int_0^t (V_{s\beta} - R_s I_{s\beta}) dt$	(IV.6)
--	--------

On obtient les tensions $V_{s\alpha}$ et $V_{s\beta}$ à partir des commandes (S_a S_b S_c) et de la mesure de la tension U_d et par application de la transformée de Concordia :

$\bar{V}_s = V_{s\alpha} + jV_{s\beta}$ $V_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_d (S_a - \frac{1}{2}(S_b + S_c))$ $V_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} U_d (S_b - S_c)$	(IV.7)
---	--------

De même les courants $I_{s\alpha}$ et $I_{s\beta}$ sont obtenus à partir de la mesure des courants réels I_{sa} , I_{sb}

I_{sc} et en appliquant la transformée de Concordia :

$\begin{cases} \bar{I}_s = I_{s\alpha} + jI_{s\beta} \\ I_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} I_{sa} \\ I_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} (I_{sb} - I_{sc}) \end{cases}$	(IV.8)
---	--------

Le module du flux statorique s'écrit :

$\varphi_s = \sqrt{\varphi_{s\alpha}^2 + \varphi_{s\beta}^2}$	(IV.9)
---	--------

La zone N_i dans laquelle se trouve se trouve le vecteur $\bar{\varphi}_s$ est déterminée par le calcul de la phase de se vecteur :

$\angle \bar{\varphi}_s = \arctg \frac{\varphi_{s\alpha}}{\varphi_{s\beta}}$	(IV.10)
--	---------

IV.5.2 ESTIMATION DU COUPLE ELECTROMAGNETIQUE

Le couple peut être estimé à partir de la relation suivante :

$C_e = \frac{3}{2} p (\hat{\varphi}_{s\alpha} I_{s\beta} - \hat{\varphi}_{s\beta} I_{s\alpha})$	(IV.11)
---	---------

IV.6 CORRECTEURS

IV.6.1 CORRECTEUR DE FLUX

L'objectif de cette correction est de conserver l'amplitude du flux statorique dans une bande et de maintenir ainsi l'extrémité de ce dernier dans une couronne circulaire comme le montre la figure IV.4.[2], [13]

La sortie du correcteur doit indiquer le sens d'évolution du module du flux. Les deux seuils du comparateur sont choisis suivant l'ondulation tolérée par le flux statorique.

On peut écrire alors :

$$\left\{ \begin{array}{ll} \text{si } \Delta\varphi_s > \varepsilon_\phi & \text{alors } K_\phi = 1 \\ \text{si } 0 \leq \Delta\phi_s \leq \varepsilon_\phi \text{ et } d\Delta\phi_s / dt > 0 & \text{alors } K_\phi = 0 \\ \text{si } 0 \leq \Delta\phi_s \leq \varepsilon_\phi \text{ et } d\Delta\phi_s / dt < 0 & \text{alors } K_\phi = 1 \\ \text{si } \Delta\phi_s < -\varepsilon_\phi & \text{alors } K_\phi = 0 \end{array} \right.$$

$K_\phi = 0$ signifier qu'il faut réduire le flux.

$K_\phi = 1$ signifier qu'il faut augmenter le flux.

Ce régulateur à hystérésis à deux niveaux convient parfaitement pour avoir des bonnes performances dynamiques.

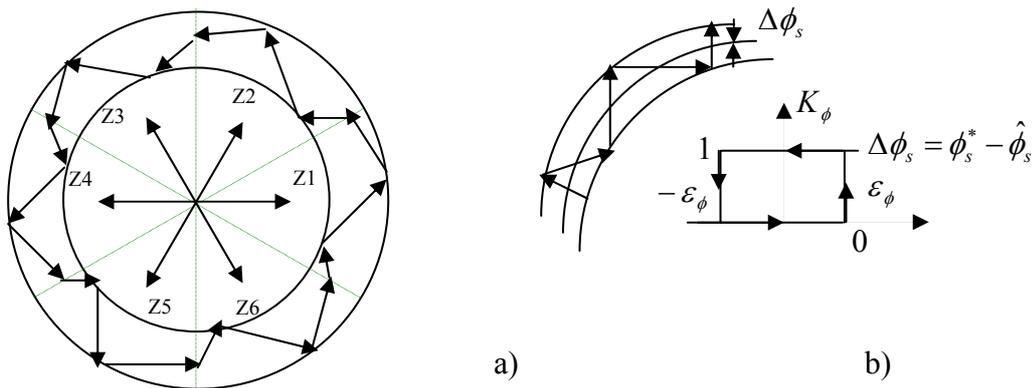


Tableau.IV.2

- a) Sélection des tensions V_i pour contrôler le flux
- b) Comparateur à hystérésis à deux niveaux pour le contrôle du flux

IV.6.2 CORRECTEUR DE COUPLE

Le correcteur de couple a pour but de maintenir le couple dans sa bande d’hystérésis et d’imposer ainsi l’amplitude des ondulations du couple.

Pour mieux contrôler le couple dans les quatre cadrans de fonctionnement sans intervention sur la structure ; Takahashi a proposé un correcteur à hystérésis à trois niveaux.[8]

Ce correcteur permet de commander la machine dans les deux sens de rotation avec un couple positif ou négatif.

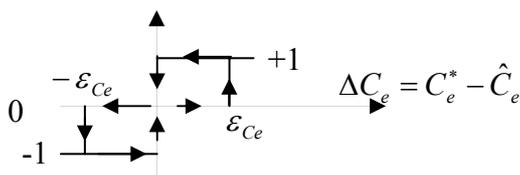


Fig. IV.5 Comparateur à hystérésis à trois niveaux pour le réglage du couple électromagnétique

Ce comparateur est modélisé par l'algorithme suivant :

$$\left\{ \begin{array}{ll} \text{Si } \Delta C_e > \varepsilon_{Ce} & \text{alors } K_c = 1 \\ \text{Si } 0 \leq \Delta C_e \leq \varepsilon_{Ce} \text{ et } d\Delta C_e / dt > 0 & \text{alors } K_c = 0 \\ \text{Si } 0 \leq \Delta C_e \leq \varepsilon_{Ce} \text{ et } d\Delta C_e / dt < 0 & \text{alors } K_c = 1 \\ \text{Si } \Delta C_e < -\varepsilon_{Ce} & \text{alors } K_c = -1 \\ \text{Si } -\varepsilon_{Ce} \leq \Delta C_e < 0 \text{ et } d\Delta C_e / dt > 0 & \text{alors } K_c = 0 \\ \text{Si } -\varepsilon_{Ce} \leq \Delta C_e < 0 \text{ et } d\Delta C_e / dt < 0 & \text{alors } K_c = -1 \end{array} \right.$$

- $K_c = 1$ signifie que le couple est inférieur à la limite inférieure de la bande et il faut donc l'augmenter.
- $K_c = -1$ signifie que le couple est supérieur à la limite supérieure de la bande et il faut le diminuer
- $K_c = 0$ signifie que le couple est à l'intérieur de la bande et il faut donc l'y maintenir

On note aussi que l'utilisation d'un correcteur à deux niveaux est possible, mais il n'autorise le contrôle du couple que dans un seul sens de rotation.

Avec ce correcteur, pour inverser le sens de rotation de la machine il est nécessaire de croiser deux phases de la machine.

Cependant ce correcteur est plus simple à implanter. De plus en sélectionnant correctement les vecteurs nuls suivant les zones N_i , on s'aperçoit que pour chaque zone i , il y a un bras de l'onduleur qui ne commute pas, et permet ainsi de diminuer la fréquence moyenne de commutation des interrupteurs et par conséquent, on diminue les pertes par commutation au niveau de l'onduleur.

IV.7 CHOIX DU VECTEUR TENSION

Le choix du vecteur tension statorique \bar{V}_s dépend de la position du vecteur flux statorique dans le plan complexe $\alpha\beta$, de la variation souhaitée pour le module du flux $\bar{\varphi}_s$, de la variation souhaitée pour le couple, et du sens de rotation du flux.[2], [8], [15]

L'espace d'évolution du flux est divisé en six zones appelées secteurs, telle que représentées sur la figure (IV.6).

- Lorsque le flux $\bar{\varphi}_s$ se trouve dans une zone i , le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnant l'un des six vecteurs suivants :

- Si \bar{V}_{i+1} est sélectionné alors $\bar{\varphi}_s$ croît et C_e croît
- Si \bar{V}_{i-1} est sélectionné alors $\bar{\varphi}_s$ croît et C_e décroît
- Si \bar{V}_{i+2} est sélectionné alors $\bar{\varphi}_s$ décroît et C_e croît
- Si \bar{V}_{i-2} est sélectionné alors $\bar{\varphi}_s$ décroît et C_e décroît
- Si \bar{V}_0 ou \bar{V}_7 est sélectionné la rotation de $\bar{\varphi}_s$ est arrêtée, d'où une décroissance du couple alors que le module du couple reste inchangé.

Le niveau d'efficacité des vecteurs tensions appliquées dépend également de la position du vecteur flux dans la zone i.

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

Quel que soit le sens d'évolution de flux ou du couple, dans la zone i, les deux vecteurs \bar{V}_i et \bar{V}_{i+3} ne sont jamais utilisés. En effet, ces deux vecteurs provoquent une forte croissance du flux mais son effet sur le couple dépend de la zone, avec un effet nul en milieu de zone.

Le vecteur tension statorique \bar{V}_s à la sortie de l'onduleur est déduit des écarts de couple et de flux estimés par rapport à leurs références, ainsi que de la position du vecteur $\bar{\varphi}_s$.

Un estimateur de $\bar{\varphi}_s$ en module et en position ainsi qu'un estimateur de couple sont donc nécessaires.

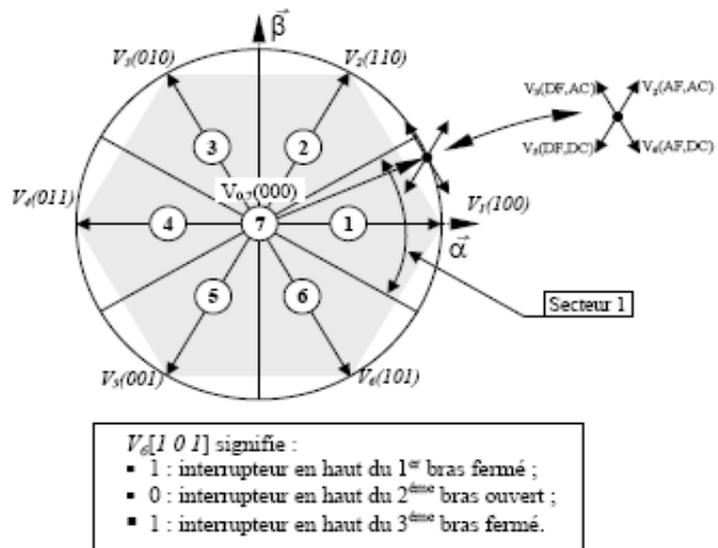


Fig. IV.6 Partition du plan complexe en six secteurs

IV.8 ELABORATION DES TABLES DE COMMUTATION

IV.8.1 TABLE DE COMMUTATION AVEC SEQUENCES NULLES

La table de commutation est construite à partir du comportement du système donné par les variables K_ϕ et K_c et le secteur du flux statorique.

L'évolution des deux grandeurs flux et couple pour chacun des quatre vecteurs $\vec{V}_{i+1}, \vec{V}_{i+2}, \vec{V}_{i-1}, \vec{V}_{i-2}$ qui peuvent être appliqués à la machine asynchrone dans le secteur S_i est montrée sur le tableau suivant :

Vecteur V_k	V_{i+1}	V_{i+2}	V_{i-1}	V_{i-2}
ϕ_s				
C_e				

Tableau. IV.1 Table généralisée pour le choix des vecteurs tensions

Pour expliquer comment peut-on construire la table de commutation, on considère l'exemple où $K_\phi = 1, K_c = 1, S_i = 1$. Le vecteur flux se trouve dans le secteur 1 et il faut augmenter le couple et le flux. On dispose des six tensions actives. Sur la figure IV.6, nous voyons que les

K_ϕ	K_c	S_1	S_2	S_3	S_4	S_5	S_6
1	1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1
	0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0
	-1	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5
0	1	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2
	0	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7
	-1	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4

Tableau.IV.2. Table de commutation défini par Takahashi

tensions V_1 , V_2 et V_6 ont tendance à augmenter l'amplitude du flux, alors que V_2 , V_3 et V_4 ont tendance à accélérer le vecteur flux, donc à augmenter l'angle θ et donc le couple. On vérifie que pour cette position du vecteur flux dans le secteur 1, seule la tension V_2 est capable d'augmenter à la fois l'amplitude du flux et du couple. On peut ainsi envisager les différents cas. On choisit une séquence nulle toutes les fois où $K_c=0$, c'est-à-dire quand le couple est à l'intérieur de sa bande d'hystérésis. Le choix entre V_0 et V_7 est fait pour réduire la fréquence de commutation.

En se basant sur ces hypothèses, on peut établir le tableau de commutation proposé par Takahashi.[2], [8], [15], [13]

On remarque qu'on passe d'un secteur au suivant par une permutation circulaire de l'indice de la tension.

IV.8.2 TABLE DE COMMUTATION SANS SEQUENCES NULLES

Dans ce cas on n'utilise que les séquences actives. Cette stratégie est plus simple à mettre en œuvre et permet d'éviter le caractère aléatoire lorsque la machine fonctionne en régime générateur.

La table suivante illustre cette modification.[2], [8], [13]

K_ϕ	K_c	S_1	S_2	S_3	S_4	S_5	S_6
1	1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1
	-1	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5
0	1	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2
	-1	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4

Tableau. IV.3 Table de commutation sans séquences nulles

IV.10 RESULTATS DE SIMULATION

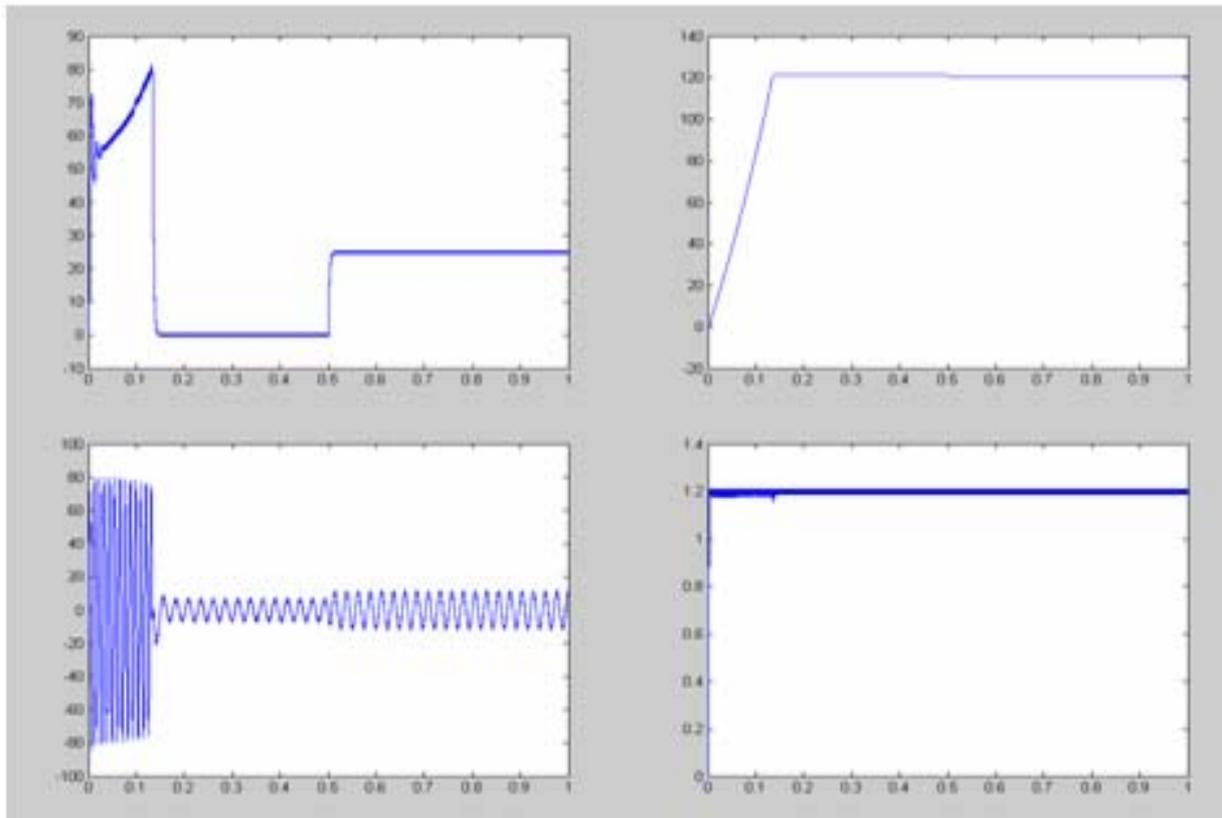


Fig.IV.7. Evolution des grandeurs (couple, vitesse, courant, flux) pendant un démarrage à vide suivi d'une application d'une charge de 25 N.m à l'instant $t=0.5$ s

On remarque que : le couple présente des oscillations au démarrage
La vitesse et le flux sont insensibles aux variations de la charge
le courant présente des fortes oscillations au démarrage

IV.11 BILAN COMPARATIF DES RESULTATS

Les résultats de simulation obtenus pour les différents types de commande classiques obtenus au chapitre précédent forment une base de données qui nous permet de juger les qualités et les performances de la stratégie de commande DTC.

Comparaison des couples

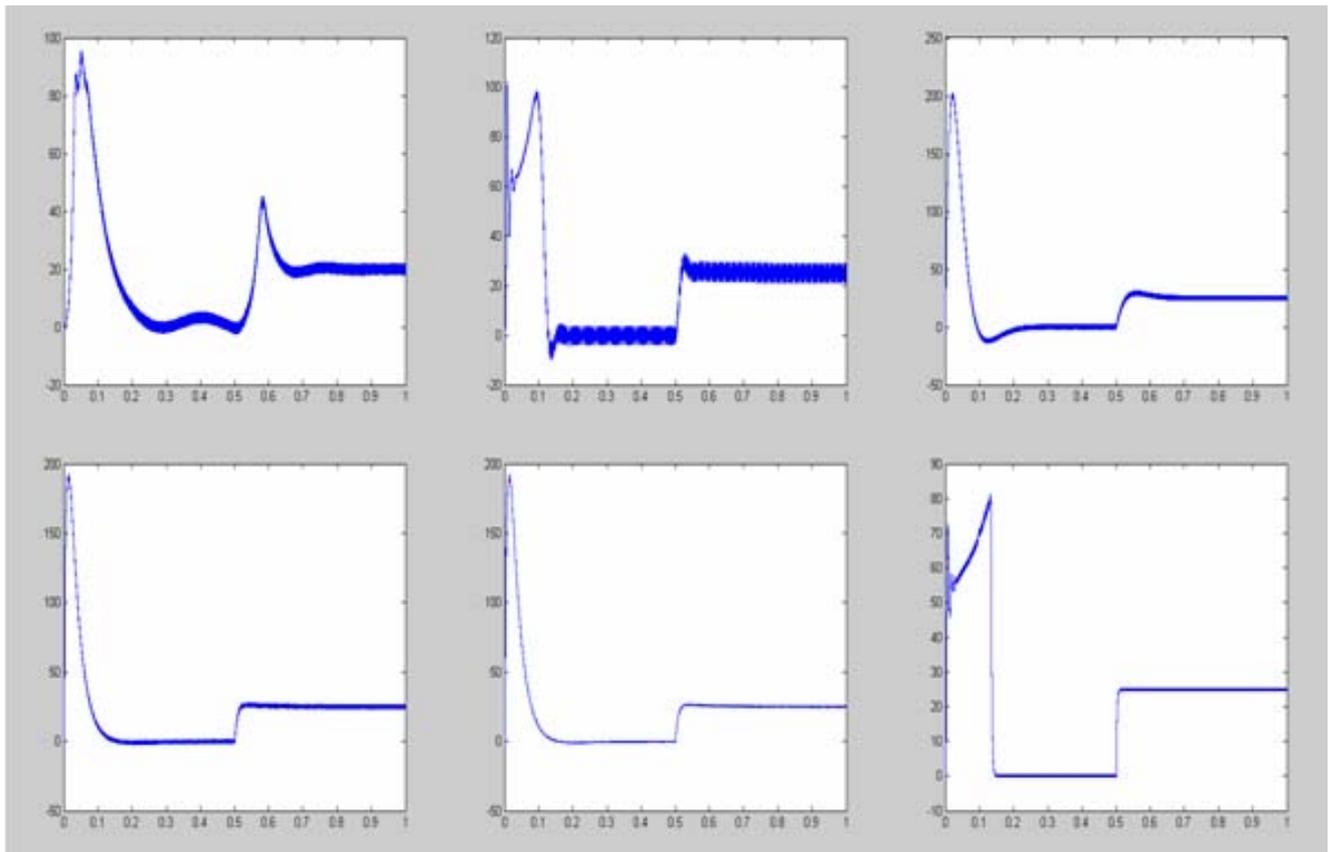


Fig.IV.9 Evolution du couple : CS(i), CS(v), CV(i), CV(MLIS), CV(MLIV), DTC

On remarque que : le pic de couple au démarrage est réduit en DTC par rapport au FOC et au scalaire
le couple présente une dynamique rapide par rapport à celui du FOC et celui du scalaire

Comparaison des vitesses

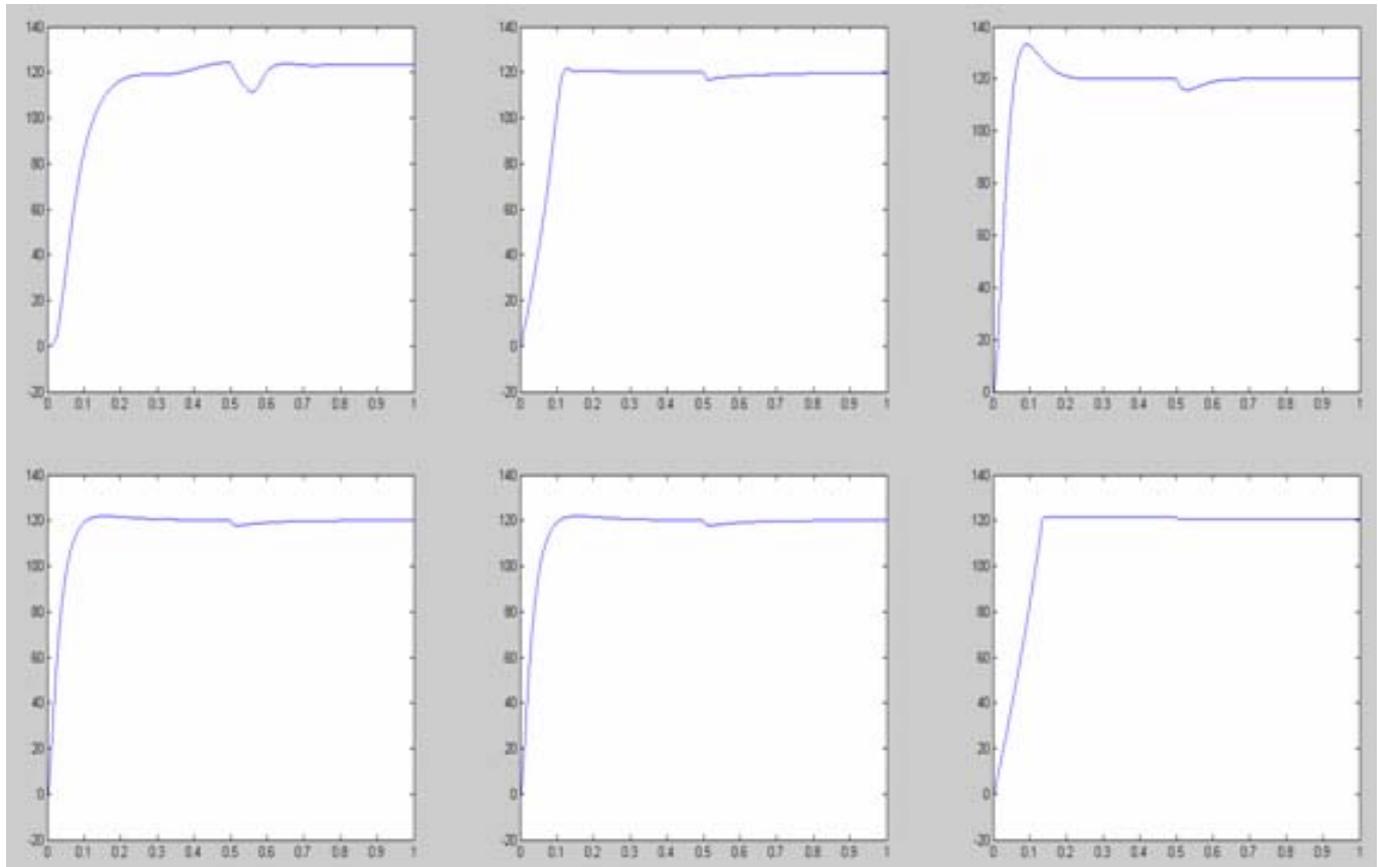


Fig.IV.10. Evolution de la vitesse : **CS(i)**, **CS(v)**, **CV(i)**, **CV(MLIS)**, **CV(MLIV)**, **DTC**

On remarque que: la vitesse présente une dynamique rapide sans dépassement au démarrage par rapport au FOC et au scalaire
la vitesse est moins sensible au DTC par rapport au FOC et au scalaire
lors des variations de la charge.

Comparaison des courants

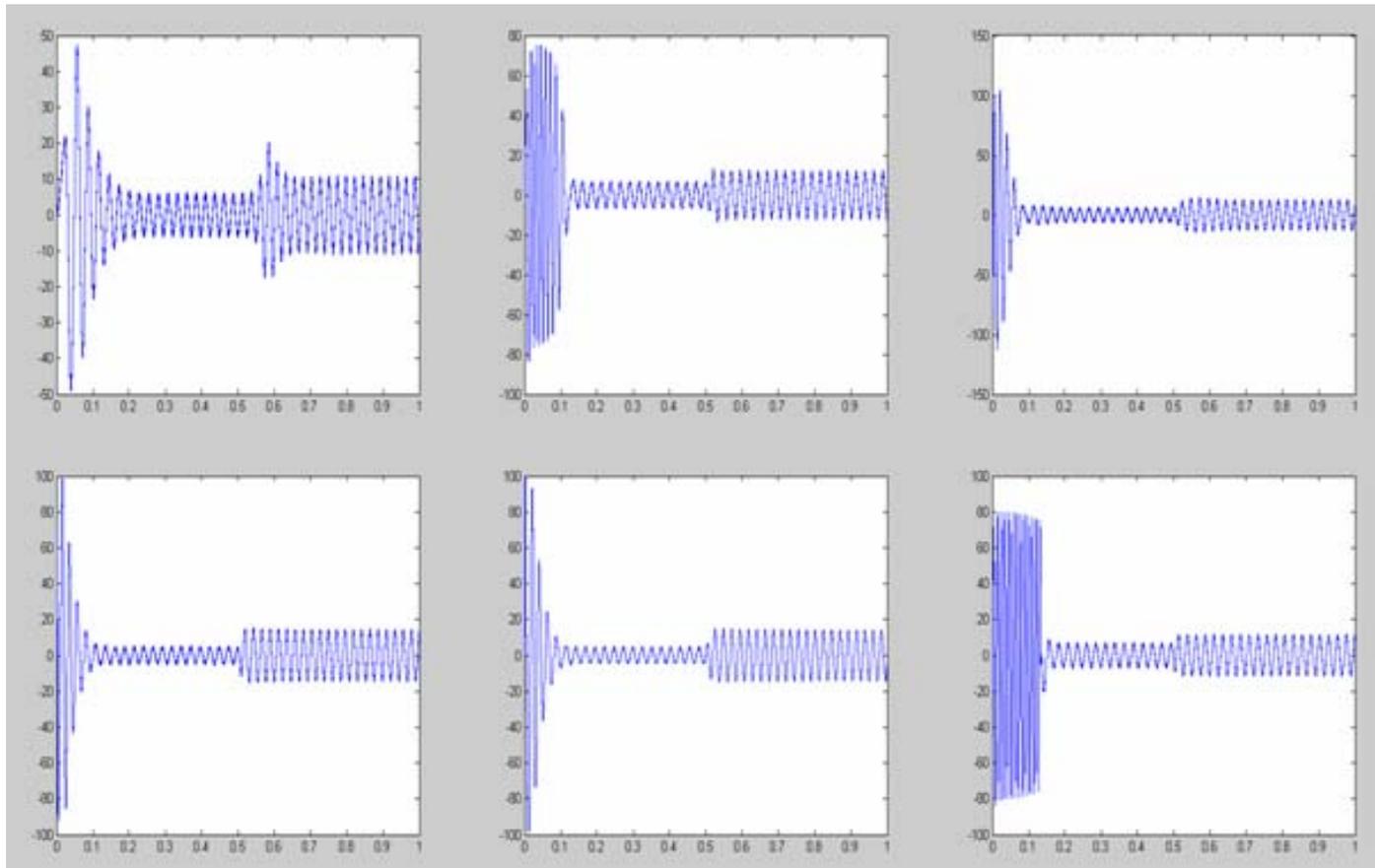


Fig.IV.11. Evolution des flux : $CS(i)$, $CS(v)$, $CV(i)$, $CV(MLIS)$, $CV(MLIV)$, DTC

On remarque que : l'appel de courant au démarrage est réduit au DTC par rapport au FOC et au scalaire mais il présente beaucoup d'oscillations.

à vide le courant est plus réduit au FOC par rapport aux autres stratégies de commande.

le courant est rapidement amortie au FOC par rapport aux autres stratégies de commande.

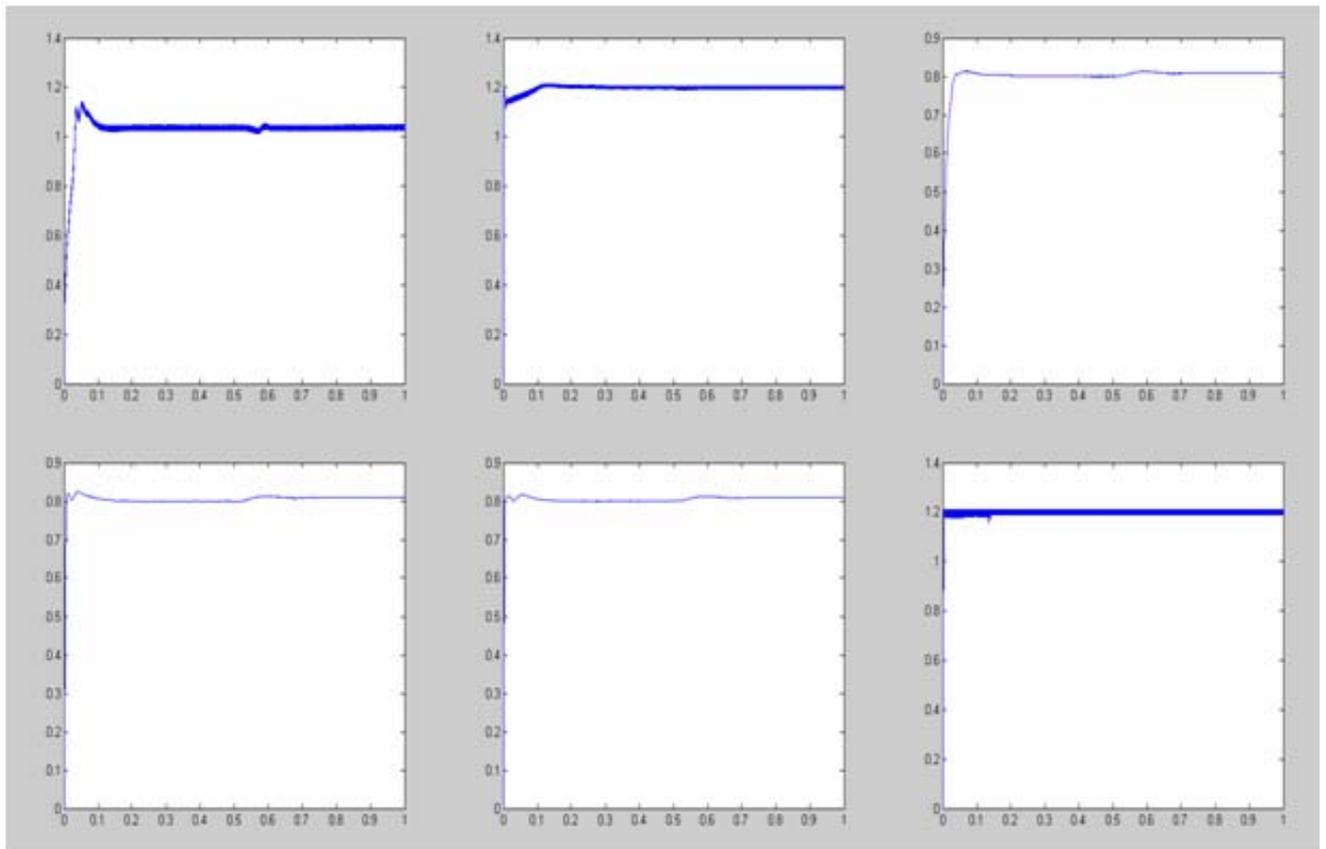
Comparaison des flux

Fig.IV.12. Evolution des flux : **CS(i), CS(v), CV(i), CV(MLIS), CV(MLIV), DTC**

On remarque un établissement presque instantané du flux au DTC qui est insensible aux perturbations de couple et de vitesse. Le contraire au FOC et au scalaire.

IV.11 CONCLUSION

La stratégie de commande directe du couple énoncée par Takahashi est un moyen simple à mettre en œuvre et efficace pour piloter une machine asynchrone.

Les grandeurs flux statorique et couple électromagnétique sont calculés uniquement à partir des seules grandeurs liées au stator sans l'intervention de capteur mécanique. De plus, cette commande ne nécessite pas l'application d'une commande à modulation de largeur d'impulsion (MLI) sur l'onduleur, ce qui améliore nettement les grandeurs contrôlées. De même, il n'est pas nécessaire de connaître la position angulaire du rotor car seule la position du flux statorique est utilisée.

La DTC présente un temps de réponse en couple et en vitesse réduit.

Cette stratégie présente aussi l'avantage d'être robuste vis-à-vis les variations des paramètres rotoriques et la possibilité d'imposer directement l'amplitude des ondulations du couple et du flux.

Par contre, cette stratégie présente l'inconvénient majeur de l'absence de maîtrise de la fréquence de commutation de l'onduleur.

IV.12 CONCLUSION GENERALE ET PERESPEVTIVES

On a présenté dans le premier chapitre la machine asynchrone et sa modélisation, en mettant en exergue la complexité et la non linéarité du modèle. Par la suite, et en se basant sur un ensemble d'hypothèses, le modèle du machine asynchrone dans le repère de Park a été établi dans le but de linéariser le système et faciliter l'étude. Puis, on a abordé dans le deuxième chapitre la modélisation du convertisseur de fréquence (onduleur de tension). Le principe de fonctionnement et de commande de l'onduleur de tension triphasé a été présenté en donnant les principes des techniques MLI les plus utilisées.

Dans le troisième chapitre on a abordé les différentes techniques de commande de la machine asynchrone et on a conclut les contraintes et les limitations de chaque stratégie.

La commande vectorielle, bien qu'elle présente des performances dynamiques et statiques élevées, elle présente l'inconvénient d'être affecté par les variations paramétriques dues à la température et la saturation des circuits magnétiques ce qui conduit les chercheurs à s'intéresser à d'autres solutions pour commander directement le couple.

C'est la stratégie à laquelle est consacré le reste de ce mémoire à savoir la commande directe du flux et du couple (DTC).

Cette stratégie bien qu'elle présente beaucoup d'avantages, elle présente des inconvénients à savoir :

- Non maîtrise de la fréquence de commutation de l'onduleur
- Fréquence d'échantillonnage élevée
- Facteur de distorsion du courant statorique élevé
- Sensibilité aux variations de la résistance statorique

PERESPECTIVES

Pour la continuité de ce travail, il est judicieux d'orienter des travaux pour surmonter les inconvénients de cette stratégie à savoir :

- Estimation de la résistance statorique
- Améliorer cette stratégie par imposition de la fréquence de commutation de l'onduleur

ANNEXE

Paramètres du moteur utilisé

Symboles	Description	Valeurs	Unités
R_s	Résistance statorique	1.2	Ω
R_r	Résistance rotorique	1.8	Ω
L_s	Inductance statorique	0.1554	H
L_r	Inductance rotorique	0.1568	H
L_m	Inductance mutuelle	0.15	H
J	Inertie du moteur	0.071	$KG.M^2$
f	Coefficient de frottement	0.0001	N.m/rad/sec
p	Nombre de paires de pôles	2	
p_n	Puissance nominale	4	kW
Ω_n	Vitesse nominale	150	Rad/sec
C_{en}	Couple électromagnétique nominale	25	N.m
I_n	Courant nominale	15	A
V_{ef}	Tension efficace simple	220	V

Références bibliographiques

- [1] Guy grelllet, Guy clerc « Actionneurs électriques » 2^{ème} édition 2000
- [2] Carlos Canudas de Wit « Modélisation contrôle vectoriel et DTC » 2000
- [3] K. Kouzi « Commande vectorielle d'un moteur à induction sans capteur de vitesse » mémoire de magister université de batna 2000
- [4] Bimal K. Bose « Modern Power Electronics and AC Drives » 2002
- [5] P. Brunet « Introduction à la commande vectorielle »
- [6] M. Pinard « Commande électronique des machines électriques » 2004
- [7] L. Baghli « Modélisation et commande de la machine asynchrone » 2004
- [8] Bernard de Fornel « Techniques de l'ingénieur » D3 623
- [9] M. Ghanes « Observation et commande de la machine asynchrone sans capteur mécanique » Thèse de doctorat université de Nantes 2005
- [10] F. Brichant « Electronique de puissance »
- [11] H. Tamrabet « Robustesse d'un contrôle vectoriel de structure minimal
- [12] Le magazine Schneider de l'enseignement technologique et professionnel
« Intersection » juin 1998
- [13] A. Ameer « commande sans capteur de vitesse par DTC d'une machine synchrone à aimants permanents dotée d'un observateur d'ordre complet à mode glissants » université de Batna 2005
- [14] Guy Séguier « Electronique de puissance. Les fonctions de base et leurs principales applications » 7^e édition 1999
- [15] M.G. Jayne « New Direct torque Control scheme » EPE 2005