

III-1 Introduction :

Dans ce chapitre nous allons présenter une méthode modifiée du contrôle direct du couple pour le moteur à induction. Cette commande diffère de la commande DTC classique par l'utilisation d'une modulation vectorielle qui assure ainsi un fonctionnement à fréquence de modulation constante pour le convertisseur.

Deux approches sont étudiées et simulées dans ce chapitre pour minimiser les oscillations du couple et du flux à savoir :

- L'utilisation d'un algorithme pour lequel le couple et le flux sont régulés chacun par un régulateur **PI**, où la table de vérité et les hystérésis sont éliminées.
- L'utilisation d'un algorithme qui sert à l'estimation du flux du rotor et le contrôle de l'angle de charge par un régulateur **PI**.

III. 2 La modulation vectorielle

III. 2.1 Principe de la MLI vectorielle :

Le principe de la MLI vectorielle (SVM) consiste à reconstruire le vecteur de tension $\vec{V}_{s\ ref}$ à partir de huit vecteurs de tension. Chacun de ces vecteurs correspond à une combinaison des états des interrupteurs d'un onduleur de tension triphasé.

Un vecteur de tension de référence $\vec{V}_{s\ ref}$ est calculé globalement et approximé sur une période de modulation T_s par un vecteur de tension moyen $\vec{V}_{s\ moy}$. Ce dernier est élaboré par l'application des vecteurs tensions adjacents et des vecteurs nuls V_0 et V_7 .

La machine a été modélisée à partir des tensions simples V_{an} , V_{bn} et V_{cn} . L'onduleur est commandé à partir des grandeurs logiques S_j . Les tensions de sortie de l'onduleur s'expriment comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} = U_{dc} \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} & \frac{2}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (\text{III-1})$$

Appliquons la transformation triphasé/biphasé respectant le transfert de puissance :

$$\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{an} \\ V_{bn} \\ V_{cn} \end{bmatrix} \quad (\text{III-2})$$

Une analyse combinatoire de tous les états possibles des interrupteurs de l'onduleur permet de calculer les composantes du vecteur de tension $\begin{bmatrix} V_{s\alpha} \\ V_{s\beta} \end{bmatrix}$. Nous pouvons donc dresser un tableau, qui synthétise les différents états de l'onduleur Tab (III-1) :

Vecteur	Etats des grandeurs booléennes de commande			Tensions simples			Tensions biphasées		Vecteur \bar{V}_i
	S_a	S_b	S_c	V_{sa}	V_{sb}	V_{sc}	$V_{s\alpha}$	$V_{s\beta}$	
V_0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
V_5	0	0	1	$-\frac{U_{dc}}{3}$	$-\frac{U_{dc}}{3}$	$2\frac{U_{dc}}{3}$	$-\sqrt{\frac{1}{6}}U_{dc}$	$-\sqrt{\frac{1}{2}}U_{dc}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}U_{dc}e^{j\frac{4\pi}{3}}$
V_3	0	1	0	$-\frac{U_{dc}}{3}$	$2\frac{U_{dc}}{3}$	$-\frac{U_{dc}}{3}$	$-\sqrt{\frac{1}{6}}U_{dc}$	$\sqrt{\frac{1}{2}}U_{dc}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}U_{dc}e^{j\frac{2\pi}{3}}$
V_4	0	1	1	$-\frac{2U_{dc}}{3}$	$\frac{U_{dc}}{3}$	$\frac{U_{dc}}{3}$	$-\sqrt{\frac{2}{3}}U_{dc}$	0	$-\sqrt{\frac{2}{3}}U_{dc}$
V_1	1	0	0	$2\frac{U_{dc}}{3}$	$-\frac{U_{dc}}{3}$	$-\frac{U_{dc}}{3}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}U_{dc}$	0	$\sqrt{\frac{2}{3}}U_{dc}$
V_6	1	0	1	$\frac{U_{dc}}{3}$	$-\frac{2U_{dc}}{3}$	$\frac{U_{dc}}{3}$	$\sqrt{\frac{1}{6}}U_{dc}$	$-\sqrt{\frac{1}{2}}U_{dc}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}U_{dc}e^{j\frac{5\pi}{3}}$
V_2	1	1	0	$\frac{U_{dc}}{3}$	$\frac{U_{dc}}{3}$	$-\frac{2U_{dc}}{3}$	$\sqrt{\frac{1}{6}}U_{dc}$	$\sqrt{\frac{1}{2}}U_{dc}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}U_{dc}e^{j\frac{\pi}{3}}$
V_7	1	1	1	0	0	0	0	0	0

Tab.III-1 Tensions simples, et biphasées

Les huit vecteurs de tensions redéfinies par la combinaison des interrupteurs sont représentés dans le plan (α, β) par la figure (III-1):

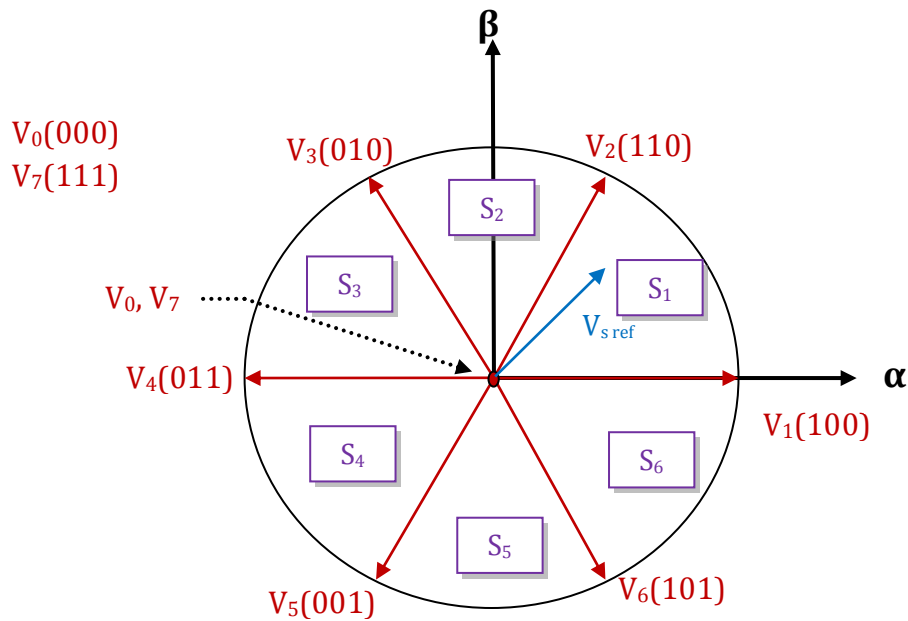


Fig. III-1 représentation des vecteurs de tensions dans le repère (α , β)

La figure (III-2) représente le cas où le vecteur de référence se trouve dans le secteur **1** et les vecteurs adjacents sont représentés par V_1 et V_2 . La MLI vectorielle consiste à projeter le vecteur de tension statorique de référence $\vec{V}_{s\text{ref}}$ désiré sur les deux vecteurs de tensions adjacents correspondants V_1 et V_2 . Si nous notons par T_1 et T_2 les deux temps d'application de ces vecteurs, T_0 le temps d'application des vecteurs nuls, leur somme doit être inférieure à la période T_s de commutation de l'onduleur.

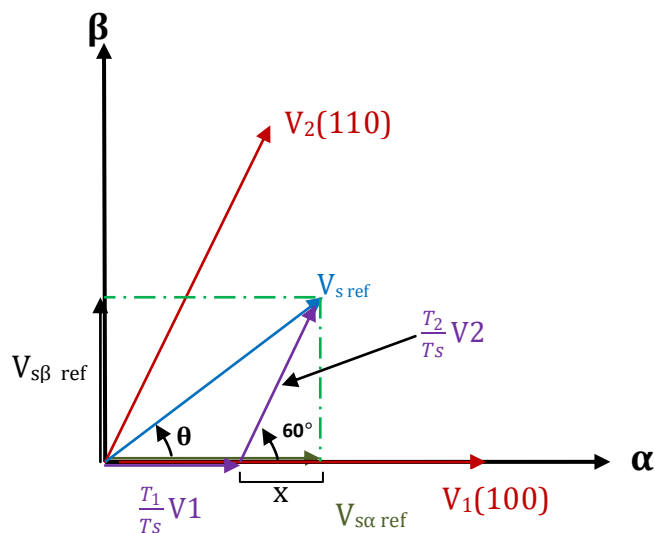


Fig.III-2 Décomposition d'un vecteur de tension de référence $\vec{V}_{s\text{ref}}$

$$\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} \overline{V_{s\ ref}} dt = \frac{1}{T_s} \left(\int_0^{T_1} \overline{V_1} dt + \int_{T_1}^{T_1+T_2} \overline{V_2} dt + \int_{T_1+T_2}^{T_s} \overline{V_0} dt \right) \quad (\text{III-3})$$

$$\overline{V_{s\ ref}} = \frac{T_1}{T_s} \overline{V_1} + \frac{T_2}{T_s} \overline{V_2} + \frac{T_0}{T_s} \overline{V_0} \quad (\text{III-4})$$

$$T_s = T_1 + T_2 + T_0 \quad (\text{III-5})$$

En supposant qu'initialement, le vecteur $\overline{V_{s\ ref}}$ coïncide avec le vecteur $\overline{V_1}$, deux séquences sont active. la séquence qui correspond au vecteur $\overline{V_1}$ est appliquée durant la durée T_1 et la séquence de roue-libre est appliquée durant la durée T_0 . La séquence qui correspond au vecteur $\overline{V_2}$ est inactive car la durée T_2 est nulle. Au fur et à mesure que le vecteur $\overline{V_{s\ ref}}$ s'éloigne du vecteur $\overline{V_1}$ et en s'approche du vecteur $\overline{V_2}$, T_1 diminue et T_2 augmente. Quand le vecteur $\overline{V_{s\ ref}}$ atteint le vecteur $\overline{V_2}$, T_1 sera nul et T_2 sera maximale.

III-3 les étapes de la réalisation d'une MLI vectorielle :

III-3-1 Détermination des secteurs :

Le secteur est déterminé selon la position du vecteur $V_{s\ ref}$ dans le plan (α, β) , tel que cette position présente la phase θ de ce vecteur définie par:

$$\theta = \arctan\left(\frac{V_{s\beta\ ref}}{V_{s\alpha\ ref}}\right) \quad (\text{III-6})$$

III-3-2 calcul des variables X, Y et Z:

La détermination des périodes adjacent T_1 et T_2 est donnée par une simple projection sur la figure (III-2):

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{s\alpha\ ref} = \frac{T_1}{T_s} |\overline{V_1}| + x \\ V_{s\beta\ ref} = \frac{T_2}{T_s} |\overline{V_2}| \sin(60^\circ) \\ x = \frac{V_{s\beta\ ref}}{\text{tg}(60^\circ)} \end{array} \right. \Rightarrow \left\{ \begin{array}{l} T_1 = \frac{T_s}{2U_{dc}} (\sqrt{6}V_{s\alpha\ ref} - \sqrt{2}V_{s\beta\ ref}) \\ T_2 = \frac{T_s\sqrt{2}}{U_{dc}} V_{s\beta\ ref} \end{array} \right. \quad (\text{III-7})$$

Le tableau ci-dessous montre les différents temps d'application des vecteurs d'états pour les différents secteurs (S_1 à S_6).

Secteur 1	Secteur 2	Secteur 3
$T_1 = \frac{T_s}{2U_{dc}} (\sqrt{6}V_{s\alpha ref} - \sqrt{2}V_{s\beta ref})$ $T_2 = \frac{T_s \sqrt{2}}{U_{dc}} V_{s\beta ref}$ $T_0 = T_s - T_1 - T_2$	$T_2 = \frac{T_s}{2U_{dc}} (\sqrt{6}V_{s\alpha ref} + \sqrt{2}V_{s\beta ref})$ $T_3 = \frac{T_s}{2U_{dc}} (-\sqrt{6}V_{s\alpha ref} + \sqrt{2}V_{s\beta ref})$ $T_0 = T_s - T_2 - T_3$	$T_3 = \frac{T_s}{U_{dc}} (\sqrt{2}V_{s\beta ref})$ $T_4 = -\frac{T_s}{2U_{dc}} (\sqrt{6}V_{s\alpha ref} + \sqrt{2}V_{s\beta ref})$ $T_0 = T_s - T_3 - T_4$
Secteur 4	Secteur 5	Secteur 6
$T_4 = \frac{T_s}{2U_{dc}} (-\sqrt{6}V_{s\alpha ref} + \sqrt{2}V_{s\beta ref})$ $T_5 = -\frac{T_s}{U_{dc}} (\sqrt{2}V_{s\beta ref})$ $T_0 = T_s - T_4 - T_5$	$T_5 = -\frac{T_s}{2U_{dc}} (\sqrt{6}V_{s\alpha ref} + \sqrt{2}V_{s\beta ref})$ $T_6 = \frac{T_s}{2U_{dc}} (-\sqrt{6}V_{s\alpha ref} - \sqrt{2}V_{s\beta ref})$ $T_0 = T_s - T_5 - T_6$	$T_6 = -\frac{T_s}{U_{dc}} (\sqrt{2}V_{s\beta ref})$ $T_1 = \frac{T_s}{2U_{dc}} (\sqrt{6}V_{s\alpha ref} + \sqrt{2}V_{s\beta ref})$ $T_0 = T_s - T_6 - T_1$

Tab.III-2 les temps d'application des vecteurs adjacents pour chaque secteur

le temps d'application des vecteurs peut être lié aux variables X, Y, Z suivants [far 10]:

$$\begin{cases} X = \frac{T_s}{U_{dc}} (\sqrt{2}V_{s\beta ref}) \\ Y = \frac{T_s}{2U_{dc}} (\sqrt{6}V_{s\alpha ref} + \sqrt{2}V_{s\beta ref}) \\ Z = \frac{T_s}{2U_{dc}} (-\sqrt{6}V_{s\alpha ref} + \sqrt{2}V_{s\beta ref}) \end{cases} \quad \text{(III-8)}$$

Les durées T_i et T_{i+1} d'application des vecteurs adjacents pour chaque secteur à partir des valeurs X, Y et Z sont tabulés ci-après [far 10]:

Secteur	1	2	3	4	5	6
T_i	-Z	Y	X	Z	-Y	-X
T_{i+1}	X	Z	-Y	-X	-Z	Y

Tab.III-3 calcul des temps d'application des vecteurs non nuls

III-3-3 Génération des signaux modulateurs $T_{aon}, T_{bon}, T_{con}$:

Les durées relatives d'application de vecteur $V_{s ref}$ ne sont pas directement exploitables pour piloter l'onduleur, il est plus pratique de considérer les durées relatives $T_{aon}, T_{bon}, T_{con}$ (rapports cycliques) pendant lesquelles les grandeurs booléennes de commande S_a, S_b et S_c sont égales à 1 sur une période d'échantillonnage.

Les trois rapports cycliques nécessaires pour chaque secteur sont :

$$\left\{ \begin{array}{l} T_{aon} = \frac{T_S - T_i - T_{i+1}}{2} \\ T_{bon} = T_{aon} + T_i \\ T_{con} = T_{bon} + T_{i+1} \end{array} \right. \quad (III-9)$$

III-3-4 Génération des séries d'impulsions S_a, S_b, S_c :

La détermination des signaux de commande (S_a, S_b, S_c) en fonction des signaux modulateurs est donnée par le tableau suivant [raf 07] :

Secteur	1	2	3	4	5	6
Signaux						
S_a	T_{aon}	T_{bon}	T_{con}	T_{con}	T_{bon}	T_{aon}
S_b	T_{bon}	T_{aon}	T_{aon}	T_{bon}	T_{con}	T_{con}
S_c	T_{con}	T_{con}	T_{bon}	T_{aon}	T_{aon}	T_{bon}

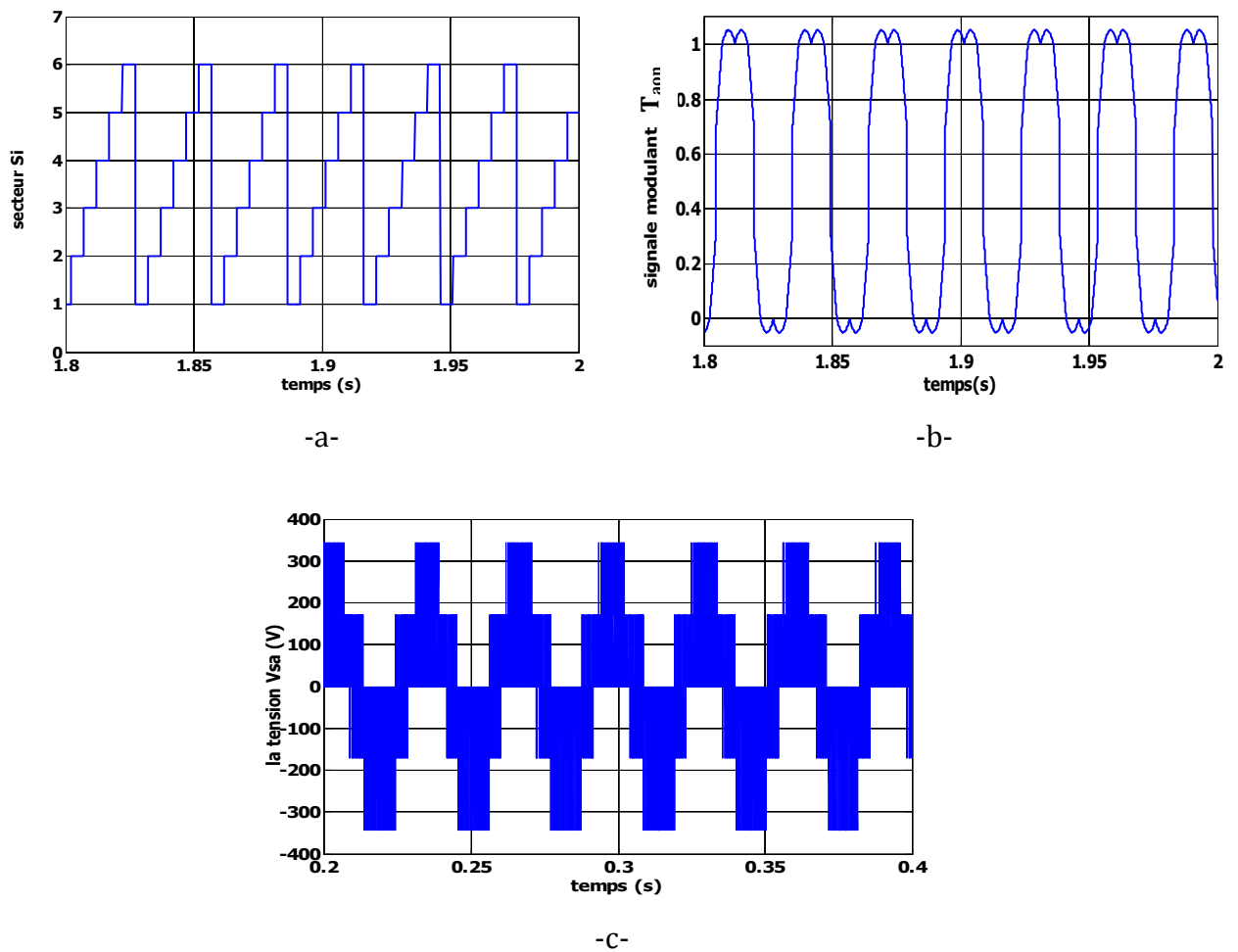
Tab .III-4 signaux de commande des interrupteurs de l'onduleur

III-3-5 Avantages de la modulation vectorielle :

Les avantages de la MLI vectorielle vis-à-vis la MLI sinusoïdale sont comme suit:

- La MLI vectorielle offre comme principal avantage de minimiser les harmoniques de tension et d'augmenter le rendement de l'onduleur de 15% par rapport à la MLI sinusoïdale [EL A 05].
- Seulement un vecteur tension de référence est commandé pour générer trois ondes sinusoïdales.
- La flexibilité de sélectionner les états inactifs, et leurs distributions sur une période d'échantillonnage nous donnent deux degrés de liberté.
- Comme le vecteur tension de référence est une quantité à deux dimensions ($V_{sa\ ref}$ et $V_{s\beta\ ref}$), il est faisable d'implanter la MLI vectorielle avec les techniques de commande vectorielle avancées des machines à courant alternatif.

III-3-6 simulation de l'algorithme MLI vectorielle :



(a):Secteur ;(b):allure de signale modulant T_{aon} ;(c):la tension V_{sa}

Fig.III-3 Résultats de simulation de l'algorithme MLI vectorielle

III.4 la commande DTC-SVM basée sur des régulateurs PI :

Cette méthode proposée conserve l'idée de base de la méthode DTC. Pour cela, la technique d'orientation du flux statorique est utilisée. Ainsi, les tensions de commande peuvent être générées par des régulateurs PI et imposées par la technique SVM. En outre l'estimation du couple et du flux est basée sur le modèle en tension.

Cette structure de commande possède les avantages du contrôle vectoriel et du contrôle direct du couple et permet de surpasser les problèmes de la DTC classique. Les régulateurs PI et la technique de modulation vectorielle sont employés pour obtenir une fréquence de commutation fixe et moins de pulsations de couple et de flux. L'efficacité de l'approche proposée est montrée par les résultats de simulation.

Le schéma bloc de la structure de contrôle est illustré par la figure (III-4). Deux régulateurs PI sont utilisés pour réguler le flux et le couple.

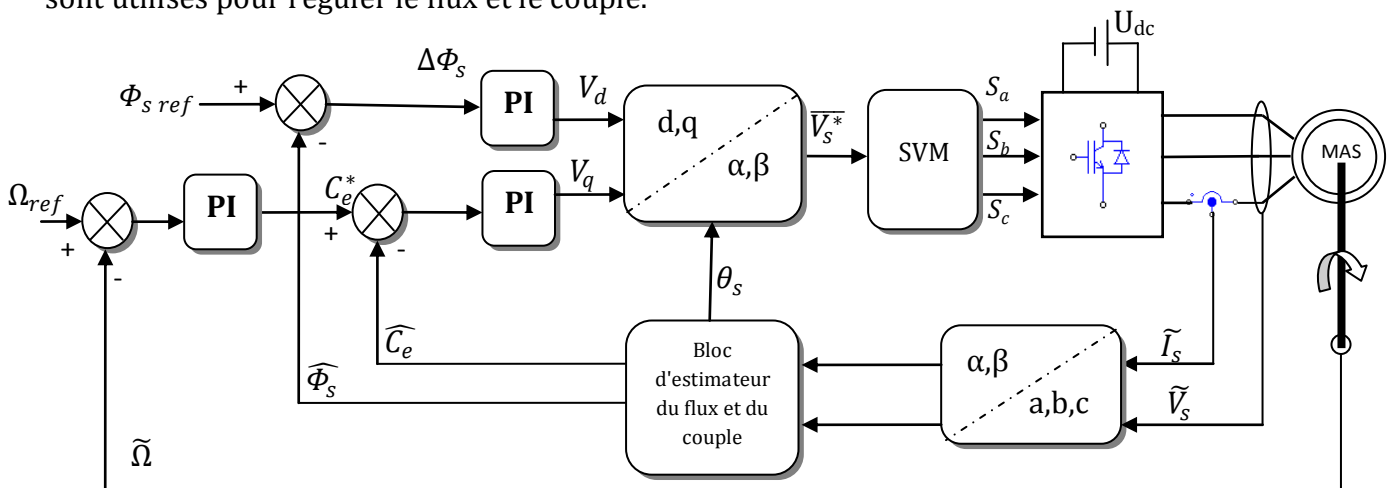


Fig.III-4 Schéma de la commande DTC-SVM de la machine à induction basé sur des régulateurs PI

III-4 -1 stratégie de la structure :

III-4-1-1 Modèle de la machine en vue de la commande:

Parmi les différentes formes de modèles utilisées pour représenter la machine asynchrone, celle qui utilise les courants statoriques et les flux statoriques et la vitesse de rotation, comme variables d'état et les tensions (V_{sd} , V_{sq}) comme variables de commande. Ce modèle est présenté dans le référentiel (d, q), lié au champ tournant. Ce modèle est exprimé par le système d'équations suivant:

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s \cdot I_{ds} + \frac{d\Phi_{ds}}{dt} - \omega_s \cdot \Phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s \cdot I_{qs} + \frac{d\Phi_{qs}}{dt} + \omega_s \cdot \Phi_{ds} \\ V_{dr} = 0 = R_r \cdot I_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - (\omega_s - p\Omega) \cdot \Phi_{qr} \\ V_{qr} = 0 = R_r \cdot I_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + (\omega_s - p\Omega) \cdot \Phi_{dr} \end{cases} \quad (\text{III-10})$$

De plus les composantes des flux statoriques et rotoriques sont exprimées par :

$$\begin{cases} \Phi_{ds} = L_s \cdot I_{ds} + L_m \cdot I_{dr} \\ \Phi_{qs} = L_s \cdot I_{qs} + L_m \cdot I_{qr} \\ \Phi_{dr} = L_r \cdot I_{dr} + L_m \cdot I_{ds} \\ \Phi_{qr} = L_r \cdot I_{qr} + L_m \cdot I_{qs} \end{cases} \quad (\text{III-11})$$

Par ailleurs l'équation mécanique de la machine est donnée par :

$$j \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega = C_e - C_r \quad (\text{III-12})$$

L'équation du couple électromagnétique peut être exprimée en fonction des courants statoriques et du flux statorique comme suit:

$$C_e = P \cdot (\Phi_{ds} \cdot I_{qs} - \Phi_{qs} \cdot I_{ds}) \quad (\text{III-13})$$

III-4-1-2 Contrôle du flux statorique:

Dans le cas de l'orientation du flux statorique dans le référentiel (d, q) figure (III-5), c'est à dire que l'axe **d** soit confondu avec la direction du vecteur flux statorique Φ_s .

La composante d'axe **d** du courant statorique I_{sd} est alors directement proportionnelle à l'amplitude du flux statorique. En régulant et en maintenant constante l'amplitude de la composante du courant statorique I_{sd} , nous obtenons ainsi le découplage entre la commande du couple et celle du flux de la machine .

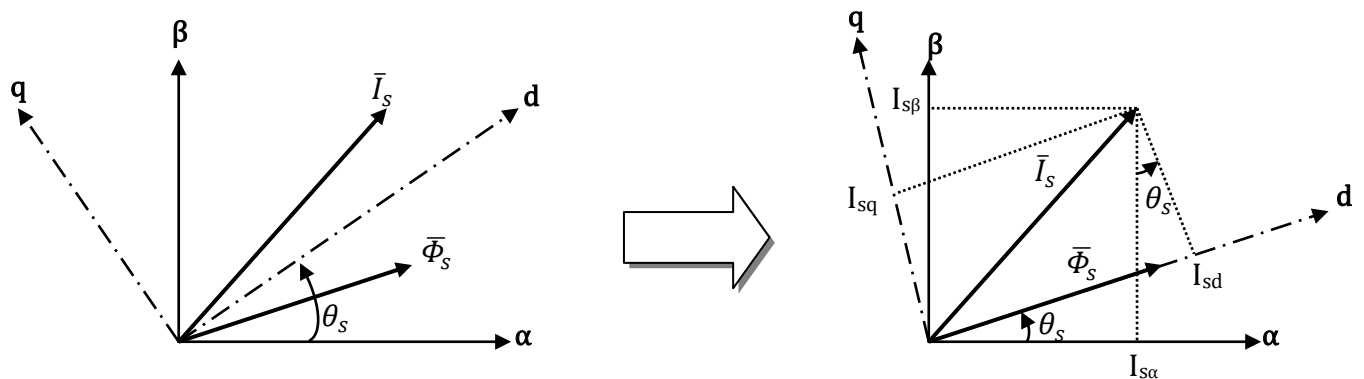


Fig. III-5 Représentation vectorielle de la stratégie d'orientation de flux statorique.

A partir du modèle de la machine développé précédemment, nous en déduisons une expression du vecteur flux statorique. Donc, si le flux statorique est orienté sur l'axe d on a

donc :

$$\Phi_{sd} = \Phi_s \quad \text{et} \quad \Phi_{sq} = 0 \quad (\text{III-14})$$

Alors (III-10) deviennent:

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s \cdot I_{ds} + \frac{d\Phi_s}{dt} \\ V_{qs} = R_s \cdot I_{qs} + \omega_s \cdot \Phi_s \\ V_{dr} = 0 = R_r \cdot I_{dr} + \frac{d\Phi_{dr}}{dt} - (\omega_s - p\Omega) \cdot \Phi_{qr} \\ V_{qr} = 0 = R_r \cdot I_{qr} + \frac{d\Phi_{qr}}{dt} + (\omega_s - p\Omega) \cdot \Phi_{dr} \end{cases} \quad (\text{III-15})$$

Le couple devient :

$$C_e = P \cdot \Phi_s \cdot I_{qs} \quad (\text{III-16})$$

Avec la loi d'autopilotage :

$$\omega_s = \omega_r + p\Omega \quad (\text{III-17})$$

Les courants et les flux rotoriques peuvent être exprimés, en fonction des courants statoriques par :

$$\begin{cases} I_{dr} = \frac{1}{L_m} (\Phi_s - L_s I_{ds}) \\ I_{qr} = -\frac{L_s}{L_m} I_{qs} \end{cases} \quad (\text{III-18})$$

$$\begin{cases} \Phi_{dr} = \frac{L_r}{L_m} (\Phi_s - \sigma L_s I_{ds}) \\ \Phi_{qr} = -\frac{\sigma L_s L_r}{L_m} I_{qs} \end{cases} \quad (\text{III-19})$$

En substituant (III-18), (III-19) dans (III-15), et en tenant compte de la transformée de Laplace, on a :

$$\Phi_s = \left((1 + \sigma t_r s) I_{ds} + \sigma t_r I_{qs} \omega_r \right) \frac{L_s}{1 + \sigma t_r s} \quad (\text{III-20})$$

$$I_{qs} = \left(\frac{1}{L_s} \Phi_s - \sigma I_{ds} \right) \frac{t_r \omega_r}{1 + \sigma t_r s} \quad (\text{III-21})$$

Avec : $t_r = \frac{L_r}{R_r}$, $t_s = \frac{L_s}{R_s}$ les constantes de temps statorique et rotorique.

En exprimant la composante d du courant statorique en fonction de la composante q et du flux statorique, les tensions statorique s'expriment comme suit:

$$V_{ds} = \frac{\Phi_s}{G_{\Phi_s}} + E_d$$

$$V_{qs} \approx \omega_s \cdot \Phi_s \quad (\text{III-22})$$

Avec :

$$G_{\Phi_s} = \frac{t_s(1+\sigma t_r s)}{1+(t_r+t_s)s+\sigma t_r t_s s^2} \quad (\text{III-23})$$

$$E_d = -\frac{\sigma R_s t_r}{1+\sigma t_r s} I_{qs} \omega_r \quad (\text{III-24})$$

Donc le flux statorique peut être contrôlé par la composante d de la tension statorique. La figure (III-6) montre la relation entre Φ_s et V_{sd} ; un système équivalent du second ordre avec une perturbation E_d . Un régulateur PI peut être utilisé pour obtenir les performances désirées et maintenir le flux statorique à sa valeur de référence $\Phi_{s\text{ref}}$.

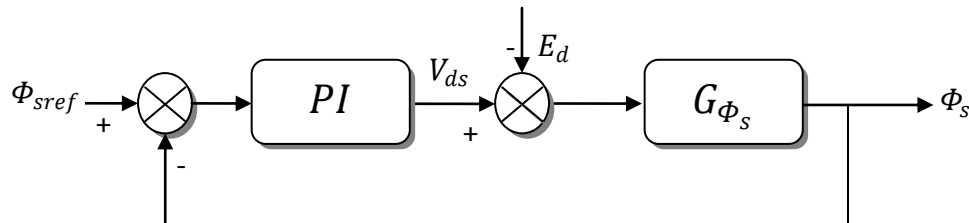


Fig. III-6 Schéma fonctionnel de la régulation du flux

III-4-1-3 calcule les paramètres de PI de la régulation du flux :

La fonction de transfert du PI est donnée par :

$$C(s) = K_{pf} + \frac{K_{if}}{s} = K_{pf} \left(1 + \frac{1}{\tau_f s} \right) = K_{pf} \frac{(1+\tau_f s)}{\tau_f s} \quad (\text{III-25})$$

Où K_{pf} , K_{if} désignent respectivement les gains proportionnel et intégral du correcteur, et

$$\tau_f = \frac{K_{pf}}{K_{if}} \quad \text{sa constante de temps.}$$

La fonction de transfert en boucle ouverte est donné par :

$$\begin{aligned} FTBO &= C(s) \cdot G_{\Phi_s} \\ &= K_{pf} \frac{(1+\tau_f s)}{\tau_f s} \cdot \frac{t_s(1+\sigma t_r s)}{1+(t_r+t_s)s+\sigma t_r t_s s^2} \end{aligned} \quad (\text{III-26})$$

A partir de l'instruction "roots" en Matlab, on peut trouver les racines de polynôme

$1 + (t_r + t_s)s + \sigma t_r t_s s^2$ comme suit:

```

p=[(sigma*tr*ts),(tr+ts) , 1];
>> r=roots(p)
r =
-189.5365 ;% (P1=-189.5365)
-3.4407 ;% (P2=-3.4407) pôle dominant à éliminer

```

On peut écrire la relation (III-26) sous forme pôle-zéro comme suit:

$$FTBO = K_{pf} \frac{\left(\frac{1}{\tau_f} + s\right)}{s} \cdot \frac{\sigma t_r t_s \left(\frac{1}{\sigma t_r} + s\right)}{(s-P_1)(s-P_2)} \quad (\text{III-27})$$

Afin d'éliminer le pôle dominant on mettre :

$$(s - P_2) = \left(\frac{1}{\tau_f} + s\right) \quad (\text{III-28})$$

J'aurai :

$$FTBO = \frac{K_{pf}}{s} \cdot \frac{t_s(1+\sigma t_r s)}{(s-P_1)} \quad (\text{III-29})$$

La fonction de transfert en boucle fermé s'écrit :

$$FTBF = \frac{FTBO}{1+FTBO} \quad (\text{III-30})$$

En substituant (III-29) dans (III-30) et après simplification j'aurai :

$$FTBF = \frac{K_{pf} t_s (1 + \sigma t_r s)}{s^2 + (K_{pf} t_s \sigma t_r - P_1) s + K_{pf} t_s} \quad (\text{III-31})$$

Pour commander le système en boucle fermée, il est nécessaire de bien choisir les coefficients K_{pf} et K_{if} , pour cela on utilise la méthode de l'imposition des pôles.

La fonction de transfert standard d'un système du deuxième ordre est caractérisée par :

$$F(s) = \frac{k \omega_n^2}{s^2 + 2\xi \omega_n s + \omega_n^2} \quad (\text{III-32})$$

Par analogie entre les expressions (III-31) et (III-32) en tenant compte l'expression (III-28) on trouve:

$$\begin{cases} (s - P_2) = \left(s + \frac{1}{\tau_f}\right) \\ 2\xi\omega_n = (K_{pf}t_s\sigma t_r - P_1) \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} \frac{1}{\tau_f} = -P_2 \Rightarrow K_{if} = -K_{pf}P_2 \\ K_{pf} = \frac{2\xi\omega_n + P_1}{t_s\sigma t_r} \end{cases} \quad (\text{III-33})$$

Les gains du correcteur sont obtenus pour avoir un temps de réponse minimal tout en assurant l'absence du dépassement. Cette technique concerne l'imposition des valeurs de l'amortissement et de la pulsation ξ et ω_n pour déterminer les coefficients K_{pf} et K_{if} .

$$\text{Pour } \xi = \frac{1}{\sqrt{2}} \text{ et } \omega_n = 100 \text{ rad/s} \quad \text{j'aurai : } \begin{cases} K_{pf} = 6.8236e + 003 \\ K_{if} = 2.3478e + 004 \end{cases}$$

III-4-1-4 Contrôle du couple électromagnétique

A partir des relations (III-20), (III-21), le courant suivant la composante q peut être exprimée par :

$$I_{qs} = \frac{t_r(1-\sigma)}{L_s} \frac{\Phi_s w_r}{(1+\sigma t_r s)^2 + (\sigma t_r w_r s)^2} \quad (\text{III-34})$$

La substitution de (III-34) dans (III-16) donne :

$$C_e = p \frac{t_r(1-\sigma)}{L_s} \frac{\Phi_s^2 w_r}{(1+\sigma t_r s)^2 + (\sigma t_r w_r s)^2} \quad (\text{III-35})$$

Et comme le module de vecteur Φ_s reste constant et égale à sa valeur de référence Φ_s^* , et $\sigma t_r \ll 1$; la relation(III-35) peut simplifier sous formule suivant:

$$C_e = p \frac{t_r(1-\sigma)}{L_s} \frac{\Phi_s^{*2}}{(1+2\sigma t_r s)} (\omega_s - p\Omega) \quad (\text{III-36})$$

Le couple électromagnétique est proportionnel à la pulsation de glissement, ainsi, l'équation (III-36) s'écrit comme suit:

$$C_e = G_{C_e} (\omega_s - p\Omega) \quad (\text{III-37})$$

tel que :

$$G_{C_e} = p \frac{t_r(1-\sigma)}{L_s} \frac{\Phi_s^{*2}}{(1+2\sigma t_r s)} \quad (\text{III-38})$$

Ainsi que le couple peut être contrôlé par la pulsation statorique, la figure (III-7) montre la relation entre C_e et ω_s . Un régulateur PI est utilisé pour obtenir les performances désirées et

maintenir le couple à sa valeur de référence $C_{e\text{ ref}}$.

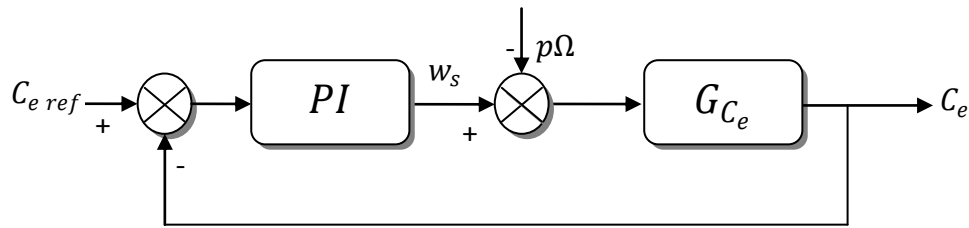


Fig. III-7 Schéma fonctionnel de la régulation de couple.

III-4-1-5 calcul les paramètres de PI, de la régulation du couple :

La fonction de transfert de PI est donnée par :

$$C(s) = K_{pc} + \frac{K_{ic}}{s} = K_{pc} \left(1 + \frac{1}{\tau_c s} \right) = K_{pc} \frac{(1 + \tau_c s)}{\tau_c s} \quad (\text{III-39})$$

Et la fonction de transfert en boucle fermé est donné comme suit :

$$FTBF = \frac{C(s).G_{C_e}}{1 + C(s).G_{C_e}} \quad (\text{III-40})$$

En substituant (III-38) et (III-39) dans (III-40) et après simplification j'aurai :

$$FTBF = \frac{K_{ic} P t_r (1 - \sigma) \Phi_s^2 (1 + \tau_c s)}{2 \sigma t_r L_s s^2 + (K_{ic} \tau_c P t_r (1 - \sigma) \Phi_s^2 + L_s) s + K_{ic} P t_r (1 - \sigma) \Phi_s^2} \quad (\text{III-41})$$

$$= \frac{(1 + \tau_c s)}{\frac{2 \sigma t_r L_s}{K_{ic} P t_r (1 - \sigma) \Phi_s^2} s^2 + \frac{(K_{ic} \tau_c P t_r (1 - \sigma) \Phi_s^2 + L_s)}{K_{ic} P t_r (1 - \sigma) \Phi_s^2} s + 1} \quad (\text{III-42})$$

La FTBF sous forme d'un système du deuxième ordre est caractérisée par :

$$F(s) = \frac{k}{\frac{1}{\omega_n^2} s^2 + \frac{2\xi}{\omega_n} s + 1} \quad (\text{III-43})$$

Par identification des équations (III-42) et (III-43) on trouve :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{1}{\omega_n^2} = \frac{2 \sigma t_r L_s}{K_{ic} P t_r (1 - \sigma) \Phi_s^2} \\ \frac{2\xi}{\omega_n^2} = \frac{(K_{ic} \tau_c P t_r (1 - \sigma) \Phi_s^2 + L_s)}{K_{ic} P t_r (1 - \sigma) \Phi_s^2} \end{array} \right. \Rightarrow \left\{ \begin{array}{l} K_{ic} = \frac{2 \sigma t_r L_s \omega_n^2}{P t_r (1 - \sigma) \Phi_s^2} \\ \tau_c = \frac{K_{pc}}{K_{ic}} = \frac{2\xi}{\omega_n^2} - \frac{L_s}{K_{ic} P t_r (1 - \sigma) \Phi_s^2} \end{array} \right. \quad (\text{III-44})$$

$$\text{Pour } \left\{ \begin{array}{l} \xi = 1 \\ \omega_n = 50 \frac{\text{rad}}{\text{s}} \\ \Phi_s^* = 1.11 \text{ Wb} \end{array} \right. \quad \text{on trouve : } \left\{ \begin{array}{l} K_{ic} = 52.3766 \\ K_{pc} = 1.5746 \end{array} \right.$$

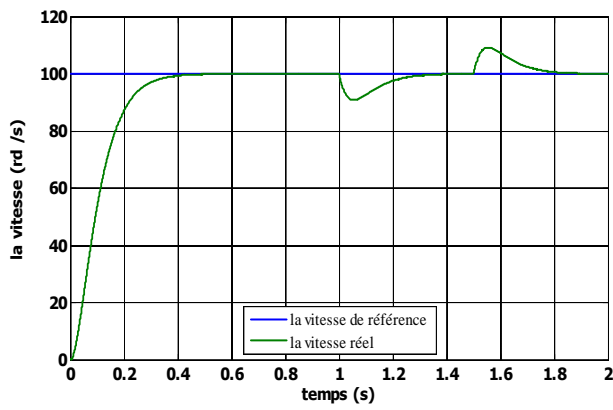
III-5 Test de simulation :

Pour approuver la commande proposée. On a simulé le comportement du système d'entraînement représenté par le schéma bloc de la figure (III-4) pour $\Omega_{ref} = 100rd/s$.

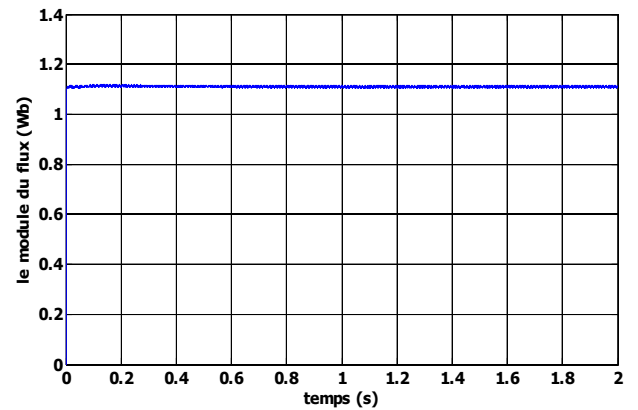
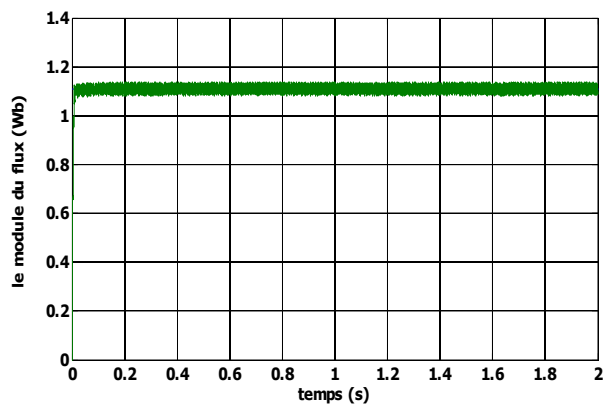
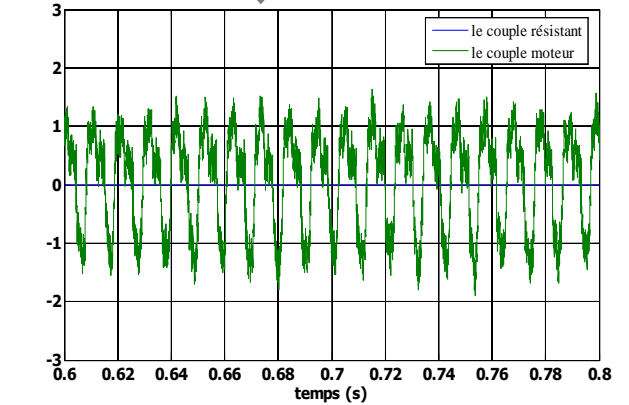
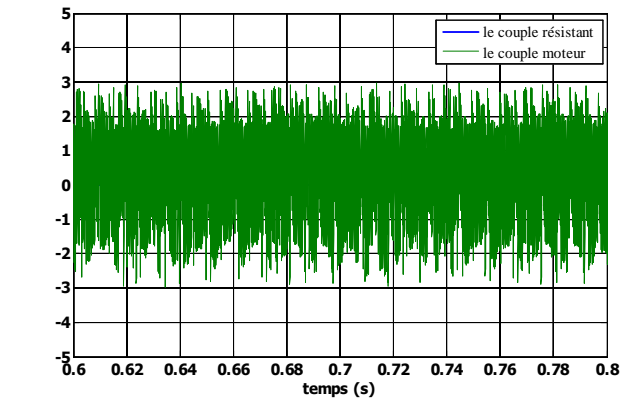
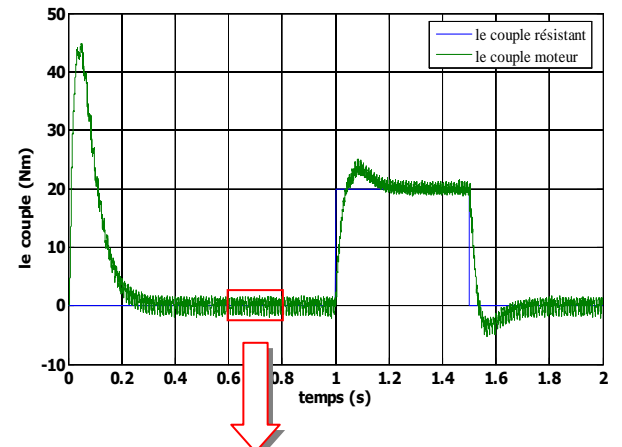
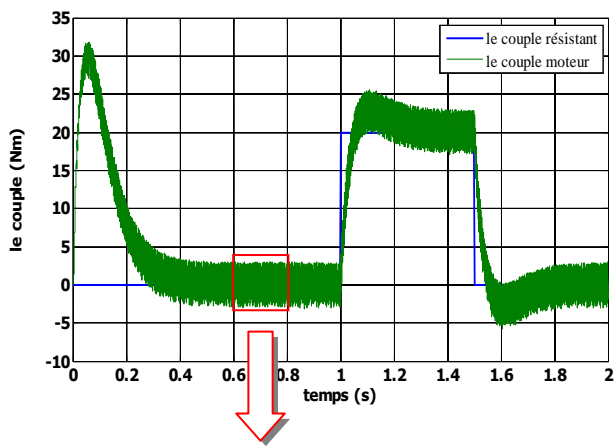
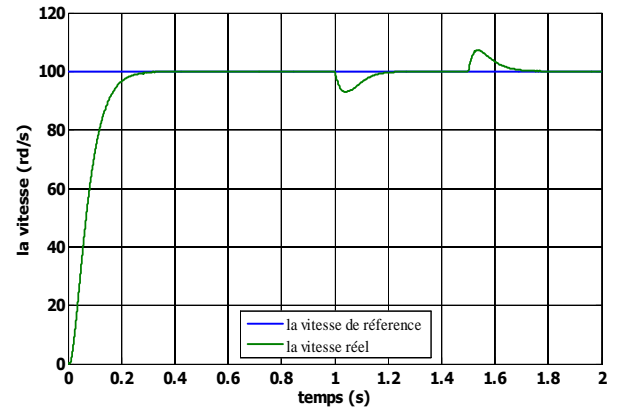
La figure (III-8), illustre les résultats de simulation lors de l'introduction d'un couple de charge après un démarrage à vide. Á l'instant $t=1s$, on applique un couple de charge nominale de $20 Nm$, puis on l'annule à l'instant $t=1.5s$. Ces résultats de simulation sont comparés avec ceux de la DTC classique sous la même période d'échantillonnage.

Le module du flux statorique s'établit rapidement à sa valeur de référence de $1.11Wb$ par rapport à la DTC classique. On constate que la vitesse atteint sa référence $\Omega_{ref} = 100rd/s$ sans dépassement et que les rejets de perturbation dus aux consignes de charges appliqués aux différents instants précités sont éliminés. En effet le couple électromagnétique agit rapidement pour suivre les consignes de charges introduites. Il présente aussi une diminution remarquable de l'amplitude des oscillations par rapport à la DTC classique. La dynamique des composantes du flux statorique n'est pas affectée par l'application de ces consignes de charges. Les résultats de simulation montrent que l'approche analytique proposée pour la conception des régulateur PI du flux et du couple est assez rigoureuse. Les ondulations au niveau du couple, montrent aussi la diminution remarquable de la fréquence de commutation dans la DTC-SVM par rapport à la DTC classique.

-DTC classique-



- DTC-SVM basée sur PI -



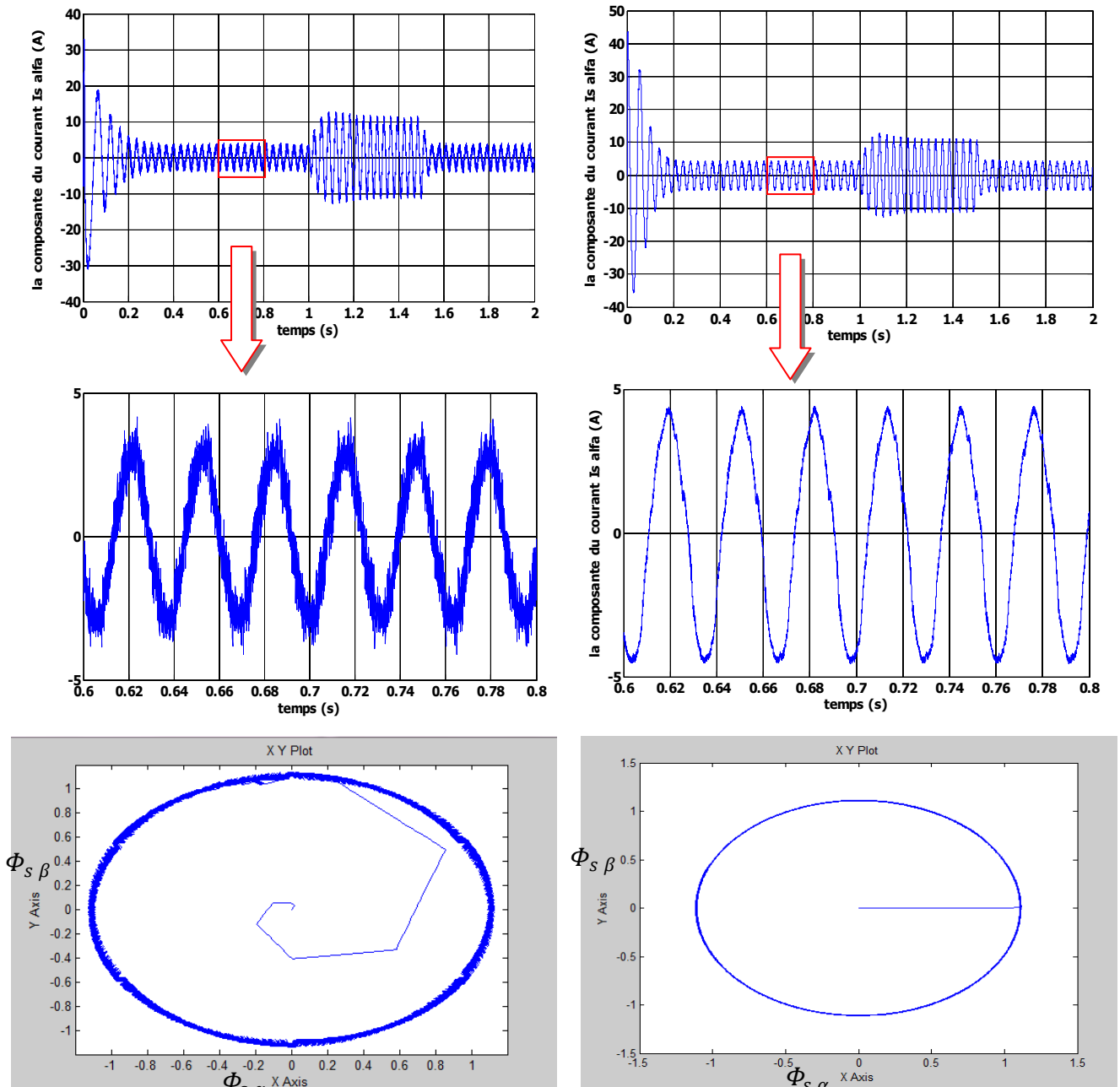


Fig .III-8 résultats de simulation de la DTC-SVM basée sur PI comparées avec DTC classique

III-5 la commande DTC-SVM basée sur le contrôle de l'angle de charge :

La stratégie présentée, utilise un seul régulateur de couple, qui actionne sur l'angle entre le flux du stator et le flux du rotor, connu sous l'angle de charge δ comme indiqué dans la Figure (III-10) et un simple bloc d'estimation de flux du rotor [Jos 04].

On voit dans cette méthode qu'il n'ya pas une transformation de rotation en tête du bloc de la SVM par rapport à la méthode précédente, et qu'on a un seul régulateur PI; ce qui rend

la stratégie de contrôle simple à appliquée.

Le schéma bloc de la structure de contrôle est illustré par La figure (III-9) :

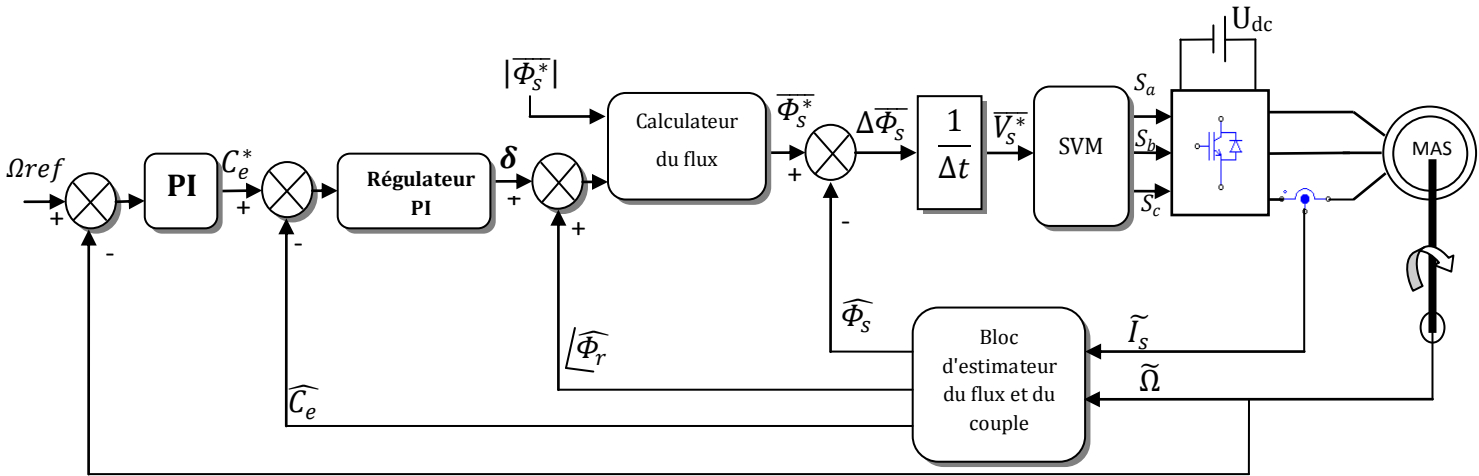


Fig. (III-9) schéma de la commande DTC-SVM basé sur le contrôle de l'angle de charge.

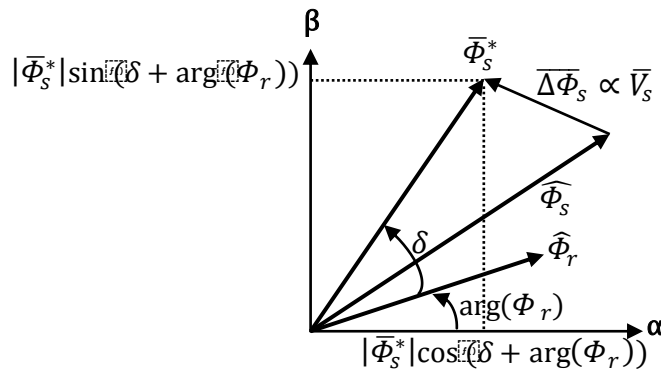


Fig.III-10 angle de charge entre le flux de référence du stator et le flux du rotor

III-5-1 stratégie de contrôle:

III-5-1-1 estimation du flux du rotor :

Pour mettre en œuvre l'estimation du flux du rotor nous nous rappelons le modèle de la machine suivant :

$$\begin{cases} \bar{V}_s = R_s \cdot \bar{I}_s + \frac{d\bar{\Phi}_s}{dt} \\ \bar{V}_r = 0 = R_r \cdot \bar{I}_r + \frac{d\bar{\Phi}_r}{dt} - j\omega \bar{\Phi}_r \\ \bar{\Phi}_s = L_s \cdot \bar{I}_s + L_m \cdot \bar{I}_r \\ \bar{\Phi}_r = L_r \cdot \bar{I}_r + L_m \cdot \bar{I}_s \end{cases} \quad (III-45)$$

D'après :

l'équation (2) de (III-45), on peut écrire : $\frac{d\bar{\Phi}_r}{dt} = -R_r \cdot \bar{I}_r + j\omega \bar{\Phi}_r$ (III-46)

$$\text{et l'équation (4) de (III-45) : } \bar{I}_r = \frac{1}{L_r} \bar{\Phi}_r - \frac{L_m}{L_r} \cdot \bar{I}_s \quad (\text{III-47})$$

En injectant (III-47) dans (III-46) on trouve :

$$\frac{d\bar{\Phi}_r}{dt} = -\frac{R_r}{L_r} \cdot \bar{\Phi}_r + \frac{L_m R_r}{L_r} \bar{I}_s + j\omega \bar{\Phi}_r \quad (\text{III-48})$$

Et comme $t_r = \frac{L_r}{R_r}$ on peut écrire :

$$\begin{aligned} \frac{d\bar{\Phi}_r}{dt} &= -\frac{1}{t_r} \cdot \bar{\Phi}_r + \frac{L_m}{t_r} \bar{I}_s + j\omega \bar{\Phi}_r \\ &= \frac{1}{t_r} [(j\omega t_r - 1) \bar{\Phi}_r + L_m \bar{I}_s] \\ d\widehat{\Phi}_r &= \frac{1}{t_r} [(j\omega t_r - 1) \widehat{\Phi}_r + L_m \widetilde{I}_s] dt \end{aligned}$$

D'où :

$$\widehat{\Phi}_r = \frac{1}{t_r} \int [(j\omega t_r - 1) \widehat{\Phi}_r + L_m \widetilde{I}_s] dt \quad (\text{III-49})$$

III-5-1-2 estimation du flux du stator :

En injectant la relation (III-47) dans l'équation (3) de (III-45) on trouve:

$$\begin{aligned} \bar{\Phi}_s &= L_s \cdot \bar{I}_s + L_m \cdot \left(\frac{1}{L_r} \bar{\Phi}_r - \frac{L_m}{L_r} \cdot \bar{I}_s \right) \\ \widehat{\Phi}_s &= L_s \sigma \widetilde{I}_s + \frac{L_m}{L_r} \widehat{\Phi}_r \quad ; \text{ Avec } \sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_r L_s} \end{aligned} \quad (\text{III-50})$$

III-5-1-3 estimation du couple :

La formule d'estimation de couple se donne par :

$$\begin{aligned} \widehat{C}_e &= p \frac{L_m}{L_r \sigma L_s} (\widehat{\Phi}_r \otimes \widehat{\Phi}_s) \\ &= p \frac{L_m}{L_r \sigma L_s} (\widehat{\Phi}_{r\alpha} \cdot \widehat{\Phi}_{s\beta} - \widehat{\Phi}_{r\beta} \cdot \widehat{\Phi}_{s\alpha}) \end{aligned} \quad (\text{III-51})$$

Le bloc d'estimation des flux et du couple à partir des courants statorique mesurés et la vitesse de rotation du rotor est illustré par la figure (III-11) :

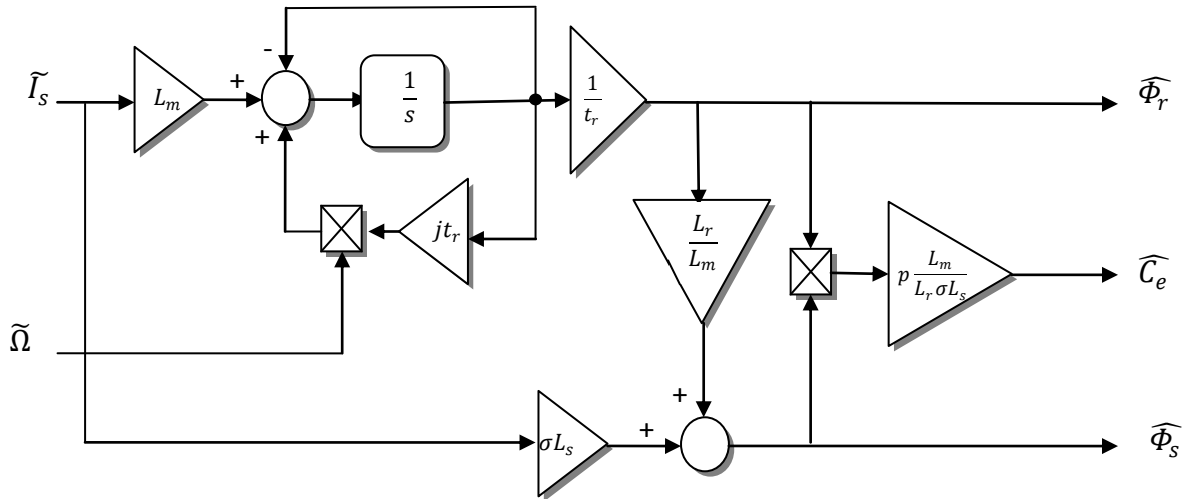


Fig. III-11 estimateurs des flux et du couple

Le bloc calculateur du flux de référence statorique est donné par [Jos 04] :

$$\overline{\Phi}_s^* = |\overline{\Phi}_s^*| \cos(\delta + \arg(\widehat{\Phi}_r)) + j |\overline{\Phi}_s^*| \sin(\delta + \arg(\widehat{\Phi}_r)) \quad (\text{III-52})$$

III-6 test de simulation:

Pour montrer les performances de la méthode proposée, on a simulé le comportement du système d'entraînement représenté par le schéma bloc de la figure (III-9) pour $\Omega_{\text{ref}} = 100 \text{rd/s}$.

La figure (III-12) illustre les résultats de simulation, lors de l'introduction d'un couple de charge nominale (20Nm) après un démarrage à vide, à l'instant $t=1\text{s}$, puis on l'annule à l'instant $t=1.5\text{s}$.

On constate que le module du flux statorique s'établit à sa valeur de référence de 1.11 Wb. La vitesse atteint sa référence sans dépassement au démarrage à vide. Le couple électromagnétique agit rapidement pour suivre les consignes de charges introduites. Il présente une diminution remarquable des oscillations. Les composantes de courant statorique présentent un taux d'harmonique faible comparativement à la DTC classique, la dynamique des composantes du flux statorique n'est pas affecté par l'application de ces consignes de charges.

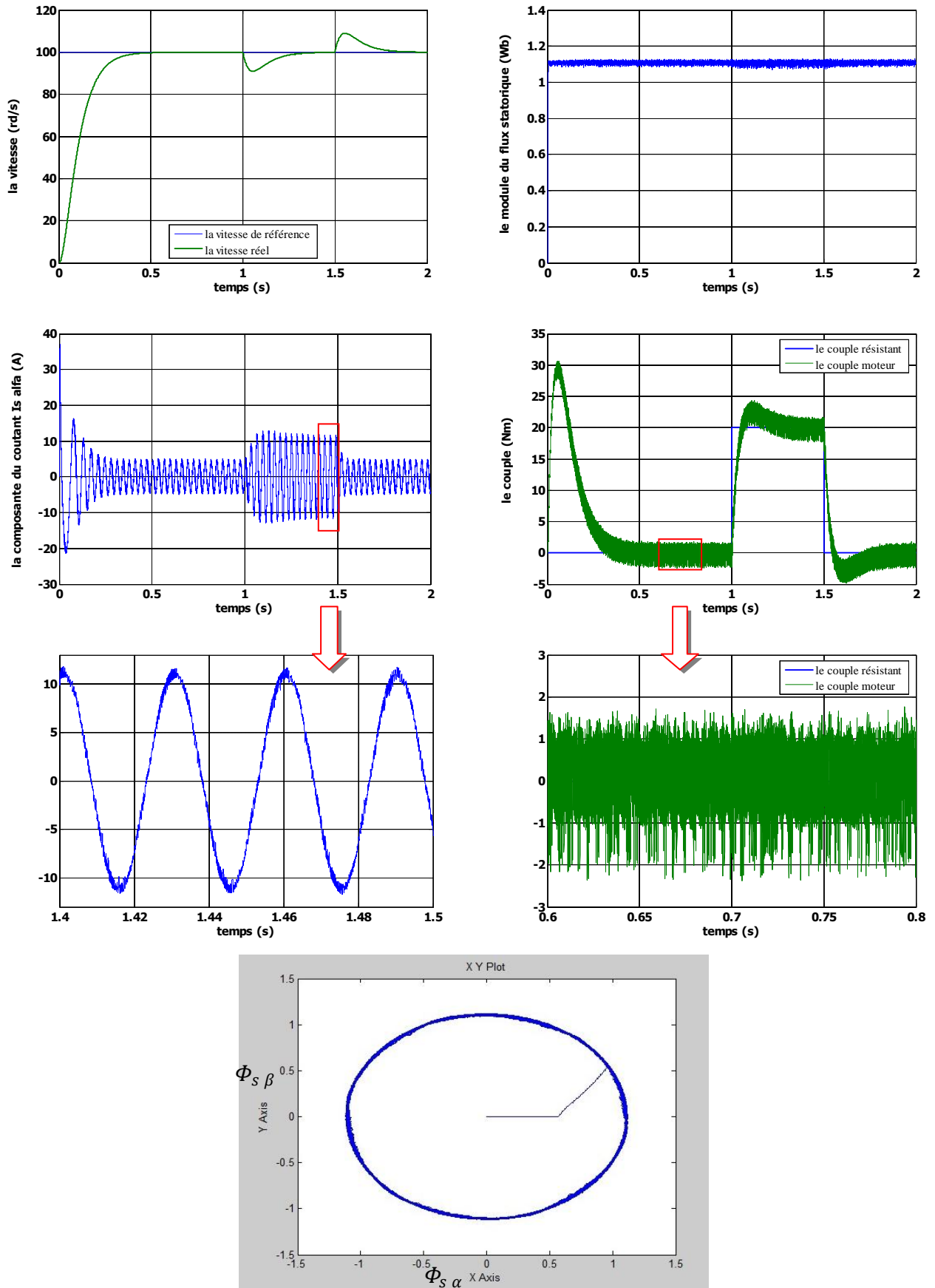
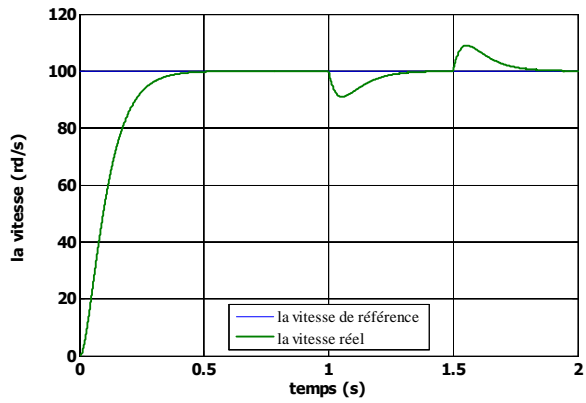


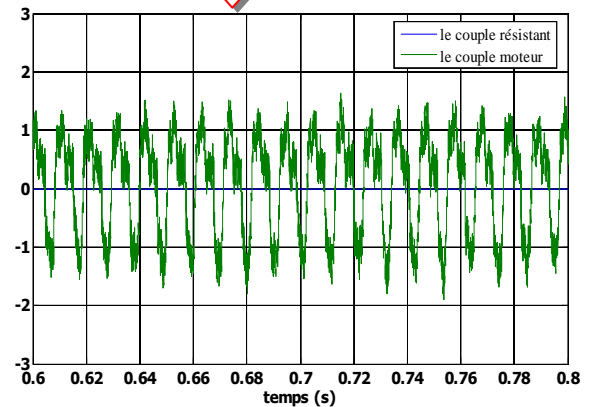
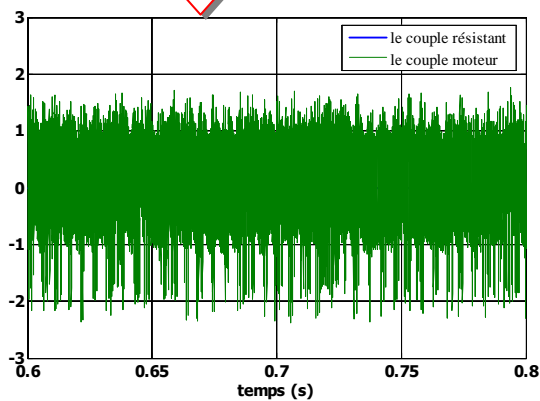
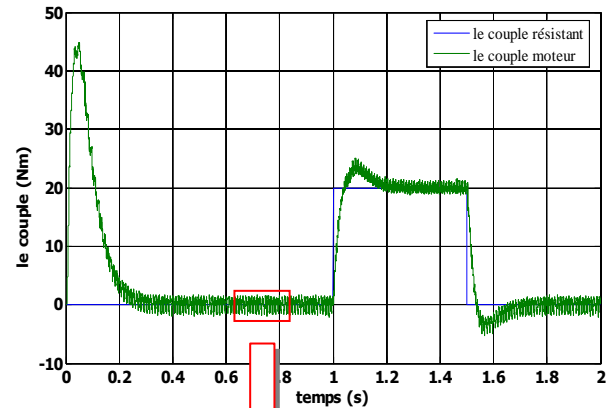
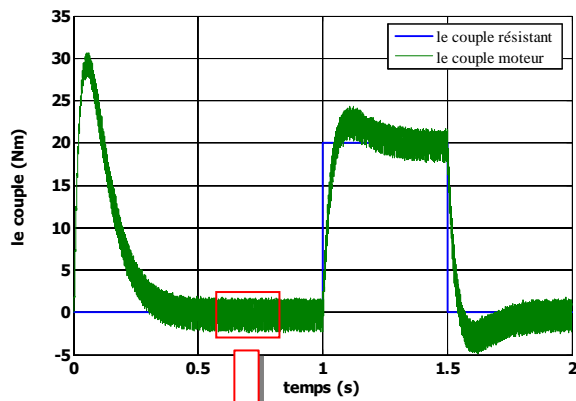
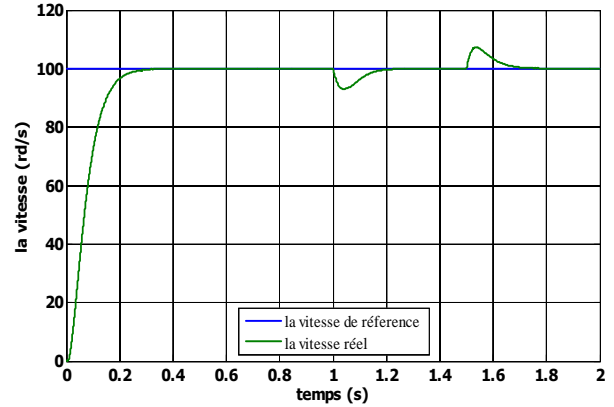
Fig.III-12 résultats de simulation de la commande DTC-SVM basée sur le contrôle de l'angle de charge

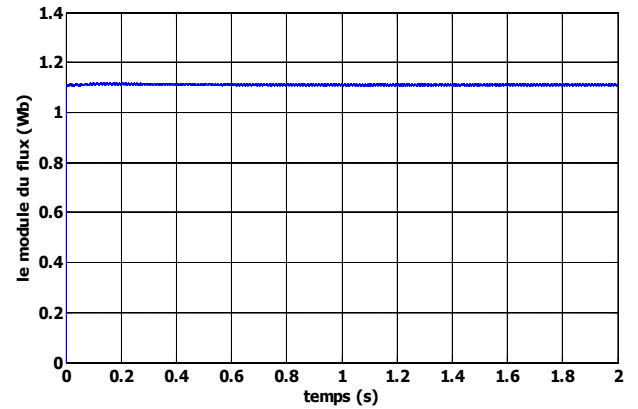
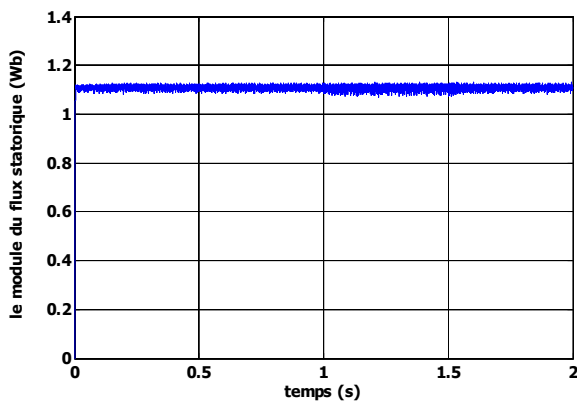
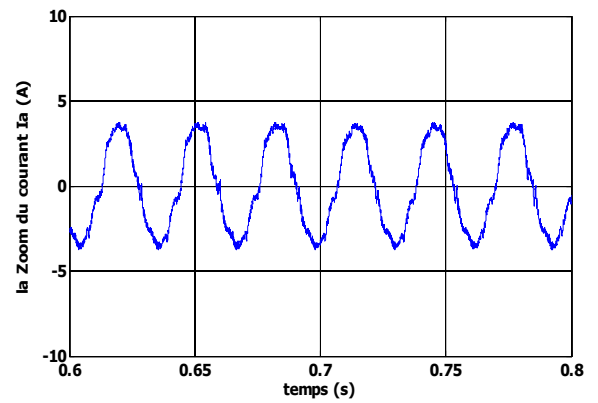
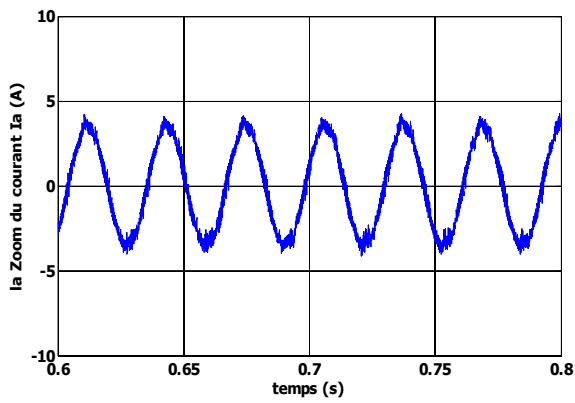
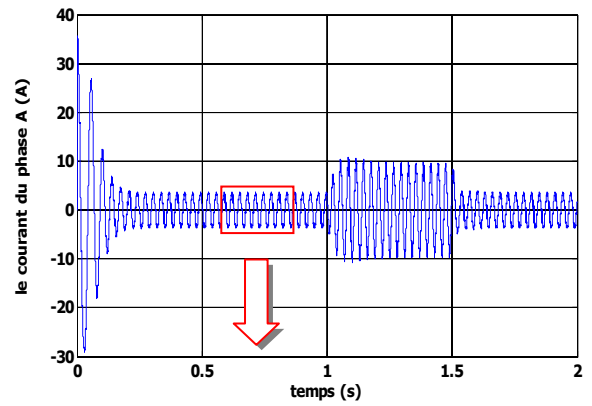
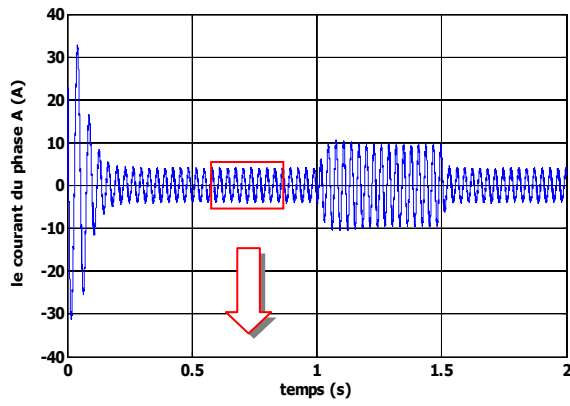
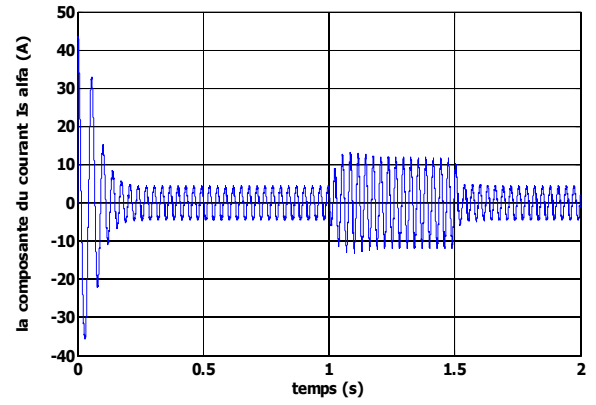
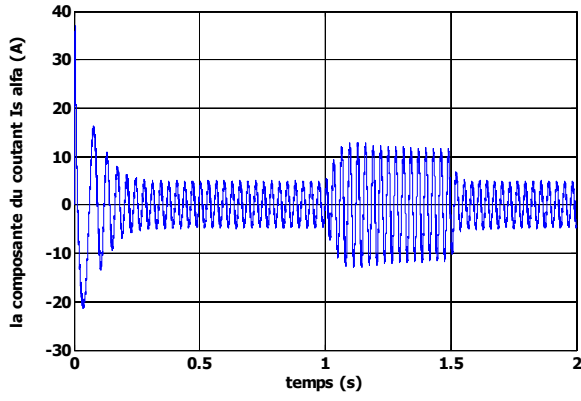
La figure suivante montre la comparaison entre les résultats de simulation de la commande DTC-SVM basée sur le contrôle de l'angle de charge, et celle de la commande DTC-SVM basée sur des régulateurs PI :

-DTC-SVM basée sur le contrôle de l'angle de charge -



-DTC-SVM basée sur des régulateurs PI -





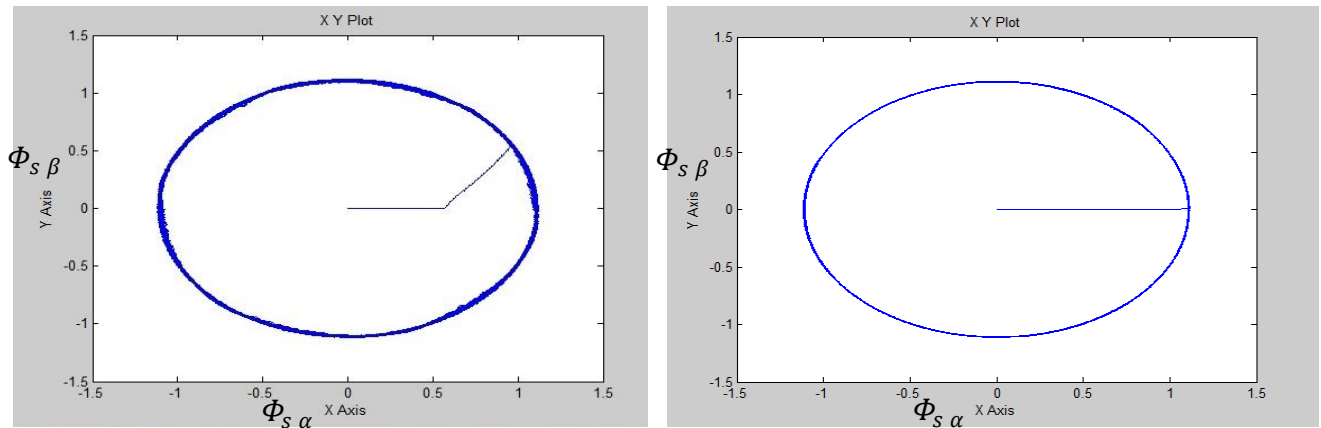


Fig.III-13 la comparaison entre les deux tests de simulation

Les résultats de simulation montrent sans doute, que la commande DTC-SVM basée sur des régulateurs PI, c'est la plus performante au niveau de la minimisation des pulsations du couple et du flux ainsi que sa fréquence de commutation de l'onduleur est la plus petite par rapport à la commande DTC-SVM basée sur le contrôle de l'angle de charge.

III-7 Conclusion :

On a présenté dans ce chapitre, deux approches de minimisation des pulsations du couple et du flux. Ces approches ont été étudiées et simulées. La première montre la commande DTC-SVM basée sur la régulation du couple et du flux chacun seul par un régulateur PI, la deuxième basée sur la régulation de l'angle de charge (c'est l'angle entre le flux statorique et le flux rotorique) par un régulateur PI.

Les résultats obtenus montrent que la première technique c'est la plus performante à savoir la minimisation des pulsations du couple et du flux de la MAS.

Pour avoir des résultats améliorer et plus performant au niveau des pulsations du couple et du flux ainsi que la diminution de la fréquence de commutation de l'onduleur, nous allons étudier une autre technique de commande où la table de vérité et les hystérésis ainsi que les régulateurs PI sont éliminées totalement, et ca c'est l'objective du chapitre suivant.