

III.1 INTRODUCTION

Les structures de contrôle direct du couple (en anglais *DTC*: *direct torque control*) des machines asynchrones sont apparues dans la deuxième moitié des années 1980, par les chercheurs japonais et allemands M.TAKAHACHI et I.DEPENBORK comme concurrentielle des méthodes classiques. Elles sont basées sur une alimentation par modulation de largeur d'impulsions (*MLI*), et sur un découplage du flux et du couple moteur [9], [10], [14]. Dans un repère lié au stator, les valeurs instantanées du flux statorique et du couple électromagnétique sont estimées à partir des grandeurs statoriques. En utilisant des comparateurs à hystérésis, le flux et le couple sont contrôlés directement et indépendamment avec une sélection appropriée du vecteur tension imposé par l'onduleur [11].

Des exigences en terme de performances dynamiques de plus en plus élevées sous des contraintes encore plus sévères (suppression de tout capteur monté sur l'arbre moteur) ont poussé la recherche de nouvelles stratégies de commande sans capteur mécanique, utilisant uniquement les grandeurs électriques mesurables au stator. Parmi ces stratégies de commande, la commande directe du couple *DTC*, cette technique implique un fonctionnement de l'onduleur à deux niveaux standard avec une fréquence de commande variable parfois élevée et incompatible avec des applications forte puissance du fait du niveau des pertes par commutation [11].

Dans ce chapitre, on présentera en premier temps la modélisation de l'onduleur de tension utilisé et en deuxième temps les principes de la *DTC*. On analysera en particulier, le couple et la dynamique du contrôle entre le flux statorique et le couple électromagnétique puis en aborde la structure du système du contrôle directe du couple, en présentant les méthodes d'estimation du couple et de flux, les correcteurs de couple et de flux et les différentes stratégies et tables de commutation des interrupteurs de l'onduleur de tension. Finalement on présentera la structure générale de la *DTC* avec les résultats de simulation correspondants.

III.2 MODELISATION DE L'ONDULEUR DE TENSION

Le convertisseur de fréquence assure à la fois, la conversion d'énergie et le changement de fréquence entre le réseau industriel et le moteur asynchrone. L'onduleur de tension délivre au moteur un système de tensions alternatives triphasées réglables en fréquence et en valeur efficace grâce à des lois appropriées de commande des semi-conducteurs [11].

Avant toute synthèse de la loi de commande, il est indispensable d'analyser le processus à contrôler, d'établir une modélisation adaptée et d'interpréter sa dynamique propre.

III.2.1 Description de l'onduleur triphasé

La Fig. (III.1) montre le schéma électrique simplifié d'un onduleur de tension classique alimentant une charge triphasée supposée équilibrée, connectée en étoile et sans retour de neutre. La commande de chaque demi pont est décalée par rapport à celle du demi pont qui suit en conduction par un tiers de période.

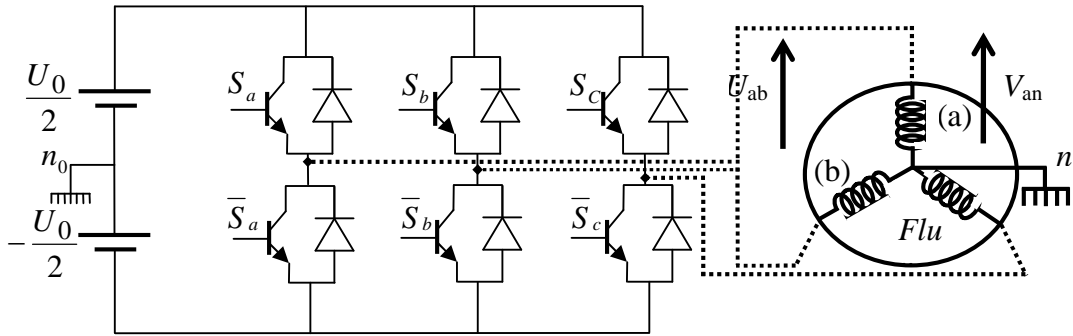


Fig. (III.1) : Onduleur triphasé en pont et sa charge.

Le vecteur tension V_s appliqué à la machine est délivré par un onduleur de tension triphasé dont l'état des interrupteurs, supposés parfaits est représenté par trois grandeurs booléennes de commande $S_j (j = a, b, c)$

Telles que:

$S_j = 1$: Interrupteur haut fermé et interrupteur bas ouvert.

$S_j = 0$: Interrupteur haut ouvert et interrupteur bas fermé.

Les tensions simples des phases de la charge issues des tensions composées ont une somme nulle.

$$\begin{cases} V_{an} = V_{n1} = \frac{1}{3}(U_{ab} - U_{ca}) \\ V_{bn} = V_{n2} = \frac{1}{3}(U_{bc} - U_{ab}) \\ V_{cn} = V_{n3} = \frac{1}{3}(U_{ca} - U_{bc}) \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

Avec :

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{ao} - V_{bo} \\ U_{bc} = V_{bo} - V_{co} \\ U_{ca} = V_{co} - V_{ao} \end{cases} \quad (\text{III.2})$$

Ce qui nous permet d'écrire :

$$\begin{cases} V_a = V_{n1} = \frac{1}{3}(2V_{ao} - V_{bo} - V_{co}) \\ V_b = V_{n2} = \frac{1}{3}(-V_{ao} + 2V_{bo} - V_{co}) \\ V_c = V_{n3} = \frac{1}{3}(-V_{ao} - V_{bo} + 2V_{co}) \end{cases} \quad (\text{III.3})$$

Or, les tensions délivrées par les demi ponts sont données par :

$$V_{ao} = \begin{cases} \frac{U_0}{2} & \text{si } S_1 \text{ est fermée} \\ -\frac{U_0}{2} & \text{si } \bar{S}_1 \text{ est fermée} \end{cases} \quad V_{bo} = \begin{cases} \frac{U_0}{2} & \text{si } S_2 \text{ est fermée} \\ -\frac{U_0}{2} & \text{si } \bar{S}_2 \text{ est fermée} \end{cases}$$

$$V_{co} = \begin{cases} \frac{U_0}{2} & \text{si } S_3 \text{ est fermée} \\ -\frac{U_0}{2} & \text{si } \bar{S}_3 \text{ est fermée} \end{cases}$$

Pour les tensions simples par rapport au point neutre (o), on a :

$$V_{jo} = S_j U_0 - \frac{U_0}{2} \quad (\text{III.4})$$

En utilisant la forme vectorielle des tensions on a :

$$V_s = \sqrt{\frac{2}{3}}(V_{ao} + aV_{bo} + a^2V_{co}) \quad (\text{III.5})$$

$$\text{Avec : } a = e^{j\frac{2\pi}{3}}$$

On voit que :

$$V_{so} = V_a + V_b + V_c ; \quad V_s = V_{so}$$

Avec :

V_{so} : C'est le vecteur tension par rapport au point milieu de la tension d'onduleur.

V_s : C'est le vecteur tension par rapport au neutre de la machine.

En utilisant les variables logiques représentant l'état des interrupteurs, le vecteur tension peut s'écrire sous la forme:[11]

$$V_s = \sqrt{\frac{2}{3}} U_0 (S_a + aS_b + a^2 S_c) \quad (\text{III.6})$$

Et:

$$V_k = \begin{cases} \sqrt{\frac{2}{3}} U_0 e^{j(k-1)\frac{\pi}{3}} & \text{pour } K = 1, 2, \dots, 6 \\ 0 & \text{pour } K = 0 \text{ et } 7 \end{cases} \quad (\text{III.7})$$

Dans le cas où la charge est un moteur asynchrone symétrique les tensions des phases appliquées par l'onduleur au stator du moteur sont soumises à la contrainte suivante [13]:

$$V_{an} + V_{bn} + V_{cn} = 0 \quad (\text{III.8})$$

L'utilisation de l'équation (III.8) nous permet d'écrire :

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{1}{3} [2V_{a0} - V_{b0} - V_{c0}] \\ V_{bn} = \frac{1}{3} [2V_{b0} - V_{a0} - V_{c0}] \\ V_{cn} = \frac{1}{3} [2V_{c0} - V_{a0} - V_{b0}] \end{cases}$$

Les équations des tensions écrites en fonction des états des interrupteurs sont données par les formules suivantes.

$$\begin{cases} V_{an} = \frac{2S_a - S_b - S_c}{3} U_0 \\ V_{bn} = \frac{2S_b - S_a - S_c}{3} U_0 \\ V_{cn} = \frac{2S_c - S_a - S_b}{3} U_0 \end{cases} \quad (\text{III.9})$$

La représentation vectorielle de cette équation peut être exprimée par :

$$\bar{V}_s = \sqrt{\frac{2}{3}} U_0 \left[S_a + S_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + S_c e^{j\frac{4\pi}{3}} \right] \quad (\text{III.10})$$

Le vecteur tension ne peut avoir que huit positions fixes correspondantes aux configurations possibles de l'onduleur. La figure (III.2) montre la représentation dans le plan complexe des six vecteurs tensions non nuls qui peuvent être générés par un onduleur de tension triphasé à deux niveaux [11]. Les combinaisons des trois grandeurs $(S_a S_b S_c)$ permettent de générer 8 positions du vecteur V_s dont deux correspondent au vecteur nul : $(S_a S_b S_c) = (0 0 0)$ ou $(1 1 1)$ comme le montre la figure (III.2). [12]

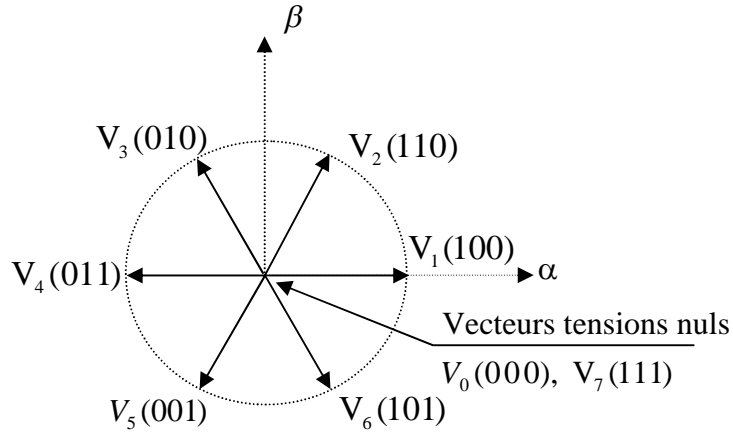


Fig. (III.2): Représentation vectorielle de l'onduleur de tension à deux niveaux

Sachant que les tensions simples s'écrivent en fonction du temps par l'équation:

$$\begin{cases} V_a = V_m \sin \omega t \\ V_b = V_m \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) \\ V_c = V_m \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{cases} \quad (\text{III.11})$$

Le vecteur tension donc s'exprime par:

$$\bar{V}_s = -j \sqrt{\frac{3}{2}} V_m e^{j\omega t} \quad (\text{III.12})$$

Si on négligeant la chute de tension statorique; le flux magnétique s'écrit comme suit:

$$\bar{\phi}_s = -j \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{V_m}{\omega} e^{j(\omega_s t - \frac{\pi}{2})} \quad (\text{III.13})$$

La dernière équation montre que le vecteur flux statorique tourne avec un déphasage de $(\pi/2)$

par rapport au vecteur de tension. L'extrémité du vecteur flux statorique décrit un cercle parfait si les tensions appliquées au moteur sont sinusoïdales. Pour notre cas on va montrer qu'on peut contrôler le vecteur flux par un choix approprié des vecteurs tension.

III.3 PRINCIPE DU CONTROL DIRECT DU COUPLE

Le contrôle direct du couple DTC est basé sur l'estimation du flux statorique, en utilisant les valeurs instantanées du vecteur tension. Un onduleur triphasé peut fournir huit vecteurs tensions de base instantanées, parmi les quels deux sont nuls. Ces vecteurs sont choisis à partir d'une table de commutation en fonction des erreurs du flux et du couple et de la position du vecteur flux statorique. Dans cette technique, on a plus besoin de la position du rotor pour choisir le vecteur tension, cette particularité définit la *DTC* comme une méthode bien adaptée pour le contrôle sans capteur mécanique des machines à courant alternatif.

La commande *DTC* d'une machine asynchrone est basée sur la détermination directe des séquences de commande appliquées aux interrupteurs d'un onduleur de tension à partir des valeurs calculées du flux statorique et du couple [13]. Donc l'état des interrupteurs est lié directement à l'évolution de l'état électromagnétique du moteur asynchrone, qui pour le déterminer il faut disposer d'un modèle approprié du moteur.

A partir des mesures de la tension continue à l'entrée de l'onduleur et des courants des phases statoriques, le modèle donne à chaque instant :

- Le flux statorique réel dans le moteur;
- Le couple réel qu'il développe;
- La position du secteur.

III.3.1 Règle de comportement des grandeurs à contrôler (flux, couple)

Pour un contrôle efficace du couple de la machine asynchrone, il est tout d'abord impératif de régler correctement le flux. En contrôle de type *DTC*, on réalise le réglage du flux statorique, d'une part parce que qu'il a une dynamique plus rapide que celle du flux rotorique (la constante de temps rotorique est plus grande que celle du stator, donc la variation de flux rotorique est négligeable vis-à-vis de celle du flux statorique) [11].

La différence entre le flux stator et le flux rotor ramené au stator correspond au flux de fuites qui présente typiquement des valeurs relatives inférieures à 10 % du flux magnétisant.

III.3.1.1 Règle de comportement du flux statorique

On se place dans un repère fixé (α, β) lié au stator de la machine. Le flux statorique peut être obtenu par l'équation suivante :

$$V_s = R_s I_s + \frac{d\Phi_s}{dt} \rightarrow \Phi_s = \Phi_{s0} + \int_0^t (V_s - R_s I_s) dt \quad (\text{III.14})$$

En négligeant la chute de tension due à la résistance statorique pour simplifier notre étude, on trouve l'équation (III.15) :

$$\Phi_s = \Phi_{s0} + \int_0^t V_s dt \quad (\text{III.15})$$

On sait que, pendant une période d'échantillonnage T_e , le vecteur tension appliqué à la machine reste constant, donc :

$$\Phi_s(k+1) \approx \Phi_s(k) + V_s T_e \rightarrow \Delta\Phi_s \approx V_s T_e \quad (\text{III.16})$$

Ou :

- $\Phi_s(k)$: vecteur flux statorique au pas d'échantillonnage actuel ;
- $\Phi_s(k+1)$: vecteur flux statorique au pas d'échantillonnage suivant ;
- $\Delta\Phi_s$: vecteur variation de flux statorique = $\Phi_s(k+1) - \Phi_s(k)$;
- T_e : période d'échantillonnage.

Tandis que la période d'échantillonnage est fixe, $\Delta\Phi_s$ est proportionnel au vecteur tension appliqué au moteur [10].

L'extrémité du vecteur ϕ_s se déplace sur une droite dont la direction est donnée par le vecteur V_s sélectionné pendant T_e , ce principe est décrit par la figure (III.3) :

Lorsqu'on applique une tension constante quelconque V_s , l'extrémité du vecteur flux statorique se déplace selon une droite parallèle au vecteur tension ceci avec une vitesse égale à l'amplitude de ce dernier vecteur [10].

Lorsque le vecteur tension choisi V_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 V_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 V_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 (III.4)

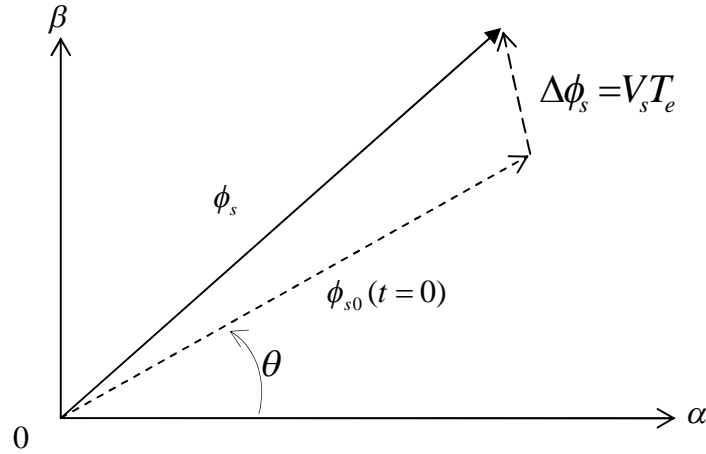


Fig. (III.3): Évolution du flux du stator dans le plan (α, β)

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.

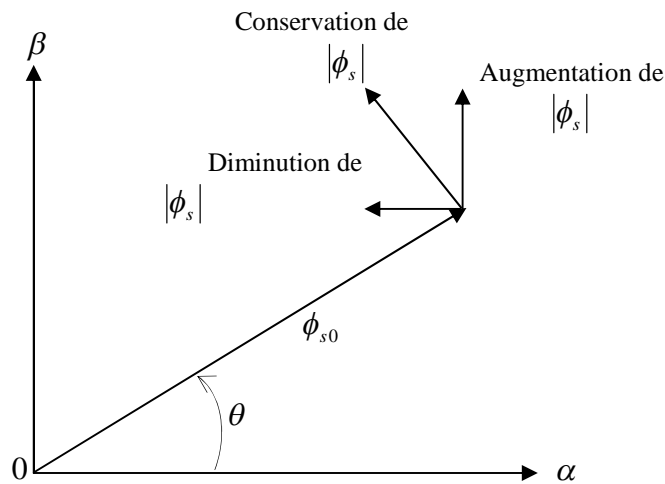


Fig. (III.4) : Comportement de flux du stator pour différents vecteurs tensions u_s

III.3.1.2 Règle de comportement du couple électromagnétique

Pour exposer qualitativement le principe du contrôle du couple, il est commode de supposer pour simplifier qu'en régime établi, que le vecteur flux ϕ_s tourne avec une amplitude

constante ϕ_{s0} [12]. On supposera également que le vecteur flux rotorique ϕ_r conserve une amplitude constante et tourne à la même pulsation moyenne ω_{s0} que le vecteur flux ϕ_s .

Pour un instant t_0 donné, on pose :

$$\begin{cases} \bar{\phi}_s = \phi_{s0} e^{j\theta_{s0}} \\ \bar{\phi}_r = \phi_{r0} e^{j\theta_{r0}} \end{cases} \quad (\text{III.17})$$

Avec $\theta_{s0} = \theta_{r0} = \omega_{s0} t$

$$\text{On a alors : } \left(\frac{d\phi_r}{dt} \right)_{t_0} = j\omega_{s0} \phi_{r0} \quad (\text{III.18})$$

En reportant (II.10) dans l'expression de la tension coté rotor qui est :

$$V_r = R_r i_r + \frac{d\phi_r}{dt} - j\omega \phi_r$$

On obtient :

$$\phi_r = \frac{M}{L_s} \frac{1}{\sqrt{1 + \varpi_{r0}^2 \delta^2 \tau_r^2}} \phi_{s0} e^{-j\gamma_0} + \frac{\tau_r \delta}{\sqrt{1 + \varpi_{r0}^2 \delta^2 \tau_r^2}} V_r e^{-j\gamma_0} \quad (\text{III.19})$$

$$\text{En posant : } \gamma_0 = \theta_{s0} - \theta_{r0} = \arctg(\omega_{r0} \delta \tau_r) \quad (\text{III.20})$$

Où :

γ_0 : Angle entre les vecteurs flux statorique et rotorique défini par :

$$\begin{cases} \cos \gamma_0 = \frac{1}{\sqrt{1 + \varpi_{r0}^2 \delta^2 \tau_r^2}} \\ \sin \gamma_0 = \frac{\varpi_{r0} \delta \tau_r}{\sqrt{1 + \varpi_{r0}^2 \delta^2 \tau_r^2}} \end{cases} \quad (\text{III.21})$$

A partir des relations liant les flux et les courants et de l'expression générale du couple électromagnétique avec les conditions exposées précédemment à l'instant t_0 , l'équation du couple électromagnétique peut être transformée en une fonction sinusoïdale :

$$c_{em0} = p \frac{M}{\delta L_s L_r} \phi_{s0} \phi_{r0} \sin \gamma_0 \quad (\text{III.22})$$

En appliquant à l'instant t_0 un vecteur tension V_s adéquat, on impose à la vitesse de rotation de flux statorique ϕ_s , un échelon de pulsation $\Delta\omega_{s1}$ immédiatement après t_0 , on peut

noter une modification des expressions du flux statorique et rotorique (III.17).

Soit :

$$\begin{cases} \phi_s = \phi_s e^{j\theta_s} = \phi_{s0} e^{j(\theta_{s0} + \Delta\theta_s)} \\ \phi_r = \phi_r e^{j\theta_r} = (\phi_{r0} + \Delta\phi_r) e^{j(\theta_{r0} + \Delta\theta_r)} \end{cases} \quad (\text{III.23})$$

Avec :

$$\Delta\theta_s = (\omega_{s0} + \Delta\omega_{s1})(t - t_0)$$

La fig. (III.5) montre l'évolution des flux statorique et rotorique après l'application d'un échelon de pulsation $\Delta\omega_{s1}$.

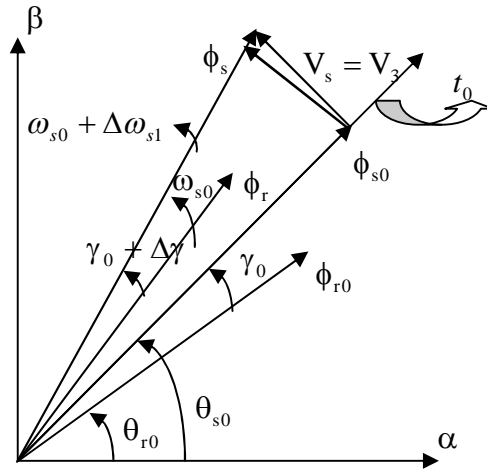


Fig. (III.5) : Evolution des flux ϕ_s et ϕ_r après un échelon de pulsation $\Delta\omega_{s1}$

De l'expression (III.23) du flux rotorique, on peut déduire la relation de la dérivé de cette grandeur par rapport au temps, comme suit:

$$\frac{d\phi_r}{dt} = \frac{d\Delta\phi_r}{dt} e^{j\theta_r} + j \frac{d\Delta\theta_r}{dt} \phi_{r0} \quad (\text{III.24})$$

Avec:

$$\Delta\theta_r = \Delta\theta_s - \Delta\gamma$$

En introduisant les équations données par (III.23) et (III.24) dans l'expression de la tension coté rotor, on obtient la relation suivante:

$$\begin{aligned}
& j \left(\frac{d\Delta\theta_s}{dt} - \omega_{s0} - \frac{d\Delta\gamma}{dt} \right) (\phi_{r0} + \Delta\phi_r) + \frac{1}{\delta\tau_r} (\phi_{r0} + \Delta\phi_r) + \frac{d\Delta\phi_r}{dt} - V_r e^{j\theta_r} \\
& = \frac{1}{\delta\tau_r} \cdot \frac{M}{L_s} \phi_{s0} \cdot e^{j(\gamma_0 + \Delta\gamma)}
\end{aligned} \tag{III.25}$$

En séparant la partie réelle et imaginaire et en appliquant l'approximation des petits signaux.

$$\begin{cases} \sin(\gamma_0 + \Delta\gamma) = \sin \gamma_0 + \Delta\gamma \cdot \cos \gamma_0 \\ \cos(\gamma_0 + \Delta\gamma) = \cos \gamma_0 - \Delta\gamma \cdot \sin \gamma_0 \end{cases}$$

On relève donc :

$$\begin{cases} \frac{1}{\delta\tau_r} \frac{M}{L_s} \phi_{s0} (\cos \gamma_0 - \Delta\gamma \sin \gamma_0) = \frac{d\Delta\phi_r}{dt} + \frac{1}{\delta\tau_r} (\phi_{r0} + \Delta\phi_r) - V_r \cos \theta_r \\ \frac{1}{\delta\tau_r} \frac{M}{L_s} \phi_{s0} (\sin \gamma_0 + \Delta\gamma \cos \gamma_0) = \left(\frac{d\Delta\theta_s}{dt} - \omega_{s0} - \frac{d\Delta\gamma}{dt} \right) (\phi_{r0} + \Delta\phi_r) - V_r \sin \theta_r \end{cases} \tag{III.26}$$

En remplaçant les équations (III.21) dans les équations (III.26), et en divisant par ϕ_{r0} , Après un développement de calcul, on obtient les relations suivantes :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \left(\frac{\Delta\phi_r}{\Phi_{r0}} \right) + \frac{1}{\sigma\tau_r} \left(\frac{\Delta\phi_r}{\Phi_{r0}} \right) = -\omega_{s0} \Delta\gamma + \frac{V_r}{\Phi_{r0}} [\cos \theta_r - \cos(\gamma_0 + \Delta\gamma)] \\ \frac{d\Delta\gamma}{dt} + \frac{1}{\sigma\tau_r} \Delta\gamma = \Delta\omega_{s1} + \left(\frac{\omega_{s0}}{\Phi_{r0}} - \frac{\omega_r}{\Phi_{r0}} \right) \Delta\phi_r + \frac{V_r}{\Phi_{r0}} [-\sin \theta_r + \sin(\gamma_0 + \Delta\gamma)] \end{cases} \tag{III.27}$$

Un simple examen des deux dernières équations différentielles permettent de prévoir qu'immédiatement après t_0 sur quelques périodes d'échantillonnage T_e , en respectant la condition suivante: [17]

$$T_e \ll \sigma\tau_r \tag{III.28}$$

Donc on obtient les relations suivantes :

$$\begin{cases} \Delta\phi_r = 0 \\ \Delta\gamma = \Delta\omega_{s1} (t - t_0) \end{cases} \tag{III.29}$$

On montre donc que le vecteur flux rotorique ϕ_r continue à tourner à la pulsation ω_{s0} , en conservant pratiquement la même amplitude ϕ_{r0} . On peut noter que cette amplitude va

tendre progressivement à varier en sens contraire de $\Delta\gamma$ [11].

Ainsi, immédiatement après t_0 , l'expression du couple (III.22) est modifiée et peut s'écrire sous la forme suivante :

$$C_{em} = p \frac{M}{\sigma L_s L_r} \phi_{s0} \phi_{r0} \sin(\gamma_0 + \Delta\gamma) \quad (\text{III.30})$$

Ce qui peut s'écrire sous la forme :

$$C_{em} = p \frac{M}{\sigma L_s L_r} \phi_{s0} \phi_{r0} \sin \gamma_0 + p \frac{M}{\sigma L_s L_r} \phi_{s0} \phi_{r0} \Delta\omega_{s1} (t - t_0) \cos \gamma_0. \quad (\text{III.31})$$

et :

$$C_{em} = C_{em0} + \Delta C_{em1}$$

Les variations du couple peuvent donc être, dans ces conditions, contrôlées uniquement à partir de la vitesse de rotation du vecteur ϕ_s [12].

- Si $\Delta\omega_{s1} > 0$: on observe une croissance du couple électromagnétique.
- Si $\Delta\omega_{s1} < 0$: on observe une décroissance du couple électromagnétique avec comme cas extrême $\Delta\omega_{s1} = -\Delta\omega_{s0}$, alors lorsque la rotation du flux ϕ_s est arrêtée (application d'un vecteur nul).

Ces cas sont représentés sur la figure (III.6).

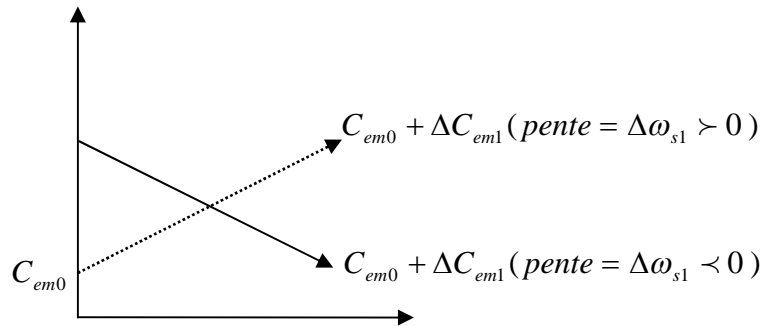


Fig. (III.6) : Evolution du couple C_{em} pour les variations de $\Delta\omega_{s1}$

III.3.1.2.1 Limite de contrôle de couple

Pour augmenter le couple, le vecteur tension appliqué doit être capable de créer une pulsation statorique plus grande que la vitesse de rotation. La pulsation statorique est maximale lorsque la composante du flux de vecteur de tension est nulle. Dans ce cas on a :

$$\operatorname{tg}(\Delta\theta_s) = \frac{V_s \cdot T_e}{\phi_{s0}} \quad (\text{III.32})$$

Pendant une faible période d'échantillonnage, on peut utiliser l'approximation sur la tangente qui s'écrit.

$$\Delta\theta_s \approx \frac{V_s \cdot T_e}{\phi_{s0}} \quad (\text{III.33})$$

Par conséquent, pour un $\Delta\phi_s > 0$, il faut que le déplacement du flux statorique $\Delta\theta_s$ soit plus grand que le déplacement du flux rotorique $\omega_{s0} \cdot T_e$.

$$\omega_{s0} < \frac{V_s}{\phi_{s0}} \quad (\text{III.34})$$

Si on fixe l'amplitude du flux et si on augmente trop la vitesse de rotation de la machine, le système n'est plus capable de suivre le couple de consigne. Le couple peut donc être contrôlé à haute vitesse mais avec une machine défluxée.

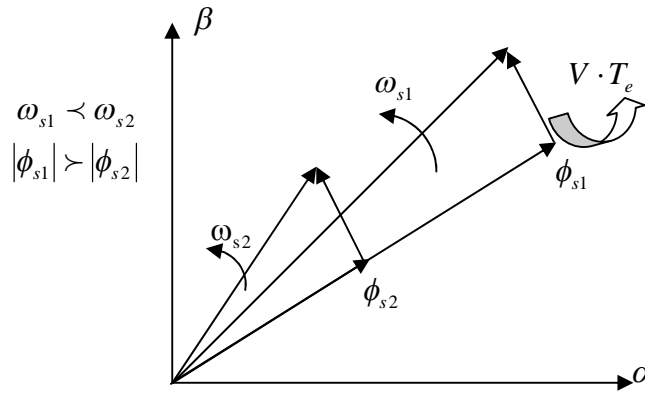


Fig. (III.7) : Effet de fluxage sur la pulsation statorique.

III.4 DESCRIPTION DE STRUCTURE DE LA DTC

III.4.1 Sélection du vecteur tension

Pour fixer l'amplitude du flux statorique, l'extrémité du vecteur flux, doit avoir une trajectoire circulaire, le vecteur tension appliqué, doit toujours être perpendiculaire au vecteur flux, mais comme on a huit vecteurs fixé souhaités. Ceci est réalisé par des comparateurs à

hystérésis, pour le flux et le couple [15]. le choix de V_s dépend alors de la variation souhaitée pour le module de flux statorique, et du sens de rotation, mais également de l'évolution souhaitée pour le couple [9],[12].

Ainsi, nous pouvons délimiter l'espace d'évolution de ϕ_s dans le référentiel statorique en le décomposant en six zones $N = i$, avec $i=1, \dots, 6$,

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'un des huit vecteurs tensions suivants :

- Si V_2 est sélectionné alors ϕ_s croît et C_{em} croît.
- Si V_6 est sélectionné alors ϕ_s croît et C_{em} décroît.
- Si V_3 est sélectionné alors ϕ_s décroît et C_{em} croît.
- Si V_5 est sélectionné alors ϕ_s décroît et C_{em} décroît.
- Si V_0 et V_7 est sélectionné alors la rotation du flux ϕ_s est arrêtée, d'où une décroissance de couple alors que le module du vecteur ϕ_s reste inchangé.

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

Quel que soit le sens d'évolution du couple ou du flux, dans une zone de position $N = i$, les deux vecteurs tensions V_1 , V_4 ne sont jamais utilisés. Ce qui signifie que lors du déplacement du flux ϕ_s sur une zone $N = i$, un bras de l'onduleur ne se commande jamais[19].

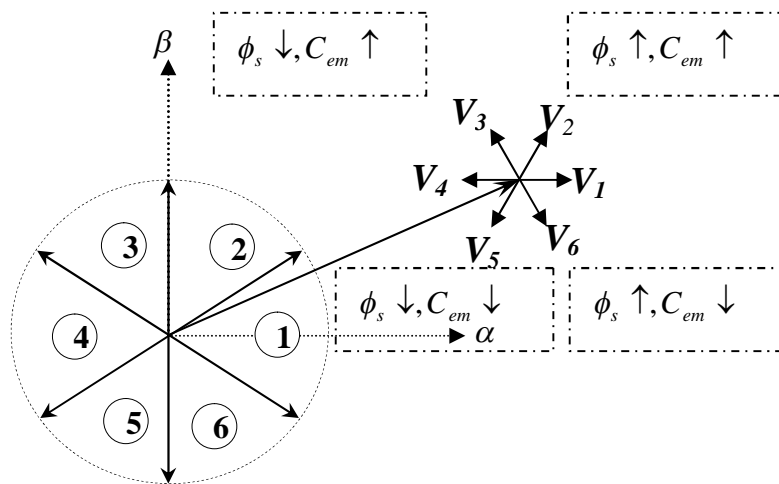


Fig. (III.8): choix du vecteur tension

En effet en début de la zone $N=1$, les vecteurs V_2 et V_5 , sont perpendiculaires au vecteur flux ϕ_s , d'où une évolution rapide de couple mais une évolution lente de l'amplitude

du flux $\bar{\phi}_s$, alors qu'enfin de zone, le choix des vecteurs V_6 et V_3 , correspond à une évolution lente du couple et rapide de l'amplitude de $\bar{\phi}_s$ au début de la zone, alors qu'enfin de zone c'est le contraire.

Le vecteur de tension V_s à la sortie de l'onduleur est déduit des écarts de couple et de flux estimés par rapport à leur référence ce que nécessite un estimateur de module et de position du flux statorique et un estimateur de couple.

III.4.2 Estimation du flux statorique

L'estimateur, obtenu par intégration des tensions statoriques dans les axes fixes (α, β) , a été largement utilisé pour la *DTC*. En raison de sa simplicité cette structure présente des limitations importantes. Le principal inconvénient est le fonctionnement à basses vitesses, en raison de sa sensibilité aux variations de la résistance R_s au cours du fonctionnement [14].

L'estimation du flux peut être réalisée à partir des mesures des grandeurs statoriques courant et tensions de la machine [16]. On définit tout abord avant l'étude du contrôleur de flux, les étapes de calcul nécessaires à l'estimation de l'amplitude du flux statorique.

A partir de l'équation :

$$\phi_s = \int_0^t (V_s - R_s i_s) dt \quad (\text{III.35})$$

On obtient les composantes α et β du vecteur Φ_s :

$$\bar{\phi}_s = \phi_{s\alpha} + j\phi_{s\beta} \quad (\text{III.36})$$

$$\begin{cases} \phi_{s\alpha} = \int_0^t (V_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha}) dt \\ \phi_{s\beta} = \int_0^t (V_{s\beta} - R_s i_{s\beta}) dt \end{cases} \quad (\text{III.37})$$

On obtient les tensions $V_{s\alpha}$ et $V_{s\beta}$, à partir des commandes (S_a, S_b, S_c) , de la mesure de la tension de l'onduleur U_0 et en appliquant la transformée CONCORDIA :

$$\bar{V}_s = V_{s\alpha} + jV_{s\beta} \quad (\text{III.38})$$

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_0 \left[S_a - \frac{1}{2} (S_b + S_c) \right] \\ V_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} U_0 (S_b - S_c) \end{cases} \quad (\text{III.39})$$

De même les courants $i_{s\alpha}$ et $i_{s\beta}$ sont également obtenus à partir de la mesure des courants réels i_{sa} , i_{sb} et i_{sc} ($i_{sa} + i_{sb} + i_{sc} = 0$) et par application de la transformation de CONCORDIA :

$$\bar{i}_s = i_{s\alpha} + j i_{s\beta} \quad (\text{III.40})$$

$$\begin{cases} i_{s\alpha} = \sqrt{\frac{3}{2}} i_{sa} \\ i_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} (i_{sb} - i_{sc}) \end{cases} \quad (\text{III.41})$$

Le module du flux statorique est défini par :

$$\phi_s = \sqrt{\phi_{s\alpha}^2 + \phi_{s\beta}^2} \quad (\text{III.42})$$

La zone N_i dans laquelle se situe le vecteur $\bar{\phi}_s$ est déterminée à partir des composantes $\phi_{s\alpha}$ et $\phi_{s\beta}$. L'angle ψ_s entre le référentiel statorique et le vecteur flux $\bar{\phi}_s$ est égal à :

$$\psi_s = \arctg \frac{\phi_{s\beta}}{\phi_{s\alpha}} \quad (\text{III.43})$$

III.4.3 Estimation du couple électromécanique

Le couple électromagnétique est estimé, uniquement à partir des flux et courants statoriques dans le repère (α, β) qui peut se mettre sous la forme suivante

$$C_{em} = p [\phi_{s\alpha} i_{s\beta} - \phi_{s\beta} i_{s\alpha}]$$

III.5 ELABORATION DU VECTEUR DE COMMANDE

III.5.1 Elaboration du contrôleur de flux

De manière à obtenir de très bonnes performances dynamique, le choix d'un correcteur à Hystérésis à deux niveaux semble être la solution la plus simple et la mieux

adaptée à la commande *DTC*. Avec ce type de régulateur, on peut facilement contrôler et maintenir l'extrémité du vecteur flux ϕ_s dans une couronne circulaire, comme le montre la figure (III.8).

La sortie du contrôleur du flux donnée par la grandeur booléenne *cflx*, indique les dépassements supérieur et inférieur de l'amplitude du flux, comme on l'a vu, lorsque le vecteur flux se trouve dans la zone 3, les vecteurs tensions V_2 et V_4 sont choisis pour augmenter l'amplitude du flux, et V_1 et V_5 pour la diminuer. Ceci montre que le choix du vecteur tension à appliquer dépend du signe de l'erreur entre le flux de référence ϕ_{ref} et le flux estimé ϕ_s . Ainsi, le comparateur à hystérésis à deux niveaux, appliqué sur le flux, permet de détecter les dépassements de la zone de contrôle et de respecter $[\phi_{ref} - \phi_s] < \Delta\phi_s$, [17].

Avec :

ϕ_{ref} : La consigne de flux.

$\Delta\phi$: L'écart d'hystérésis du contrôleur.

Ceci explique que la sortie du correcteur de flux peut être une variable logique " *cflx* ":

- *cflx* = 1 : lorsque l'erreur de flux est positive.
- *cflx* = 0 : lorsque l'erreur de flux est négative.

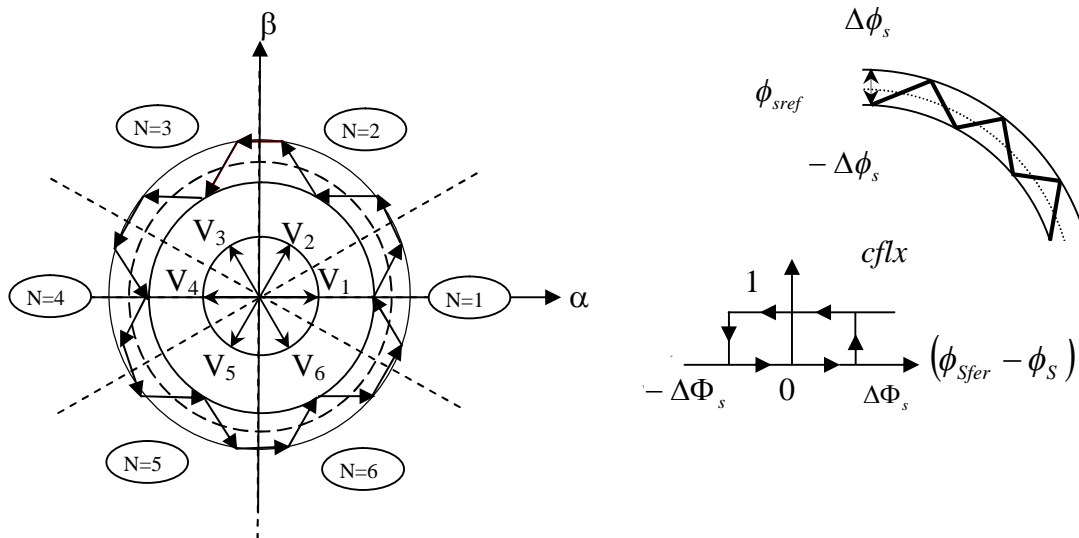


Fig. (III.9): Correcteur de flux à hystérésis et sélection des vecteurs tensions correspondants

III.5.2 Elaboration du contrôleur de couple électromagnétique

Le correcteur de couple a pour fonction de maintenir le couple dans les limites $|C_{e_{ref}} - C_{em}| < \Delta C_e$, avec $C_{e_{ref}}$ la référence de couple et ΔC_e la bande d'hystérésis du correcteur. Cependant une différence avec le contrôle du flux est que le couple peut être positif ou négatif selon le sens de rotation de la machine [16].

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 correcteur à hystérésis à deux niveaux.
- Un correcteur à hystérésis à trois niveaux.

III.5.2.1 Correcteurs à deux niveaux

Le comparateur à deux niveaux diffère du correcteur à trois niveaux par la plus grande simplicité de son application, il contrôle le couple sur un seul sens de rotation du moteur. Ainsi, seuls les vecteurs V_2 et V_3 peuvent être sélectionnés pour faire évoluer le vecteur flux et par conséquent la diminution du couple est uniquement opérée par l'application des vecteurs nuls. Par contre, ce correcteur ne permet pas d'inverser le sens de rotation du vecteur flux. Le changement du sens de rotation se fait donc par croisement de deux phases statoriques.

III.5.2.2 Correcteurs à trois niveaux

Le correcteur à trois niveaux permet de contrôler le moteur dans les deux sens de rotation, soit pour un couple positif, soit pour un couple négatif. On peut avoir besoin d'augmenter ou diminuer le couple électromagnétique de la machine mais aussi de la maintenir constant, donc un correcteur à trois niveaux est nécessaire. La figure (III.10) montre ce type de correcteur.

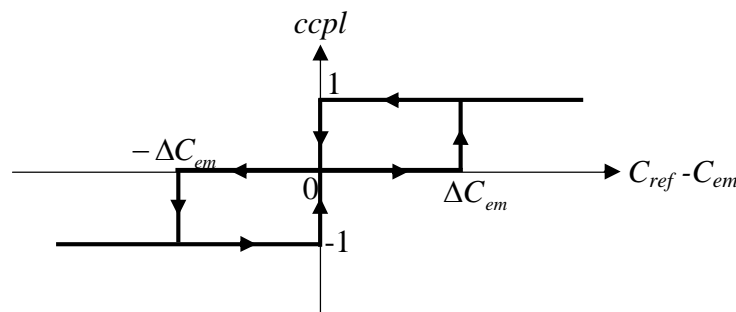


Fig. (III.10): Correcteur de couple à trois niveaux

La figure (III.11) montre l'état de sortie logique $ccpl$ du correcteur suivant l'évolution du couple électromagnétique C_{em} par rapport au signe du couple de référence C_{ref} .

Le correcteur à trois niveaux permet de fonctionner dans les quatre quadrants sans intervention sur la structure de commande du moteur [16].

Lorsque le couple est augmenté et que la consigne du couple est positive la sortie du correcteur est égale à 1. Inversement si elle est négative " $ccpl$ " est égale à -1.

Dans le cas où l'état de sortie du comparateur " $ccpl$ " est égal à 0, le couple diminue. Ainsi on montre comment le comparateur à hystérésis à trois niveaux permet de respecter la condition, $|C_{e_{ref}} - C_{em}| < \Delta C_e$ comme le montre les figures (III.10, 11).

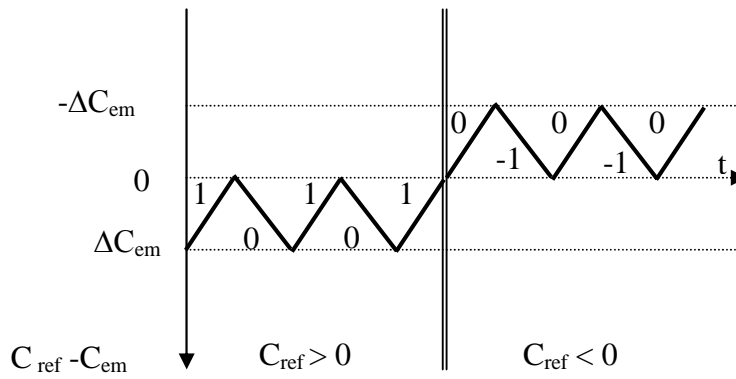


Fig. (III.11): Contrôle du couple électromagnétique à l'aide d'un correcteur à hystérésis à trois niveaux

Dans le cas où la pulsation statorique ω_s est positive et le vecteur flux statorique ϕ_s est en avance sur le flux rotorique ϕ_r . Le correcteur d'hystérésis à trois niveaux autorise une décroissance rapide du couple électromagnétique. En effet pour diminuer la valeur du couple, en plus des vecteurs nuls, on peut appliquer les vecteurs V_{i-1} et V_{i-2} , si l'on choisit le sens trigonométrique comme sens de rotation du moteur. Dans ce cas, le vecteur flux rotorique ϕ_r rattrape le flux ϕ_s , lorsque ce dernier est à l'arrêt ou se déplace en sens inverse de rotation du moteur.

De plus il permet à l'un des bras de l'onduleur de commuter beaucoup moins souvent que les deux autres, sur une zone de déplacement du flux ϕ_s . L'onduleur peut donc avoir en cours de fonctionnement, des phases de mise en veille des interrupteurs d'un bras du convertisseur [17].

III.5.2.3 Effet des paramètres de réglage de système de contrôle

Les seuls paramètres réglables dans le système de contrôle direct du couple sont les bandes d'hystérésis des deux correcteurs à hystérésis de couple et de flux. La résistance statorique est aussi un autre paramètre à adapter pour bien estimer le flux.

III.5.2.4 Effet de la bande à hystérésis du correcteur de flux

Comme on peut le prévoir, lorsqu'on augmente la bande d'hystérésis du flux, la trajectoire de l'extrémité du flux statorique est la plus éloignée de la trajectoire circulaire. En effet, lorsqu'on augmente la bande d'hystérésis de flux, le nombre de commutation du correcteur de flux diminue, ce qui explique la déformation de la trajectoire d'extrémité du flux (figure (III.12)).

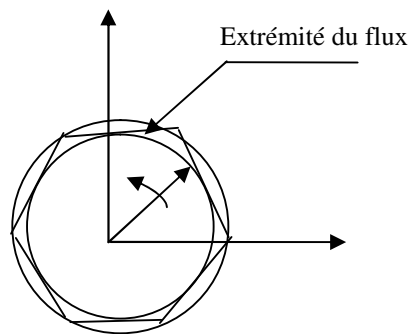


Fig. (III.12) : Les deux limites de la trajectoire d'extrémité du flux

III.5.2.5 Effet de la bande à hystérésis du correcteur de couple

Pour la bande hystérésis du couple, on peut envisager deux effets différents son effet sur le couple moyen et son effet sur la fréquence de commutation du correcteur de couple et par conséquent sur la fréquence de commutation de l'onduleur de tension.

Comme on peut le voir sur la figure (III.11), le couple moyen est toujours inférieur au couple de référence. Cette erreur est de l'ordre de $\frac{\Delta C_{em}}{2}$. Pour le cas où le couple référence est le couple nominal, cette erreur est négligeable. Mais au contraire, lorsque le couple de référence est petit l'erreur sur le couple moyen peut être important. Dans un système continu de contrôle de couple ce problème peut être résolu en utilisant une bande d'hystérésis proportionnelle au couple de référence. Mais dans un système échantillonné, selon la dynamique du couple, l'erreur de couple peut être amplifiée [11].

III.6 ELABORATION DE LA TABLE DE COMMUTATION

Les tables de commutation de la structure de contrôle permettent de sélectionner le vecteur tension approprié à chaque instant d'échantillonnage en fonction de l'état des comparateurs du flux $cflx$ et du couple $ccpl$ et du secteur N où se trouve le vecteur flux statorique dans le plan (α, β) . Plusieurs tables peuvent être choisies selon le type de contrôleur du couple et des performances dynamique visées en terme de poursuite des références du flux et du couple et des ondulations sur le courant [17]. Pour cela, différentes stratégies de commutation sont illustrées par les tables suivantes, selon les types de contrôleurs à hystérésis.

III.6.1 Table de commutation pour les correcteurs à hystérésis à deux niveaux

Il existe deux types de stratégie pour la construction de la table de commutation. La première stratégie est basée sur l'utilisation d'un correcteur à deux niveaux pour le contrôle du couple électromagnétique. Il se déduit du contrôle du couple sur un seul sens de rotation du moteur. Ainsi, seuls les vecteurs V_2 et V_3 peuvent donc être sélectionnés pour faire évoluer le vecteur flux statorique. Par conséquent la diminution du couple est uniquement opérée par l'application des vecteurs tensions nuls V_0 et V_7 comme le montre la table suivante :

Couple	Flux	N =1	N =2	N =3	N =4	N =5	N =6
$ccpl=1$	$cflx =1$	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1
	$cflx =0$	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2
$ccpl =0$	$cflx =1$	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0
	$cflx =0$	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7

Tableau (III.1): Stratégie de contrôle avec un comparateur à hystérésis à deux niveaux (avec les vecteurs tensions nuls).

Dans la deuxième stratégie de commande, on choisit des vecteurs tensions non nuls pour décroître plus rapidement le couple électromagnétique. On peut avoir besoin d'augmenter ou diminuer le couple électromagnétique de la machine mais aussi de le maintenir constant.

Couple	flux	N =1	N =2	N =3	N =4	N =5	N =6
ccpl =1	cflx =1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1
	cflx =0	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2
ccpl =0	cflx =1	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5
	cflx =0	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4

Tableau (III.2): Stratégie de contrôle avec un comparateur à hystérésis à deux niveaux(avec les vecteurs tension non nuls).

III.6.2 Tables de commutation pour les correcteurs à hystérésis à trois niveaux

Avec une stratégie basée sur les tableaux précédents on peut commander la machine seulement dans un seul sens de rotation.

Flux	Couple	N=1	N =2	N =3	N =4	N =5	N=6	Contrôleur
cflx=0	ccpl=1	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2	Deux niveaux
	ccpl=0	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	
	ccpl= -1	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	trios niveaux
cflx =1	ccpl=1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	Deux niveaux
	ccpl=0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	
	ccpl= -1	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5	trois niveaux

Tableau (III.3): Stratégie de contrôle avec un comparateur à hystérésis à trois niveaux (avec les vecteurs tensions nuls)

Pour améliorer les performances dynamiques de la *DTC* et autoriser le fonctionnement à quatre quadrants, il est nécessaire d'appliquer les vecteurs V_5 et V_6 , cette stratégie exige au flux statorique de tourner dans les deux sens de rotations. Dans une deuxième stratégie de commande, on choisit le sens trigonométrique comme sens de rotation du moteur. Seuls les deux vecteurs V_2 et V_3 qui peuvent augmenter le couple électromagnétique, et les vecteurs V_5 et V_6 le diminuer.

Flux	Couple	N=1	N=2	N=3	N=4	N=5	N=6	Contrôleur
$cflx=0$	$ccpl=1$	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2	Deux niveaux
	$ccpl=0$	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	
	$ccpl=-1$	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	trios niveaux
$cflx=1$	$ccpl=1$	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	Deux niveaux
	$ccpl=0$	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	
	$ccpl=-1$	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5	trois niveaux

Tableau (III.4): stratégie de contrôle avec un comparateur à hystérésis
à trois niveaux (avec les vecteurs tensions non nuls)

III.7 STRUCTURE GENERALE DU CONTROLE DIRECT DU COUPLE

La figure (III.13) représente la structure complète du contrôle directe du couple de la machine asynchrone.

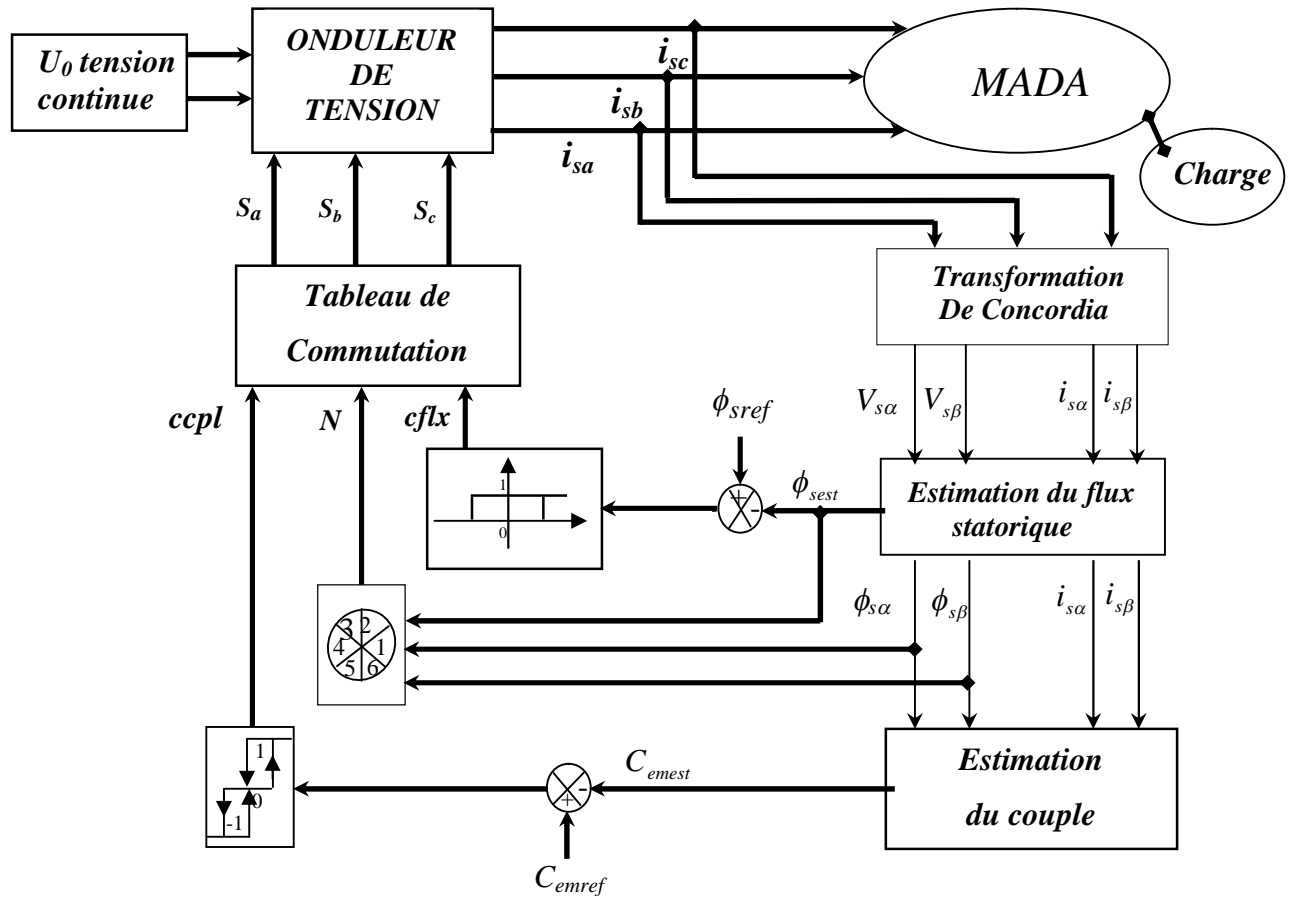


Fig. (III.13): Schéma de la structure générale du contrôle directe du couple.

C'est une commande échantillonnée dont la période d'échantillonnage T_e est très petite par rapport aux constantes de temps de la machine. Le choix de vecteur tension est effectué à chaque période d'échantillonnage. Les consignes d'entrées du système de contrôle sont le couple et l'amplitude du vecteur flux statorique. Les performances du système de contrôle dépendent de la précision dans l'estimation de ces valeurs.

III.8 SIMULATION DE LA COMMANDE DTC DE LA MADA

On présente dans cette partie les résultats de simulation, illustrant le comportement de la structure de contrôle direct de couple appliquée à un modèle de machine asynchrone à double alimentation alimentée par un onduleur de tension. Les caractéristiques de cette machine sont définies en annexe 1.

Les simulations sont effectuées pour un temps d'échantillonnage égale à $300\mu s$. Les caractéristiques de la commande sont imposées par les conditions de fonctionnement de la machine. Ainsi, on applique un échelon de couple résistant de $5 N.m$ à l'instant $t = 1 s$.

Les différents résultats de simulation montrent que le flux statorique est commandé à sa référence et le couple électromagnétique suit bien sa valeur de référence, ainsi la trajectoire du flux décrit un cercle comme prévu.

La figure (III.14) représente la réponse du couple électromagnétique, flux, courant statorique et la vitesse de rotation pour un comparateur à deux niveaux avec des vecteurs tension nuls. On peut voir que le couple électromagnétique est bien contrôlé et représente une bonne poursuite à la valeur de référence, mais il change selon la variation du couple résistant. La trajectoire de vecteur flux statorique, conserve une forme circulaire.

Le module de flux est présente une petite ondulation au démarrage sous forme sinusoïdale avec une amplitude constante au régime permanent. Pendant le régime transitoire le courant et le flux statorique présentent des oscillations puis elles diminuent en régime permanent. La vitesse présente un accroissement presque linéaire, puis elle atteint sa référence et elle diminue pendant l'application de la charge.

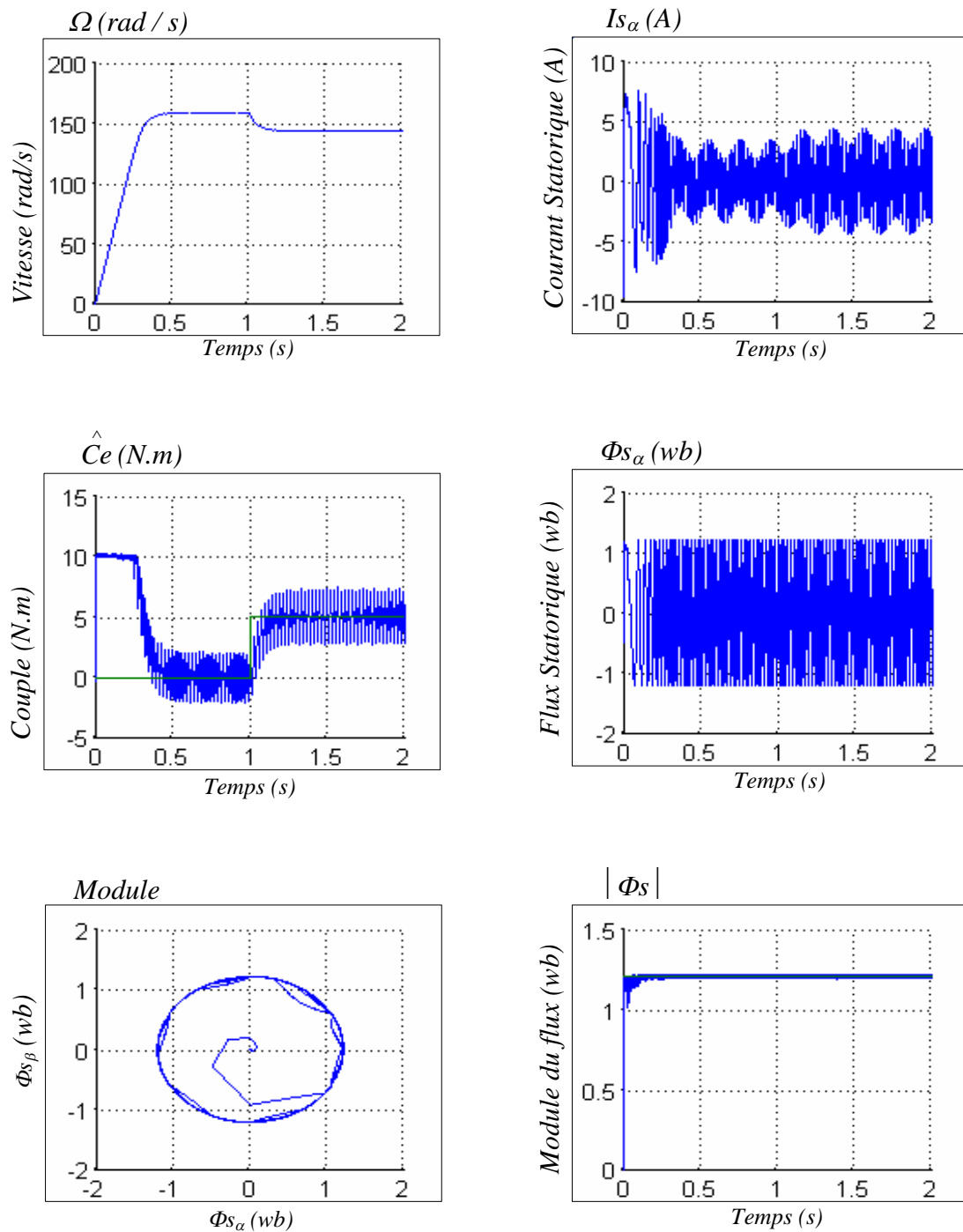


Fig.(III.14) : Résultats de simulation avec comparateur à deux niveau (Tableaux III.1) avec des vecteurs tension nuls.

La figure (III.15) représente la mêmes réponses que la figure (III.14) mais avec application des vecteurs tensions non nuls. On remarque que les ondulations du flux statorique sont moins importantes que celles obtenus par la table précédente, et pour le couple c'est le contraire.

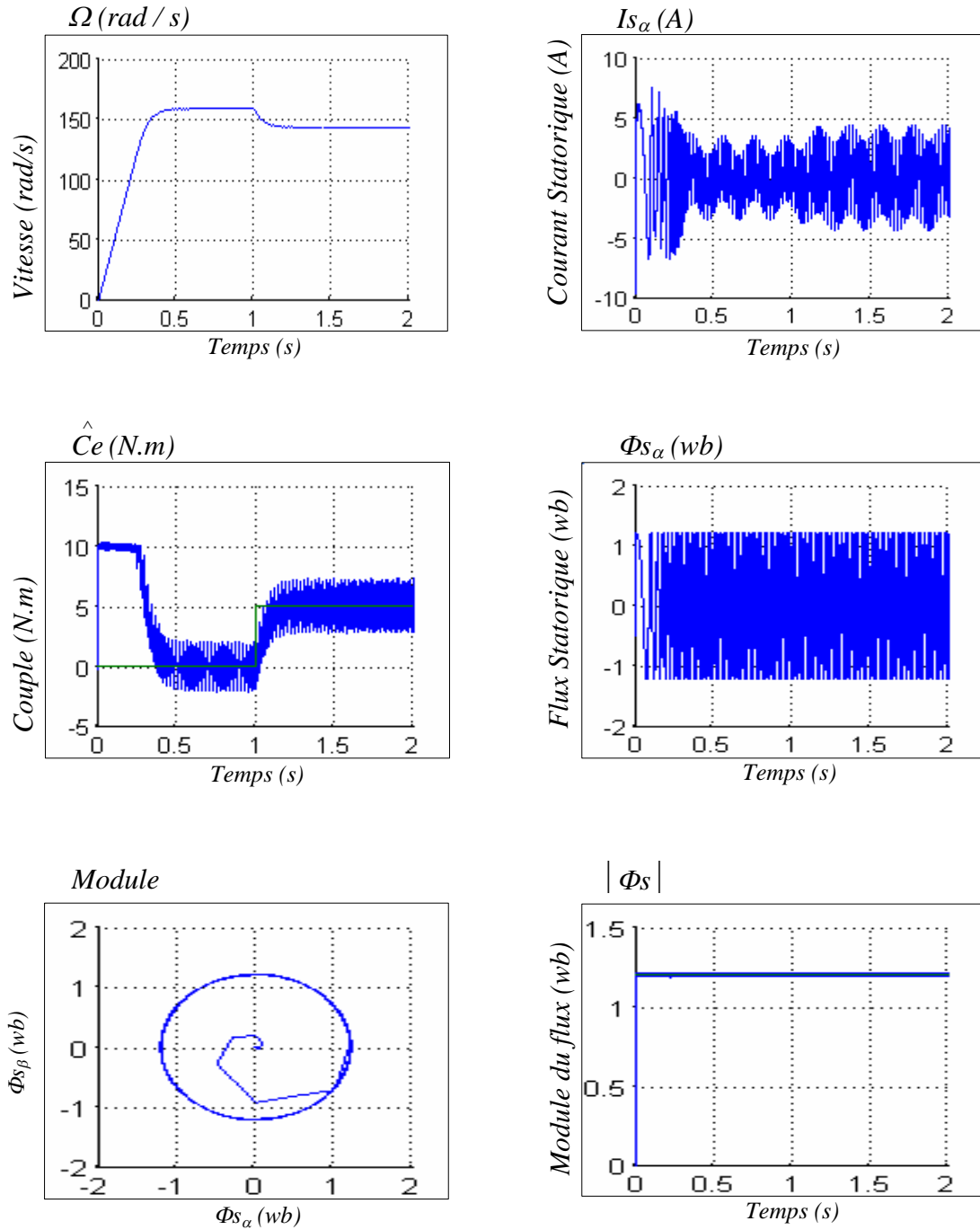


Fig.(III.15) : Résultats de simulation avec comparateur à deux niveau (Tableaux III.2) sans vecteurs tensions nuls.

La figure (III.16) représente la réponse du couple électromagnétique, flux, courant statorique et la vitesse de rotation pour un comparateur à trois niveau avec des vecteurs tension nuls pour réduire le nombre de commutation de l'onduleur. On remarque une bonne réponse du couple qui représente une bonne performance et bien suit de sa valeur de référence. Le flux statorique présente une faible oscillation, avec une rapidité de réponse.

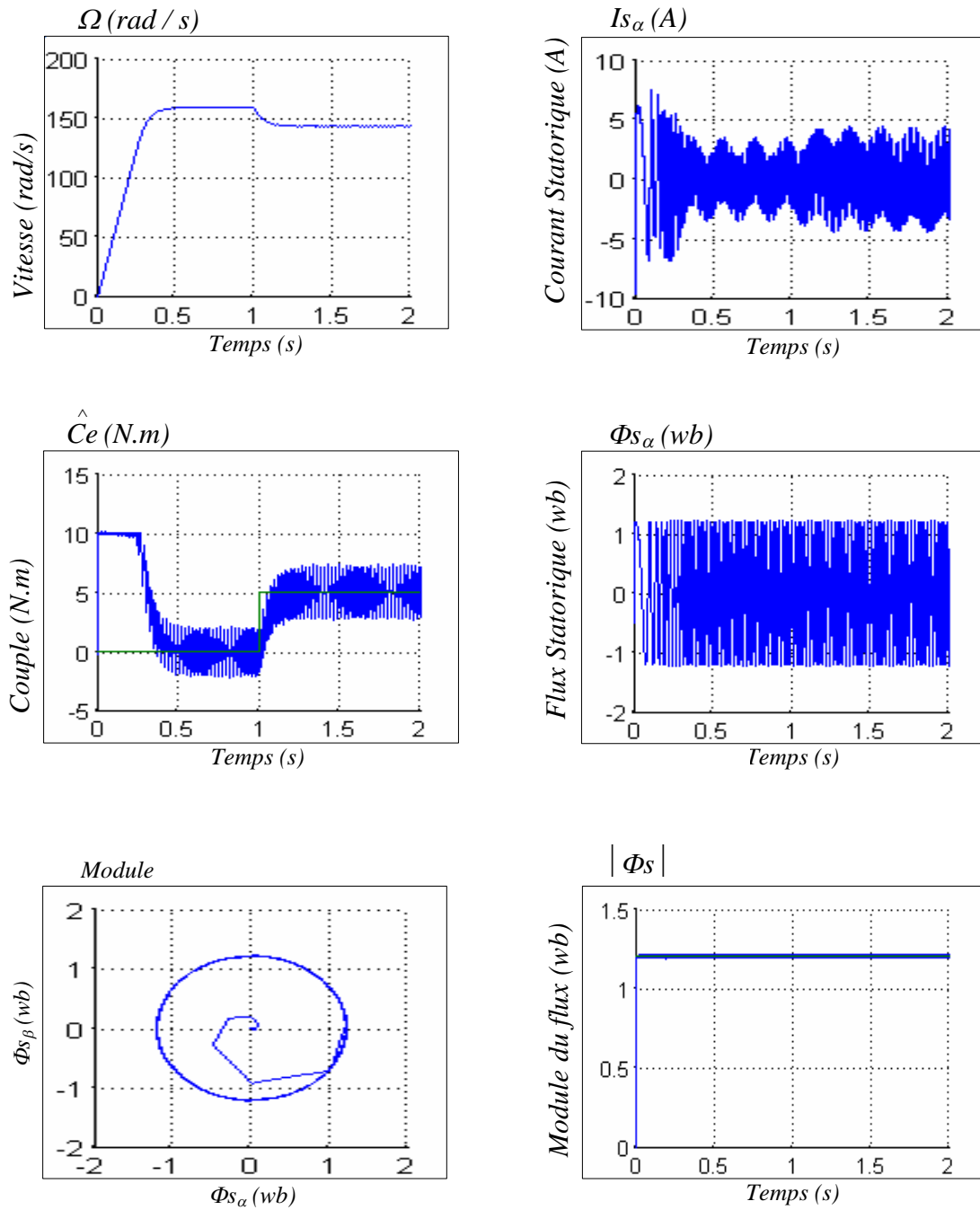


Fig.(III.16) : Résultats de simulation avec comparateur à trois niveau (Tableaux III.3) avec vecteurs tensions nuls.

La figure (III.17) représente la réponse du couple électromagnétique, flux, courant statorique et la vitesse de rotation pour un comparateur à trois niveau sans des vecteurs tension nuls. Ces résultats montre une bonne performance et faible oscillation du couple, ainsi la réponse du flux est améliorée par rapport à celle de la précédentes, avec un temps deréponse minimal et trajectoire conserve la forme pratiquement circulaire.

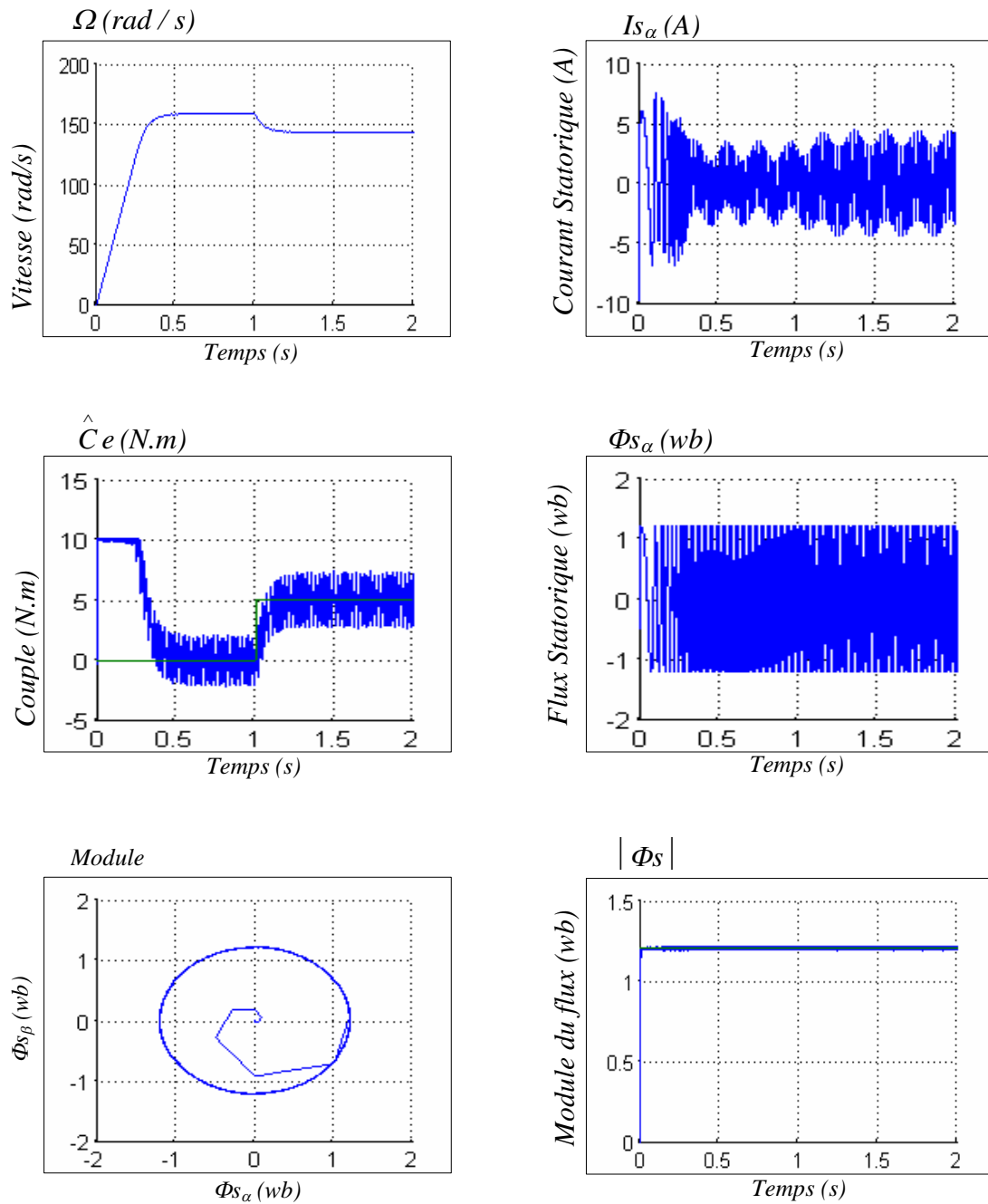


Fig.(III.17) : Résultats de simulation avec comparateur à trois niveau (Tableaux III.4) sans vecteurs tensions nuls.

III.9 CONCLUSION

Dans ce chapitre nous avons présenté les concepts généraux de la commande directe du couple d'une machine asynchrone à double alimentation. L'étude principe de la structure de commande a été élaborée à partir des conditions de fonctionnement idéales, cette technique apporte une solution très intéressante aux problèmes de robustesse.

L'avantage principal de ce type de contrôle est qu'il permet de contrôler le flux et le couple de la machine sans avoir besoin à utiliser un capteur mécanique.

Les résultats de simulation obtenus, nous ont permis de juger la qualité de la commande. La commande *DTC* permet d'obtenir des performances dynamiques du couple très satisfaisantes, caractérisées par des faibles temps de réponse et par une absence de dépassement de consigne où oscillations transitoires.

Dans le dernier chapitre pour bien augmenter les performances et éliminer la chute de vitesse lors de l'augmentation du couple de charge, on va entamer la régulation par des correcteurs de vitesse.