

## II-1 : Introduction :

Pour contourner les problèmes de sensibilité aux variations paramétriques, on a développé des méthodes de commande dans lesquelles le flux et le couple électromagnétique sont estimés à partir des seules grandeurs électriques accessibles au stator, et ceci sans le recours à des capteurs mécaniques. Parmi ces méthodes, la commande directe du couple, basée sur l'orientation du flux statorique, introduite en 1986 par TAKAHASHI et DEPENDROCK [ZAI 07].

Le contrôle direct de couple DTC " Directe Torque Control " , basé sur l'orientation du flux statorique, est l'une des méthodes introduite par dependbrock sous la terminologie DSC "Direct Self Control ".Ce type de commande a été présenté comme une alternative à la commande vectorielle par orientation de flux statorique, qui présente l'inconvénient majeur d'être relativement sensible aux variations des paramètres de la machine [BEL 11].

Cette technique permet de calculer les grandeurs de contrôle, le flux statorique et le couple électromagnétique à partir des grandeurs accessibles à la mesure sans recours aux capteurs dédiés, et d'imposer directement l'amplitude des ondulations de ces grandeurs.

Les méthodes de contrôle direct du couple (DTC) consistent à commander directement la fermeture et l'ouverture des interrupteurs de l'onduleur selon l'évolution des valeurs du flux stator et du couple électromagnétique de la machine.

L'application de la commande aux interrupteurs a pour but d'orienter le vecteur flux électromagnétique selon une direction déterminée.

Dans ce chapitre on présentera le principe du contrôle direct du couple, ainsi que les résultats obtenus par la simulation. L'effet de variation des paramètres de la machine sur les performances de la commande est aussi étudié par la suite.

## II.2 Principe du contrôle direct de couple

Le contrôle direct de couple (DTC) d'une machine à induction, est basé sur la détermination de la séquence de commande, à appliquer aux interrupteurs de l'onduleur de tension à chaque instant de commutation.

Pour chacune des grandeurs contrôlées, flux stator et couple électromagnétique, on définit une ou plusieurs bandes ; la valeur estimée de chaque grandeur est comparée avec une valeur de référence à l'aide d'un régulateur à hystérésis.

La séquence de commande est choisie selon:

- ❖ Le signal de sortie du régulateur à hystérésis du couple électromagnétique.
- ❖ Le signal de sortie du régulateur à hystérésis du flux stator.
- ❖ Le signal informant sur la position du vecteur flux stator.

L'objectif de ce choix est de déterminer le vecteur de tension optimal pour le contrôle de l'amplitude du flux et du couple, et les maintenir dans leurs bandes d'hystérésis.

Le contrôle direct de couple est caractérisé par [Mar 05] [CAS 03] :

- une excellente réponse dynamique.
- La sélection des vecteurs de tension optimaux pour l'onduleur assure le contrôle direct de couple et de flux et indirectement le contrôle de la tension et de courant statoriques
- La fréquence de commutation de l'onduleur est variable et dépend des régulateurs à hystérésis utilisés.
- L'existence des oscillations de couple entraînant la variation du niveau sonore.
- Nécessité à des fréquences d'échantillonnage très élevées (>20KHz).

**Cette méthode de commande a pour avantages [Mar 05]:**

- ✓ de ne pas nécessiter des calculs dans le repère rotorique (d-q).
- ✓ il n'existe pas de bloc de calcul de modulation de tension MLI.
- ✓ il n'est pas nécessaire de faire un découplage des courants par rapport aux tensions de commande, comme dans le cas de la commande vectorielle.
- ✓ de n'avoir qu'un seul régulateur, celui de la boucle externe de vitesse.
- ✓ il n'est pas nécessaire de connaître avec une grande précision l'angle de position rotorique, car seule l'information sur le secteur dans lequel se trouve le vecteur de flux statorique est nécessaire.
- ✓ la réponse dynamique est très rapide.

**Et pour inconvénient [Mar 05]:**

- ☒ l'existence de problème à basse vitesse.
- ☒ la nécessité de disposer des estimateurs de flux statorique et du couple.
- ☒ l'existence des oscillations du couple.
- ☒ la fréquence de commutation n'est pas constante (utilisation des régulateurs à hystérésis). Cela conduit à un contenu harmonique riche augmentant les pertes par commutation, les bruits acoustiques et des oscillations du couple qui peuvent exciter des résonances mécaniques.

**II.3 Principes généraux de contrôle vectoriel de couple :**

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

$$\begin{cases} \bar{V}_s = R_s \cdot \bar{I}_s + \frac{d\bar{\Phi}_s}{dt} \\ \bar{V}_r = 0 = R_r \cdot \bar{I}_r + \frac{d\bar{\Phi}_r}{dt} - j\omega \cdot \bar{\Phi}_r \\ \bar{\Phi}_s = L_s \cdot \bar{I}_s + L_m \cdot \bar{I}_r \\ \bar{\Phi}_r = L_r \cdot \bar{I}_r + L_m \cdot \bar{I}_s \end{cases} \quad (\text{II-1})$$

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

$$\bar{I}_r = \frac{1}{\sigma} \left( \frac{\bar{\Phi}_r}{L_r} - \frac{L_m}{L_r L_s} \bar{\Phi}_s \right) \quad (\text{II-2})$$

Avec :  $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$  étant le coefficient de dispersion

En injectant (II-2) dans (II-1) j'aurai le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} \bar{V}_s = R_s \cdot \bar{I}_s + \frac{d\bar{\Phi}_s}{dt} \\ \frac{d\bar{\Phi}_r}{dt} + \left( \frac{1}{\sigma t_r} - j\omega \right) \bar{\Phi}_r = \frac{L_m}{\sigma t_r L_s} \bar{\Phi}_s \end{cases} \quad (\text{II-3})$$

Ces relations du système montrent que :

- \* il est possible de contrôler le vecteur  $\bar{\Phi}_s$  à partir du vecteur  $\bar{V}_s$  à la chute de tension  $R_s \bar{I}_s$  près.
- \* Le flux  $\bar{\Phi}_r$  suit les variations de  $\bar{\Phi}_s$  avec une constante de temps  $\sigma t_r$  ; le rotor agit comme un filtre de constant de temps  $\sigma t_r$  entre le  $\bar{\Phi}_s$  et  $\bar{\Phi}_r$ .

Si on reporte dans l'expression de couple électromagnétique, en posant l'angle  $\delta = (\bar{\Phi}_s, \bar{\Phi}_r)$ , le couple s'exprime par:

$$C_e = P \cdot \frac{L_m}{L_r L_s} (\bar{\Phi}_s \otimes \bar{\Phi}_r) = P \cdot \frac{L_m}{L_r L_s} \|\bar{\Phi}_s\| \cdot \|\bar{\Phi}_r\| \sin \delta \quad (\text{II-4})$$

$\|\bar{\Phi}_s\|$  : module du vecteur flux stator

$\|\bar{\Phi}_r\|$  : module du vecteur flux rotor

$\delta$ : angle entre les vecteurs flux stator et flux rotor

Le couple dépend de l'amplitude de deux vecteurs  $\bar{\Phi}_s$  et  $\bar{\Phi}_r$  et de leur position relative si l'on parvient à contrôler parfaitement le flux  $\bar{\Phi}_s$  à partir de  $\bar{V}_s$  en module et en position, on peut donc contrôler l'amplitude et la position relative de  $\bar{\Phi}_s$  et  $\bar{\Phi}_r$ , et donc le couple. Ceci n'est bien sûr possible que si la période de commande  $T_e$  de la tension  $\bar{V}_s$  est telle que  $T_e \ll \sigma t_r$ .

#### II-4 principes du contrôle du flux statorique :

le contrôle direct de couple est basé sur l'orientation du flux statorique. L'expression du flux statorique dans le référentielle lié au stator de la machine est obtenue par l'équation suivante :

$$\overline{\Phi}_s(t) = \int_0^t (\overline{V}_s - R_s \overline{I}_s) dt + \overline{\Phi}_{s0} \quad (\text{II-5})$$

Pendant une période de contrôle  $[0, T_e]$  correspondant à la période d'échantillonnage  $T_e$  l'expression (II-5) peut s'écrire comme suit

$$\overline{\Phi}_s(t) = \overline{\Phi}_{s0} + \overline{V}_s T_e - \int_0^t R_s \overline{I}_s dt \quad (\text{II-6})$$

Où :  $\overline{\Phi}_{s0}$  : est le vecteur de flux à  $t=0$

On applique un vecteur de tension non nul à la machine, et on considère le terme  $R_s \overline{I}_s$  négligeable devant la tension  $\overline{V}_s$  ce qui se vérifie lorsque la vitesse de rotation est suffisamment élevée.

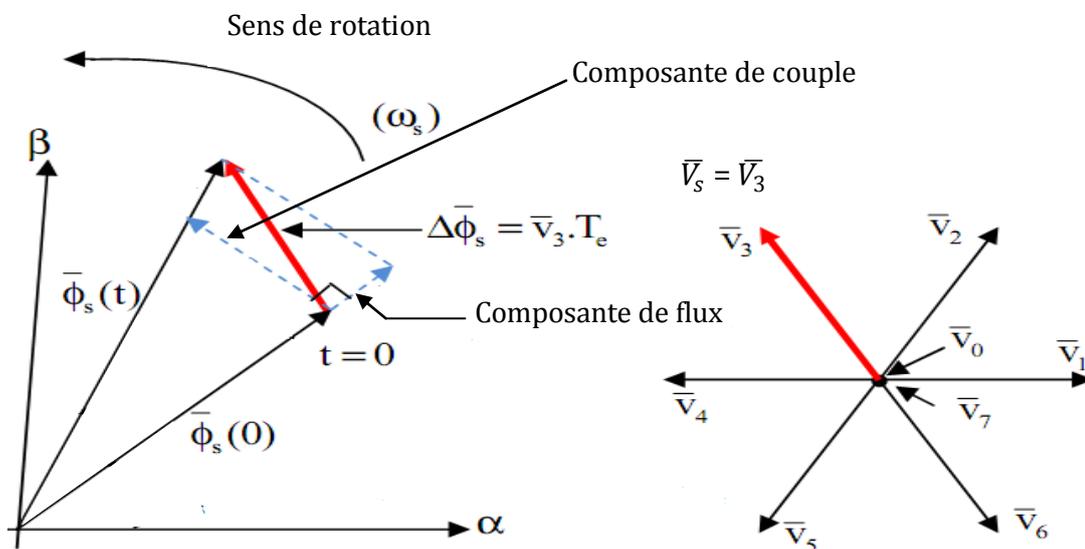
J'aurai:

$$\overline{\Phi}_s(t) = \overline{\Phi}_{s0} + \overline{V}_s T_e \quad (\text{II-7})$$

Donc :

$$\overline{\Phi}_s(t) - \overline{\Phi}_{s0} = \Delta \overline{\Phi}_s = \overline{V}_s T_e \quad (\text{II-8})$$

L'équation (II-8) est illustrée à la Figure (II. 1), qui montre l'extrémité du vecteur flux statorique  $\overline{\Phi}_s(t)$  se déplace sur une droite dont la direction est donnée par le vecteur tension appliqué  $\overline{V}_s$ .



**Fig. II.1** l'évolution de l'extrémité de  $\overline{\Phi}_s$  pour  $R_s \overline{I}_s$  négligeable

La composante du flux du vecteur de tension fait varier l'amplitude de  $\overline{\Phi}_s$  et sa composante du couple fait varier la position de  $\overline{\Phi}_s$ .

En choisissant une séquence adéquate du vecteur  $\overline{V}_s$  sur la période de commande  $T_e$ , il est donc possible de fonctionner avec un module de flux  $\overline{\Phi}_s$  pratiquement constant, en faisant

suivre à l'extrémité de  $\overline{\Phi_s}$  une trajectoire presque circulaire, si la période  $T_e$  est très faible devant la période de rotation de flux statorique.

lorsque le vecteur de tension  $\overline{V_s}$  sélectionné est non nul, la direction du déplacement de l'extrémité de  $\overline{\Phi_s}$  est donné par sa dérivée  $\frac{d\overline{\Phi_s}}{dt}$ , ainsi que la vitesse de déplacement de l'extrémité de  $\overline{\Phi_s}$ .

lorsqu'on néglige le terme  $R_s \overline{I_s}$ , le vecteur tension est donné par  $\overline{V_s} = \frac{d\overline{\Phi_s}}{dt}$  la vitesse de rotation de  $\overline{\Phi_s}$  dépend fortement du choix de  $\overline{V_s}$ .

### II-5 choix du vecteur de tension :

Une sélection appropriée du vecteur tension  $\overline{V_s}$  par  $(S_a, S_b, S_c)$  permet de déplacer le vecteur flux  $\overline{\Phi_s}$  de manière à maintenir son amplitude constant.

le choix de vecteur  $\overline{V_s}$  dépend alors [Kab 03], [BEL 11]:

- de la variation souhaité pour le module de flux statorique  $\overline{\Phi_s}$ ,
- du sens de rotation de  $\overline{\Phi_s}$ ,
- de l'évolution souhaité pour le couple et
- de la position de  $\overline{\Phi_s}$  dans le référentiel du stator

Ainsi nous pouvons délimiter l'espace d'évolution de  $\overline{\Phi_s}$  dans le référentiel du stator en le décomposant en six zone  $Z_i$   $i = [1, 6]$  déterminer à partir des composantes du flux dans le plan  $(\alpha, \beta)$  comme le montre la figure (II-2).

Lorsque le vecteur de flux  $\overline{\Phi_s}$  se trouve dans une zone numéroté  $Z_i$ , le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnant l'un des quatre vecteurs tension, il s'agit des vecteurs  $V_{i+1}, V_{i+2}, V_{i-1}, V_{i-2}$ ; Sur toute la zone  $Z_i$  parcourue par le vecteur flux statorique, le rôle du vecteur tension  $\overline{V_s}$  sélectionné reste le même.

Donc :

- Si  $\overline{V_{i+1}}$  est sélectionné alors  $\overline{\Phi_s}$  croit et **Ce** croit.
- Si  $\overline{V_{i-1}}$  est sélectionné alors  $\overline{\Phi_s}$  croit et **Ce** décroît.
- Si  $\overline{V_{i+2}}$  est sélectionné alors  $\overline{\Phi_s}$  décroît et **Ce** croit.
- Si  $\overline{V_{i-2}}$  est sélectionné alors  $\overline{\Phi_s}$  décroît et **Ce** décroît.
- Quelque soit le sens d'évolution du couple ou du flux, dans une zone de position  $Z_i$  les deux vecteurs tension  $\overline{V_i}$  et  $\overline{V_{i+3}}$  ne sont jamais utilisés puisqu'ils peuvent augmenter ou diminuer le couple selon la position du flux  $\overline{\Phi_s}$  dans le secteur  $i$ . [Kan 99], [Rod 04].

- Si  $\overline{V}_0$  ou  $\overline{V}_7$  sont sélectionnés alors la rotation du flux  $\overline{\Phi}_s$  est arrêtée, d'où une décroissance du couple, alors que le module du flux  $\overline{\Phi}_s$  reste inchangé. [BEL 11].

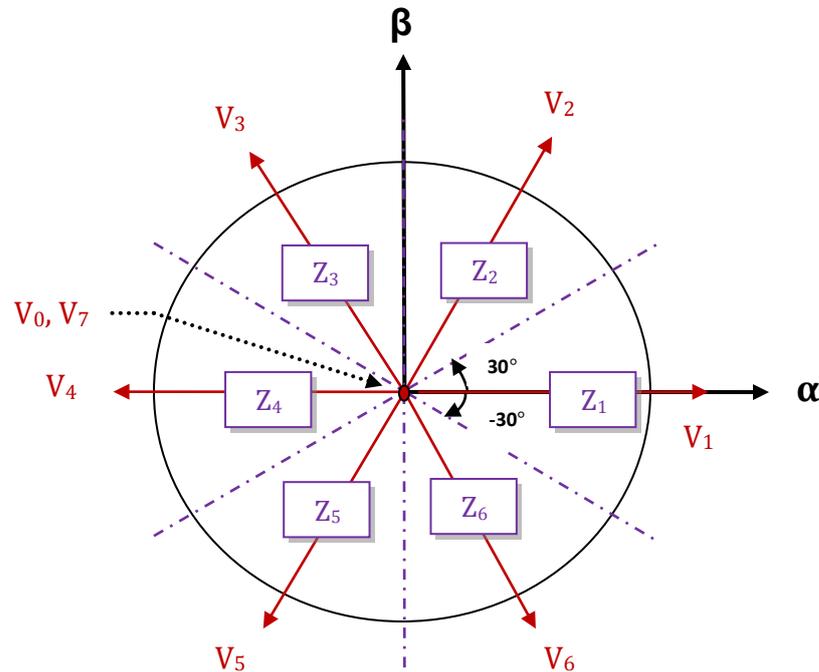


Fig. II.2 Choix du vecteur de tension

## II-6 les estimateurs

### II-6 -1 estimation du flux statorique :

L'estimation du flux statorique et du couple électromagnétique se fait à partir de vecteurs tension et courant statorique, l'expression de flux statorique s'écrit :

$$\overline{\Phi}_s(t) = \int_0^t (\overline{V}_s - R_s \overline{I}_s) dt \quad (\text{II-9})$$

Le vecteur flux statorique est calculé à partir de ses deux composantes biphasées d'axes ( $\alpha$ - $\beta$ )

$$\text{Tel que : } \overline{\Phi}_s = \Phi_{s\alpha} + j\Phi_{s\beta} \quad (\text{II-10})$$

Pour calculer les composantes  $I_{s\alpha}$ ,  $I_{s\beta}$  du vecteur de courant statorique, nous utilisons la transformation de Concordia, à partir des courants ( $i_{sa}$ ,  $i_{sb}$ ,  $i_{sc}$ ) mesurés :

$$\overline{I}_s = I_{s\alpha} + jI_{s\beta} \quad (\text{II-11})$$

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

On obtient ainsi  $V_{s\alpha}$ ,  $V_{s\beta}$  à partir de la tension d'entrée de l'onduleur  $U_{dc}$  et des états de commande  $(S_a, S_b, S_c)$  :

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_{dc} \left( S_a - \frac{1}{2} (S_b + S_c) \right) \\ V_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} U_{dc} (S_b - S_c) \end{cases} \quad (\text{II-13})$$

Le module de flux statorique s'écrit :

$$\|\bar{\Phi}_s\| = \sqrt{\Phi_{s\alpha}^2 + \Phi_{s\beta}^2} \quad (\text{II-14})$$

Le secteur  $Z_i$  dans lequel se trouve le vecteur  $\bar{\Phi}_s$  est déterminé à partir des composantes  $\Phi_{s\alpha}$  et  $\Phi_{s\beta}$ .

L'angle  $\theta_s$  détermine la position du vecteur  $\bar{\Phi}_s$  est égal à :

$$\theta_s = \arctg \frac{\Phi_{s\beta}}{\Phi_{s\alpha}} \quad (\text{II-15})$$

## II-6-2 Estimation de couple électromagnétique :

A partir des valeurs calculées de  $I_{s\alpha}$  et  $I_{s\beta}$  et les composantes estimées de  $\Phi_{s\alpha}$  et  $\Phi_{s\beta}$  on peut estimer le couple électromagnétique par la relation suivante :

$$C_e = P \cdot (\Phi_{s\alpha} \cdot I_{s\beta} - \Phi_{s\beta} \cdot I_{s\alpha}) \quad (\text{II-16})$$

## II-7 Elaboration du vecteur de commande :

### II-7-1 Elaboration du contrôleur de flux :

Avec ce type de contrôleur, on peut facilement contrôler et piéger l'extrémité du vecteur flux dans une couronne circulaire, comme le montre la Figure(II-3). La sortie du correcteur, représentée par une variable booléenne (Cflx), indique directement si l'amplitude du flux doit être augmentée (Cflx = 1), ou diminuée (Cflx = 0) de façon à maintenir

$$|\Phi_{s\text{ref}} - \Phi_s| \leq \Delta\Phi_s \quad (\text{II-17})$$

Avec :

$\Phi_{s\text{ref}}$  : le flux de référence.

$\Delta\Phi_s$  : la largeur de la bande d'hystérésis du correcteur.

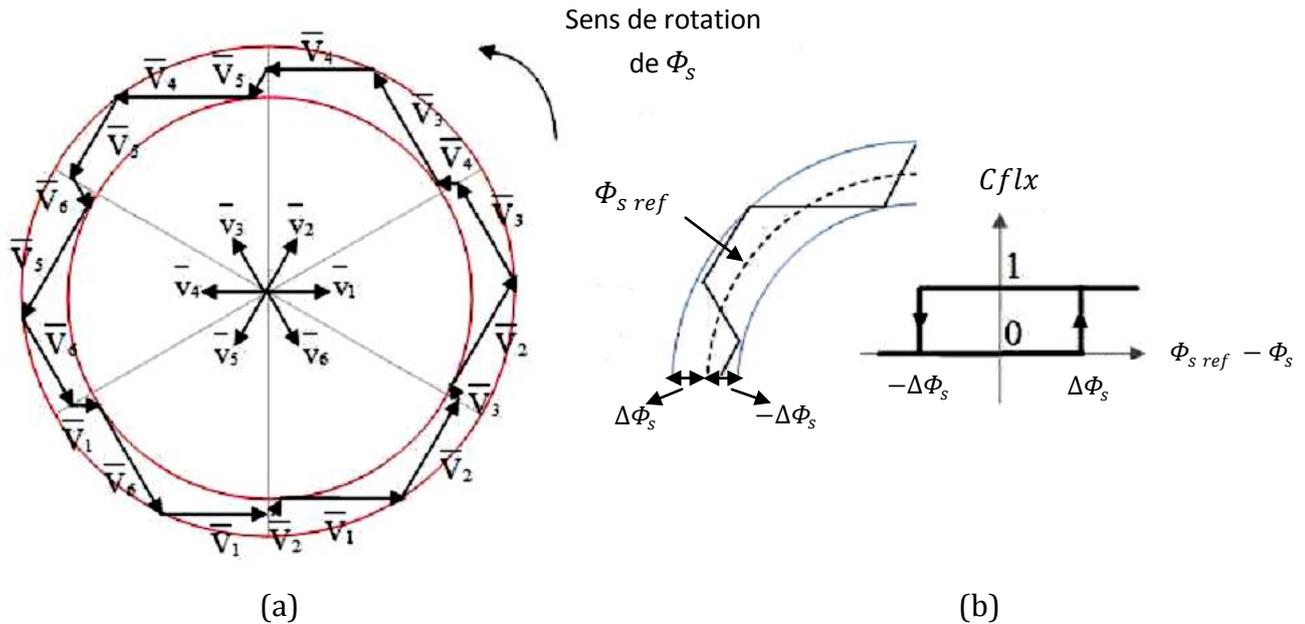


Fig. II-3 (a) : Sélection des tensions correspondant au contrôle de flux.  
 (b) : Contrôleur à hystérésis à deux niveaux.

### II-7-2 Elaboration de contrôleur de couple :

Le correcteur de couple a pour but de maintenir le couple dans les limites admissibles définies comme suit :

$$|Ce_{ref} - Ce| \leq \Delta Ce \quad (II-18)$$

Avec :  $Ce_{ref}$  : le couple de référence.

$\Delta Ce$  : la largeur de la bande d'hystérésis du correcteur.

Cependant le couple peut être positif ou négatif selon la rotation de la machine, pour cela il faut un correcteur du couple à deux niveaux ou à trois niveaux.

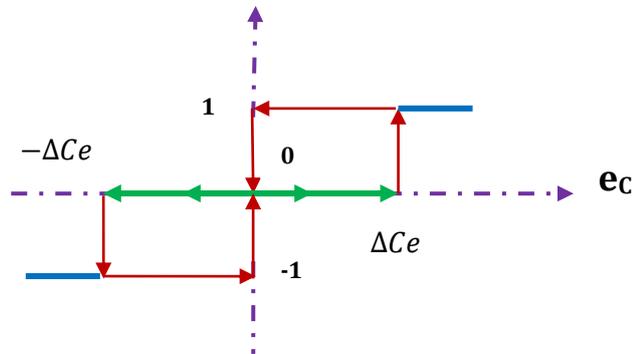
#### II-7-2-1 Contrôleur de couple à deux niveaux:

Ce contrôleur est identique à celui utilisé pour le contrôle du vecteur flux. Le contrôleur à deux niveaux est utilisé dans le cas du contrôle de couple dans un seul sens de rotation. Seulement les vecteurs tensions  $V_{i+1}$  et  $V_{i+2}$  et les vecteurs nuls peuvent être sélectionnés pour évoluer le vecteur flux. La diminution du couple est assurée par la sélection des vecteurs tensions nuls.

#### II-7-2-2 Contrôleur de couple à trois niveaux:

Ce contrôleur permet de contrôler le moteur dans les deux sens de rotation, soit pour un couple positif ou négatif. La sortie du correcteur délivre une variable binaire que l'on note

Ccpl. Figure(II-4) indique directement si l'amplitude du couple doit être augmentée en valeur absolue ( $Ccpl = 1$ ) pour une consigne positive, et ( $Ccpl = -1$ ) pour une consigne négative, ou doit être diminuée ( $Ccpl = 0$ ). En effet, pour diminuer la valeur du couple, on applique les vecteurs  $V_{i-1}$  et  $V_{i-2}$ , ce qui permet une décroissance du couple électromagnétique.



**Fig. II-4 Contrôleur à hystérésis à trois niveaux**

Le signal de sortie de ce correcteur est définie comme suit :

$$\begin{cases} Ccpl = 1 & \text{si } e_c > \Delta C_e \\ Ccpl = 0 & \text{si } -\Delta C_e < e_c < \Delta C_e \\ Ccpl = -1 & \text{si } e_c < -\Delta C_e \end{cases} \quad (\text{II-19})$$

## II-8 Elaboration de la table de commutation:

### II-8-1 stratégie de commutation dans la DTC :

L'objectif est de réaliser un contrôle performant aussi bien en régime permanent qu'en régime transitoire, et ceci par la combinaison des différents stratégies de commutation.

la sélection adéquate du vecteur tension à chaque période d'échantillonnage, est faite pour maintenir le couple et le flux dans les limites des deux bandes à hystérésis.

En particulier la sélection est faite sur la base de l'erreur instantanée du flux et du couple. Plusieurs vecteurs tensions peuvent être sélectionnées pour une combinaison donnée du flux et du couple. Le choix se fait sur la base d'une stratégie prédéfinie et chacun d'elles affect le couple et l'ondulation du courant, les performances dynamiques et le fonctionnement à deux ou à quatre quadrant.

### II-8-2 table de commutation fonctionnement à quatre quadrants :

La table de commande est construite en fonction de l'état des variables (Ccpl) et (Cflx) et le secteur que l'on note Z déterminant la position de flux  $\Phi_s$  ; Elle se présente donc sous la forme suivante [CHA 96], [Elm 00] :

Flux	Couple	Z=1	Z=2	Z=3	Z=4	Z=5	Z=6	Correcteur à
Cflx=0	Ccpl=1	$V_3$	$V_4$	$V_5$	$V_6$	$V_1$	$V_2$	2 niveaux
	Ccpl=0	$V_0$	$V_7$	$V_0$	$V_7$	$V_0$	$V_7$	
	Ccpl=-1	$V_5$	$V_6$	$V_1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$	3 niveaux
Cflx=1	Ccpl=1	$V_2$	$V_3$	$V_4$	$V_5$	$V_6$	$V_1$	2 niveaux
	Ccpl=0	$V_7$	$V_0$	$V_7$	$V_0$	$V_7$	$V_0$	
	Ccpl=-1	$V_6$	$V_1$	$V_2$	$V_3$	$V_4$	$V_5$	3 niveaux

Tab .II-1 table de commande tenant compte des deux cas du contrôleur de couple

en sélectionnant l'un des vecteurs nuls, la rotation du flux statorique est arrêtée ce qui entraîne ainsi une décroissance du couple. Nous choisissons  $V_0$  ou  $V_7$  de manière à minimiser le nombre de commutation d'un même interrupteur de l'onduleur.

### II-9 structure générale de contrôle de couple :

Le schéma bloc de la figure (II-5) représente le synoptique d'une commande de la machine asynchrone basée sur la stratégie de commande directe de couple avec la table de commutation donnée ci-dessus :

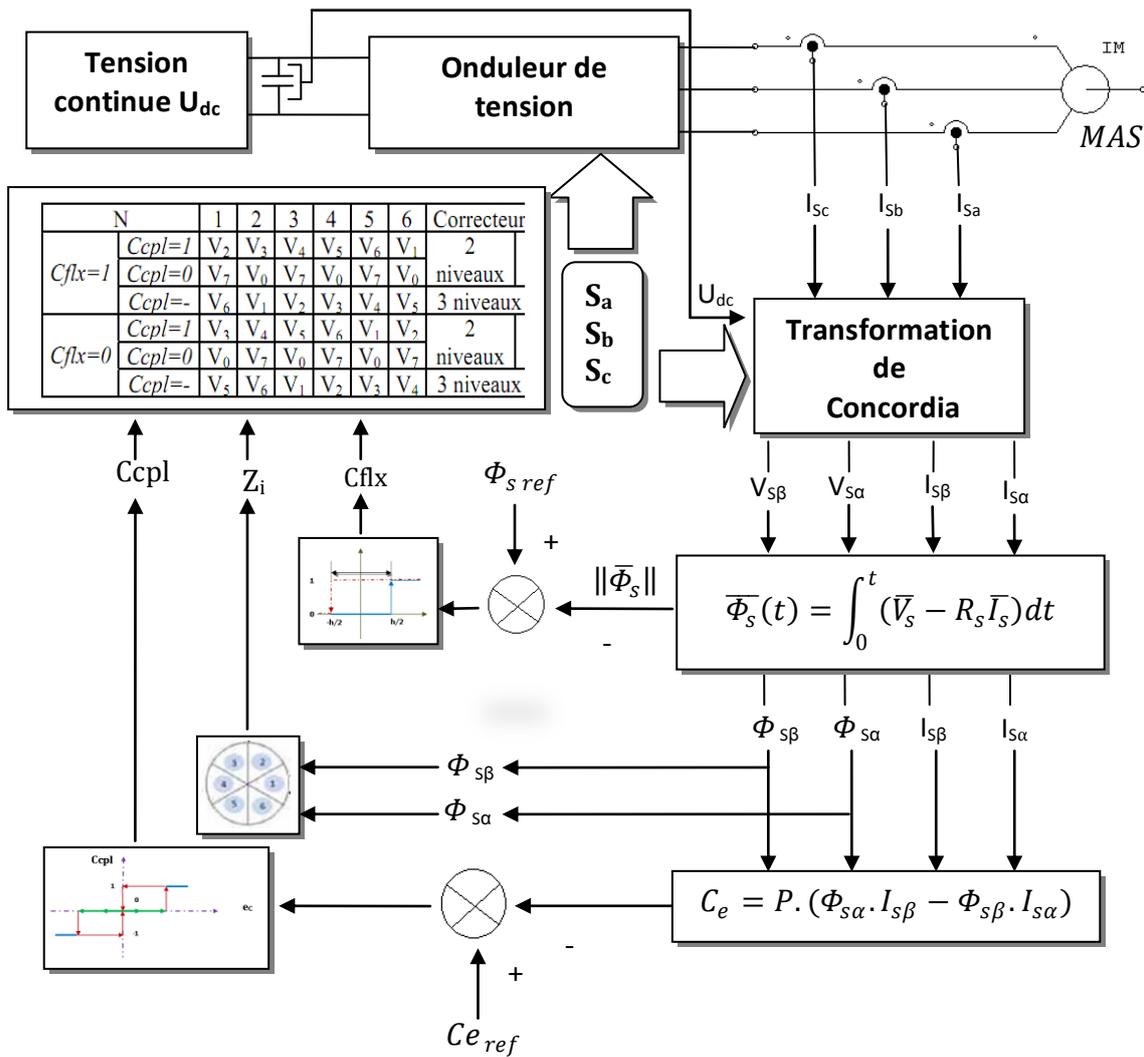


Fig. II-5 structure générale de contrôle direct de couple(DTC)

**II-9- 1 Le choix de la largeur des bandes d’hystérésis:**

Le choix judicieux de la largeur des bandes d’hystérésis des comparateurs de flux et du couple reste l’essentiel pour la réalisation des performances de la DTC. En effet, une bande assez large donne lieu à des pulsations plus amples sur les grandeurs à contrôler; d’autre part, une largeur de bande assez étroite sera contraignante pour les interrupteurs de puissance, en outre même si l’écart sur les grandeurs à contrôlées (flux ou couple), dépasse la bande permise.

**II-10 résultats de simulation :**

Les résultats à présenter ont été obtenus à l’aide d’un schéma de simulation d’une machine asynchrone dont ses paramètres sont récapitulés dans l’annexe A et l’outil utilisé est l’environnement Matlab/Simulink.

La simulation est effectuée dans les conditions suivantes :

- La bande d'hystérésis du comparateur de couple est fixée à  $\pm 0.1$  Nm.
- La bande d'hystérésis du comparateur de flux à  $\pm 0.001$  Wb ;
- La valeur de référence du flux statorique est  $\Phi_{s\ ref} = 1.11$  Wb.
- La valeur de référence du couple électromagnétique sans boucle de vitesse est  $Ce_{ref} = 20Nm$  .
- La valeur de référence de couple avec une boucle de vitesse, est récupérée à la sortie d'un régulateur **PI** (dont ces paramètres sont illustrés dans **l'annexe B**).

### II-10-1 Démarrage à vide :

On a simulé le comportement de la machine avec contrôle direct de couple DTC schématisé par la figure (II-5) lors d'un démarrage à vide avec  $\Omega_{ref} = 100$  rd /s.

Les figures (II-6a), (II-6b) montrent les performances de la régulation :

On note une nette amélioration en régime dynamique où la vitesse est obtenue sans dépassement et atteint la valeur de consigne au bout d'environ 0.3s.

Le couple présente un pic au démarrage et se stabilise après environ 0.3s à une valeur moyenne nulle oscillé entre [-2, 2]. La composante de courant statorique  $I_{s\alpha}$  présente une allure sinusoïdale riche en harmoniques dans le régime permanent.

La composante de tension  $V_{s\alpha}$ , est le résultats de la transformation de Concordia, à partir de la source de tension continue, et les séquences d'amorçage ( $S_a, S_b, S_c$ ).

Par ailleurs la figure (II-6b) présente l'évolution du flux statorique dans le repère biphasé ( $\alpha, \beta$ ). On remarque que le module de flux a une valeur pratiquement constante (1.11 Wb) et l'extrémité de son vecteur forme une couronne circulaire dans le plan ( $\alpha, \beta$ ). Les ondulations du flux aux premiers instants de démarrage, reviennent en partie à l'effet du terme résistif dans le calcul et le contrôle du flux à faible vitesse.

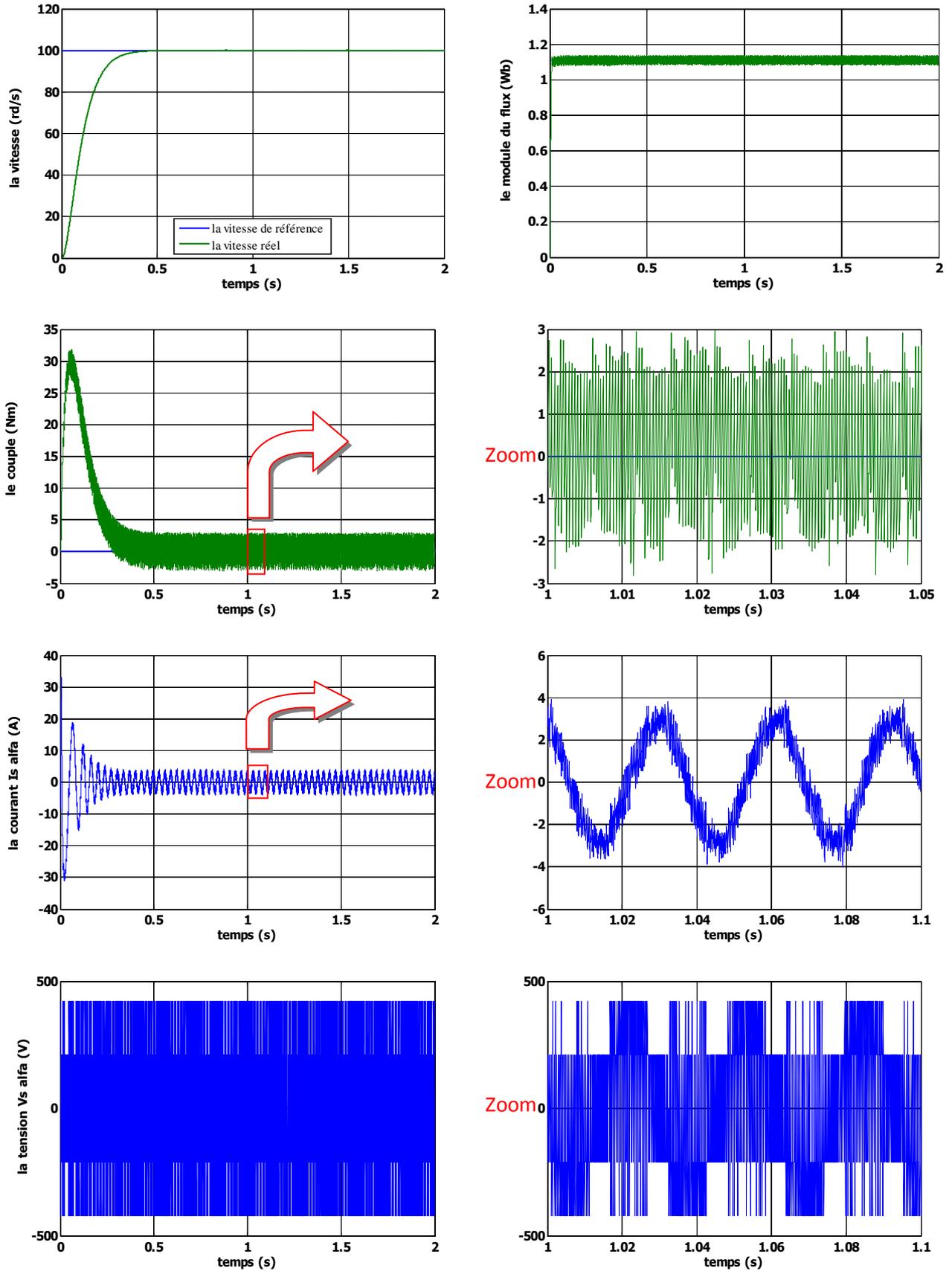
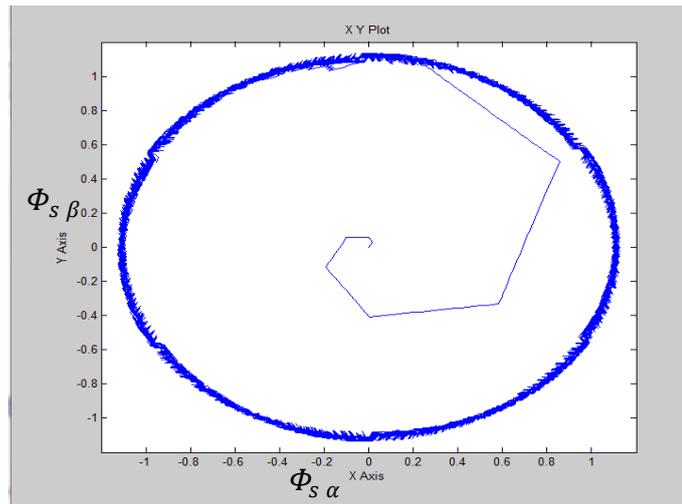


Fig. II-6a réponse du système à vide



**Fig. II-6b trajectoire du flux statorique à la réponse à vide**

### II-10-2 introduction d'un couple de charge :

➤ **avec boucle de vitesse :**

L'effet de l'introduction d'un couple de charge de 20Nm après un démarrage à vide sur la dynamique de la machine est montré à la figure (II-7):

On remarque que le régulateur PI classique est moins robuste vis-à-vis de la variation de la charge, en effet un rejet rapide de la perturbation exige une augmentation de la constante d'intégration ce qui peut entraîner des dépassements au niveau de la réponse dynamique de la vitesse. A travers cette simulation, nous constatons que le couple suit parfaitement les valeurs de la consigne.

La composante de courant  $I_{s\alpha}$  présente une allure sinusoïdale bruitée.

La réponse du module du flux statorique garde la même allure, il n'est pas affecté par la variation de la charge.

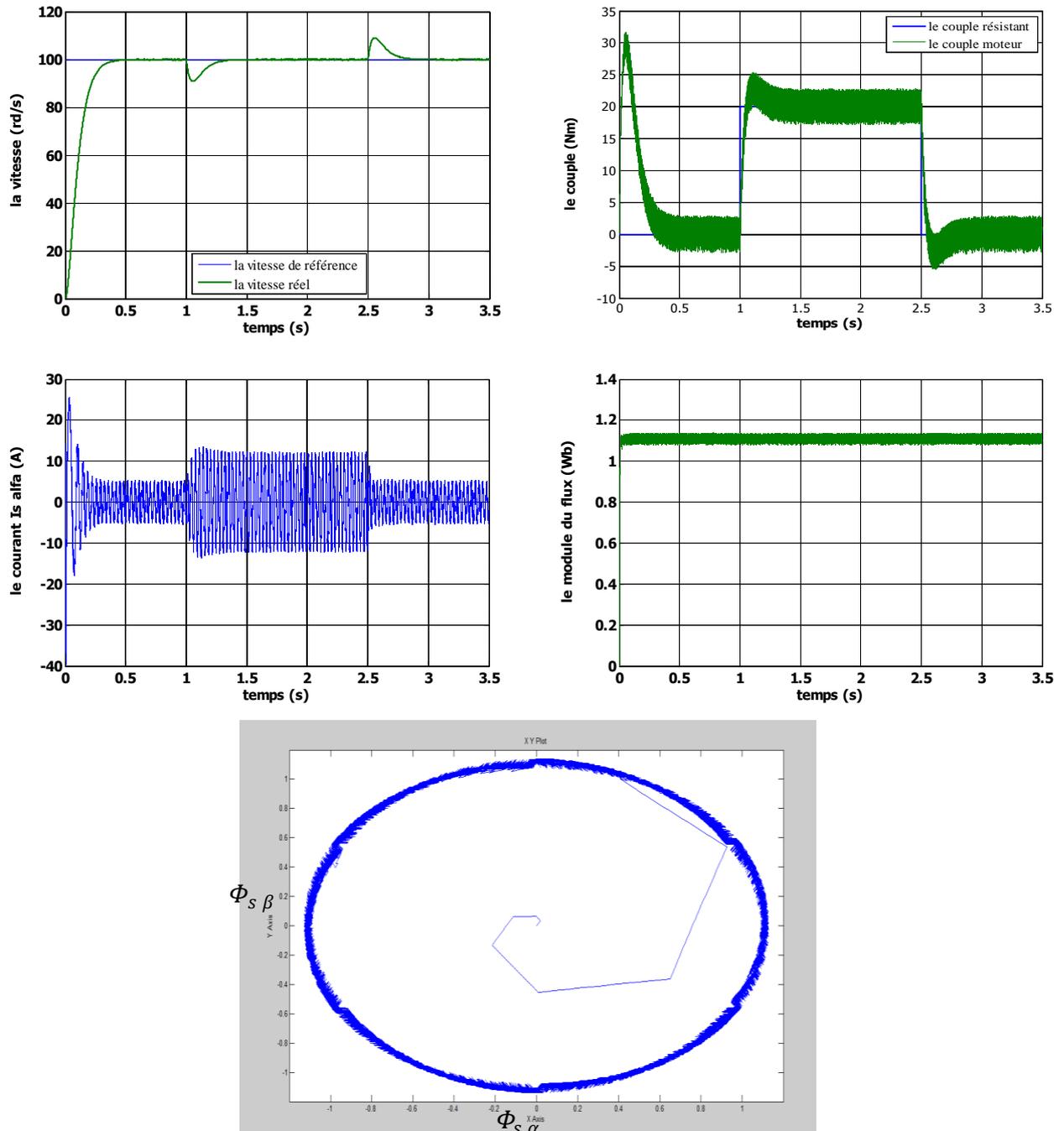


Fig.II-7 réponse du système à une variation charge , avec boucle de vitesse

➤ sans boucle de vitesse :

la commande directe du couple est une commande sans capteur de vitesse; de nombreuses applications l'adoptent, comme la traction ferroviaire, les machines -outils, et récemment les véhicules électriques. La figure (II-8) présente les résultats de simulation sur 0.5 s pour trois consigne de couple de charge qui sont 10Nm appliqué au démarrage; 20Nm appliqué à 0.15 s et 5Nm appliqué à 0.3 s.

A travers cette simulation nous constatons que le couple suit parfaitement les valeurs de leur consigne.

on remarque bien que sans boucle de vitesse, en introduisant une variation de consigne, le couple répond presque instantané, ce qui fait que le flux change de secteur dans des temps plus courts par rapport à ceux du cas de la boucle de vitesse.

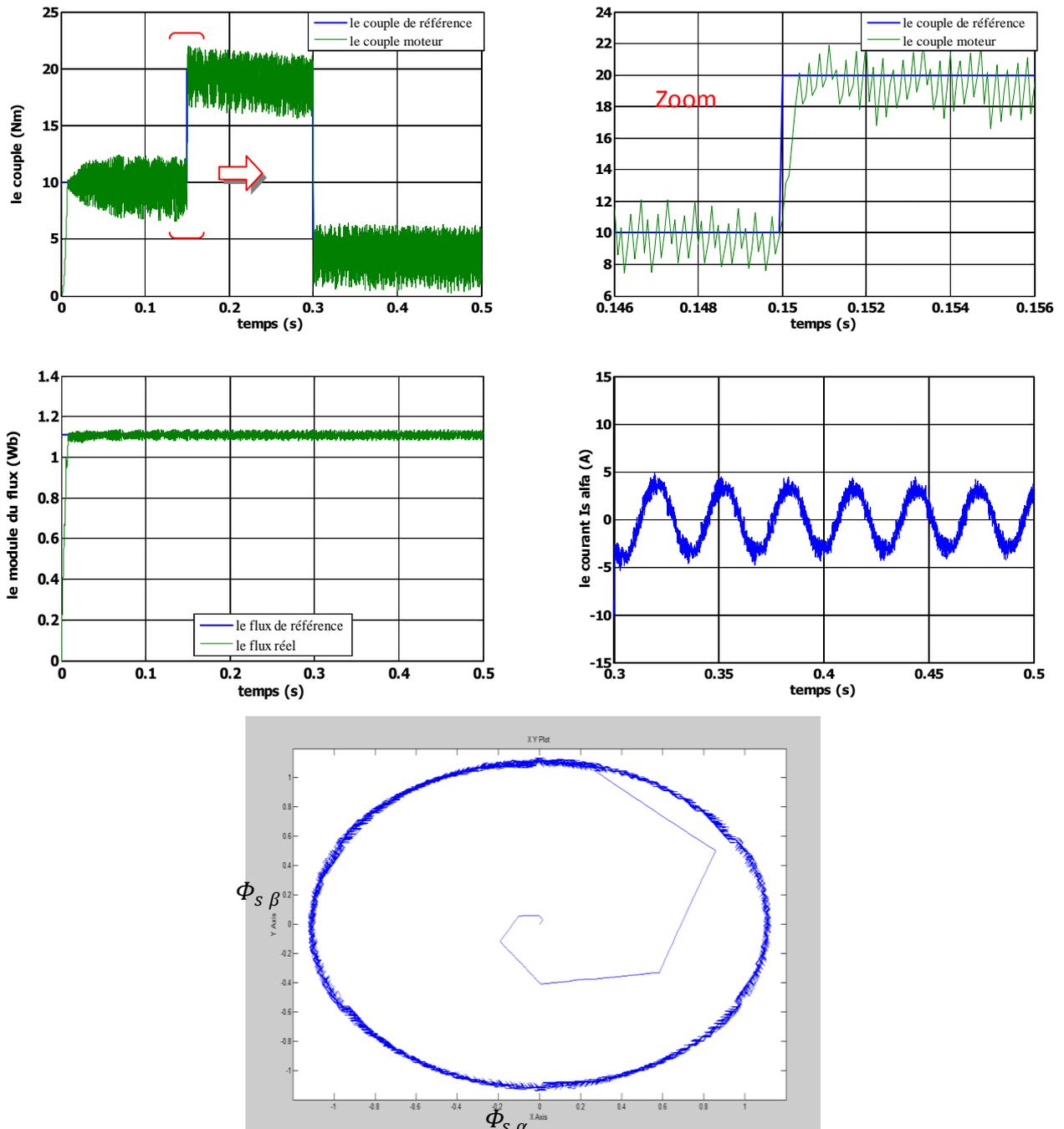


Fig.II-8 réponse du système à une variation de charge sans boucle de vitesse

### II-10-3 Test avec couple de charge variable (avec boucle de vitesse) :

La Figure (II-9) présente les résultats de simulation du système pour des consignes de charge variable de : 20Nm à 1s ; 30Nm à 2s et 10Nm à 3s.

On constate que le couple suit parfaitement les valeurs des consignes, le courant répond à la variation de charge rapidement et présente une allure sinusoïdale bruitée, le module du flux reste pratiquement constant et il n'est pas affecté pas la variation de la charge.

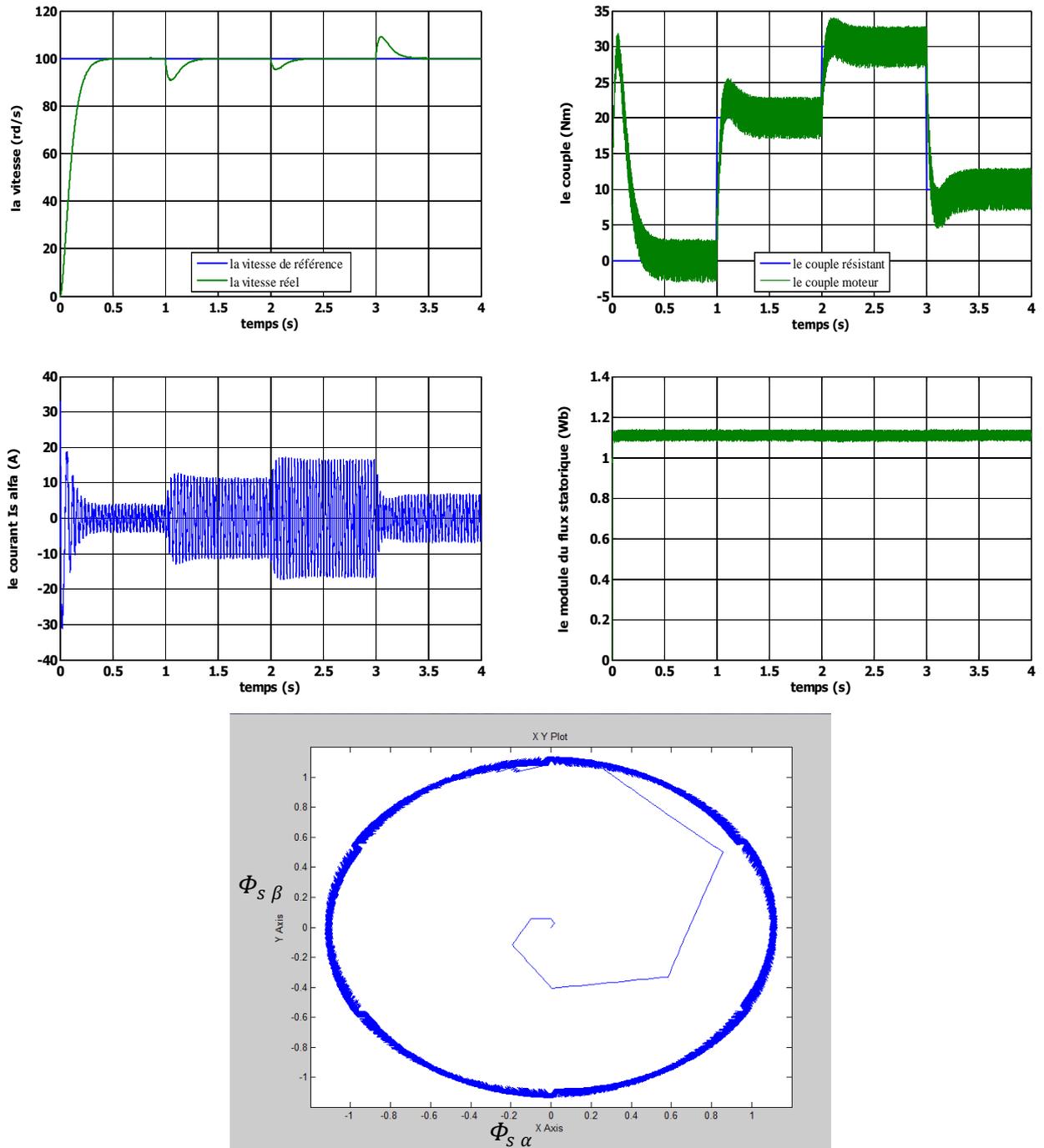


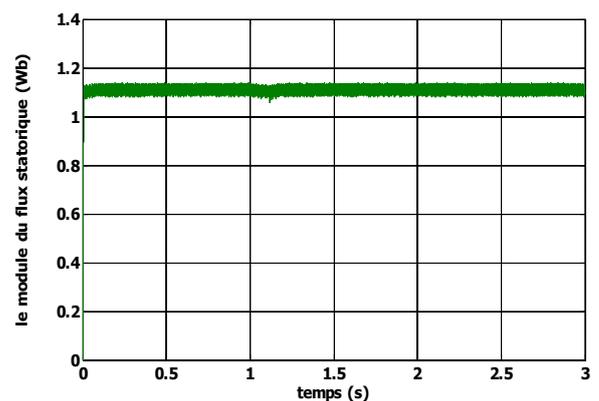
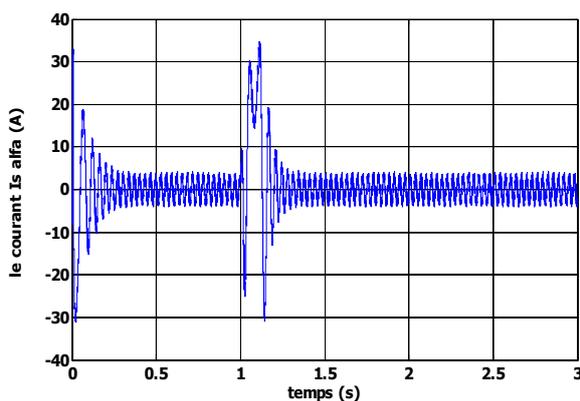
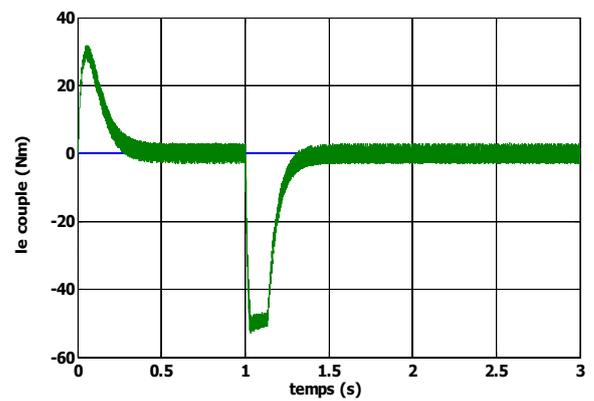
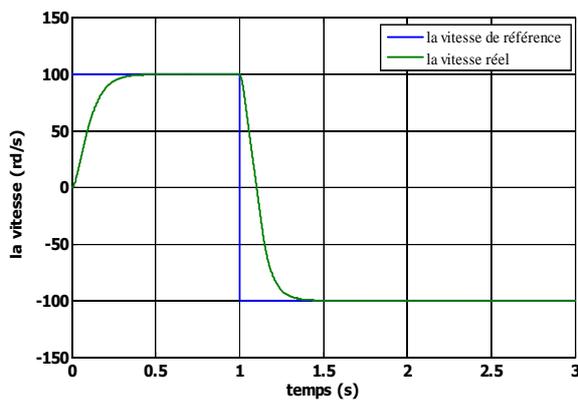
Fig.II-9 réponse du système à couple de charge variable

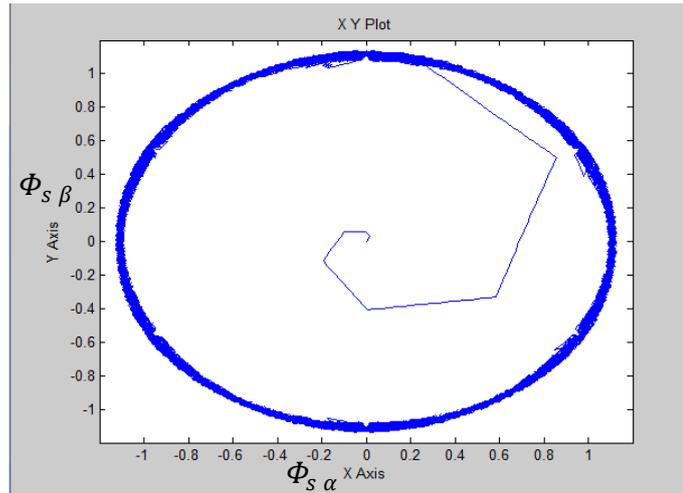
### II-10-4 Test avec inversion de sens de rotation :

Afin de tester la robustesse du contrôle direct de couple vis-à-vis à une inversion importante de la référence de la vitesse, on introduit un changement de la consigne de vitesse de 100 rd/s à -100 rd/s à l'instant  $t=1s$  après un démarrage à vide.

A l'inversion de vitesse on remarque sur la figure (II-10) que la poursuite en vitesse s'effectue sans dépassement, de même pour le couple qui subit à un dépassement avant de se stabiliser.

Le courant  $I_{s\alpha}$  et le module du flux sont affectés au instant de la variation de vitesse et reviennent rapidement pour se stabiliser au régime permanent, l'influence de cette variation n'est pas claire sur la trajectoire du module de flux.





**Fig.II-10** réponse du système pour une inversion de vitesse à -100 rd/s à t=1s

### II-11 la Robustesse vis-à-vis aux variations paramétriques :

Dans cette partie on présente les résultats de simulation pour voir la robustesse de la commande DTC, face à la variation paramétrique due à plusieurs phénomènes et perturbations à savoir [Jid07][Haq03] :

- L'état magnétique de la machine caractérisé par le phénomène de saturation qui influe sur les inductances de la machine.
- L'effet de la température sur les résistances en particulier.
- la variation de la vitesse rotorique qui provoque l'évolution de l'effet de peau.
- la variation de la charge qui peut affecter l'inertie du rotor et le coefficient de frottement...etc. les performances de cette commande vis-à-vis la variation de la résistance statorique et de la vitesse rotorique, ont été établies par les simulations suivantes:

#### II-11-1 test pour la variation de la résistance statorique:

Les principes du contrôle direct du couple ont été établis en supposant que la vitesse de la machine est élevée pour négliger l'influence du terme résistif surtout pour le contrôle du flux ;il est nécessaire donc d'étudier le comportement du flux et du couple lors de leurs établissements respectifs.

Pour étudier l'influence de la résistance statorique sur le comportement de la machine, nous avons également simulé le système à une augmentation de **50%** de la résistance statorique par rapport à la valeur nominale.

La figure (II-11a) illustre l'évolution de la vitesse, du module de flux statorique, et le couple électromagnétique, la figure (II-11b) montre la trajectoire du flux statorique. Ces résultats sont comparés avec ceux correspondant à la résistance nominale.

On remarque effectivement d'après les résultats obtenus que la variation de la résistance statorique affecte le module du flux statorique et le couple électromagnétique ainsi que la vitesse lors de démarrage; de même on constate clairement la déformation lors de démarrage de la trajectoire du flux statorique dans le plan ( $\alpha$ - $\beta$ ).

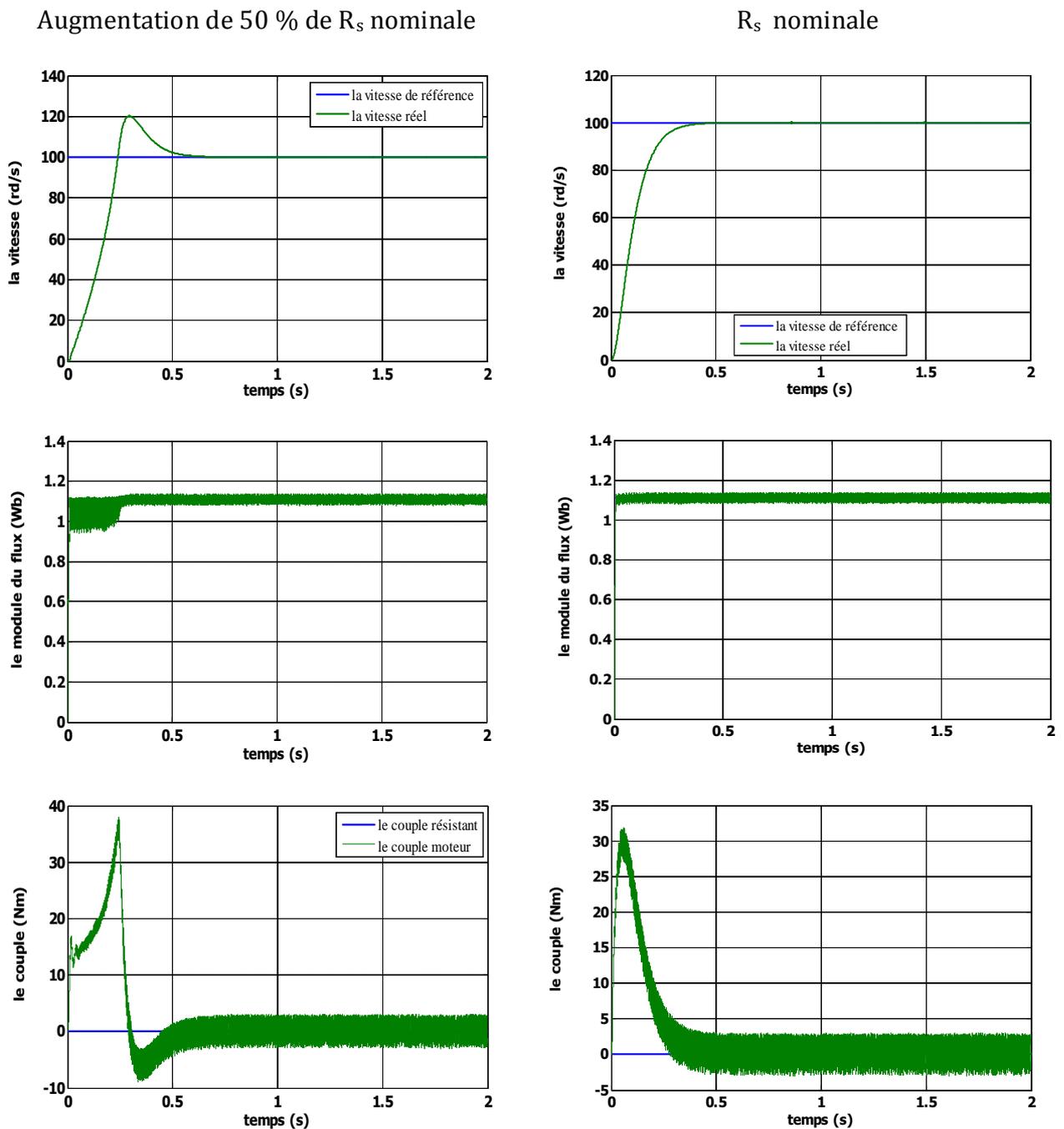


Fig. II-11a réponse du système lors de la variation de la résistance statorique de +50%

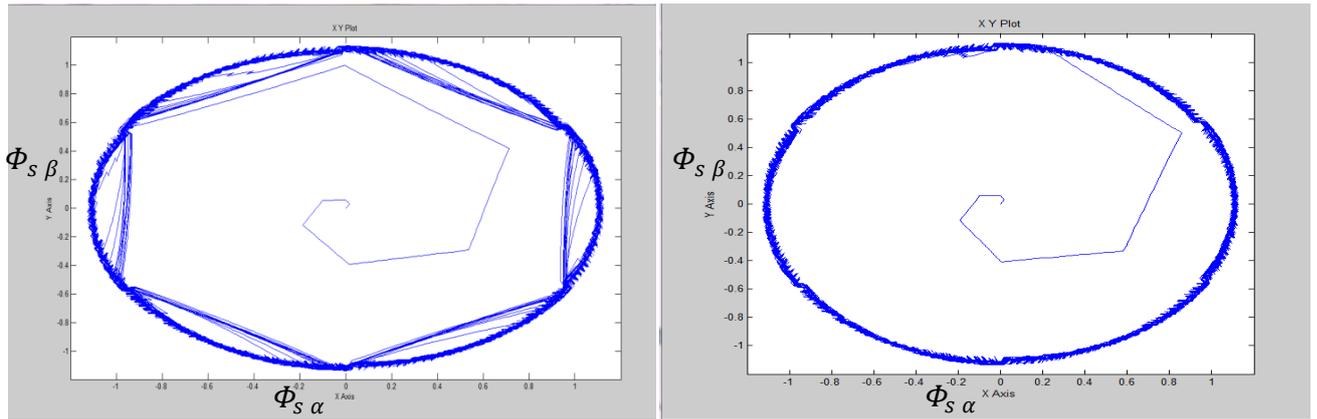
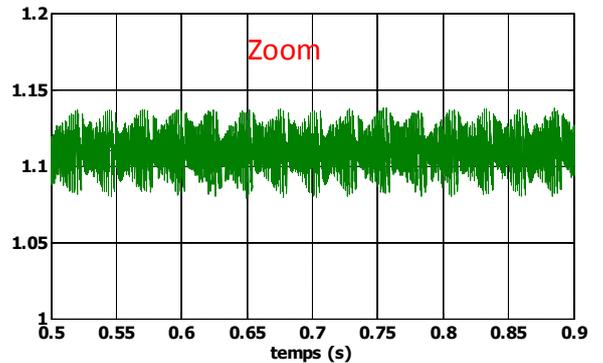
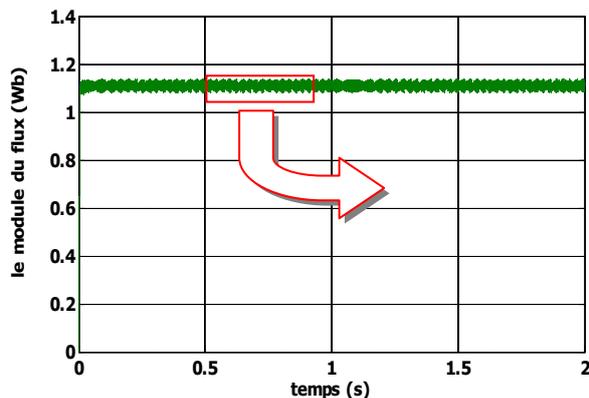
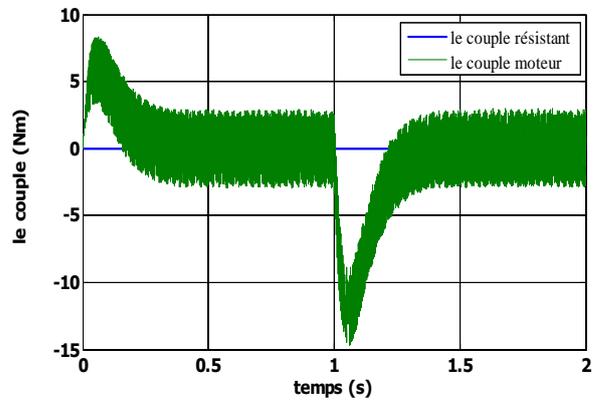
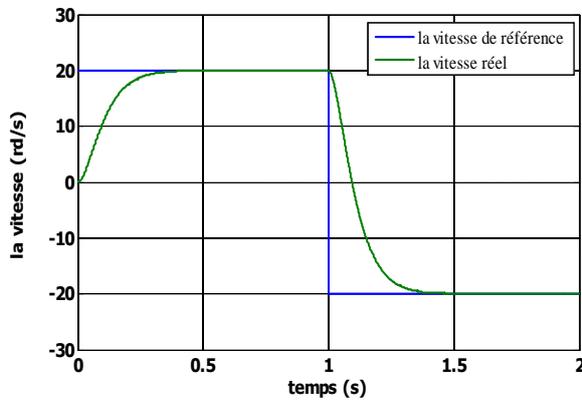


Fig. II-11b la trajectoire du flux lors de la variation de la résistance statorique de +50%

**II-11-2 test pour faible vitesse de rotation:**

La figure (II-12) montre les résultats de simulation du système pour les faibles vitesses de rotation de la machine lors d'une variation de 20rd/s à -20rd/s à l'instant t=1s.

On constate que la poursuite de la vitesse s'effectue sans dépassement. On remarque l'influence de la diminution de la vitesse sur le module du flux, son trajectoire dans le plan  $(\alpha, \beta)$ , et le couple électromagnétique.



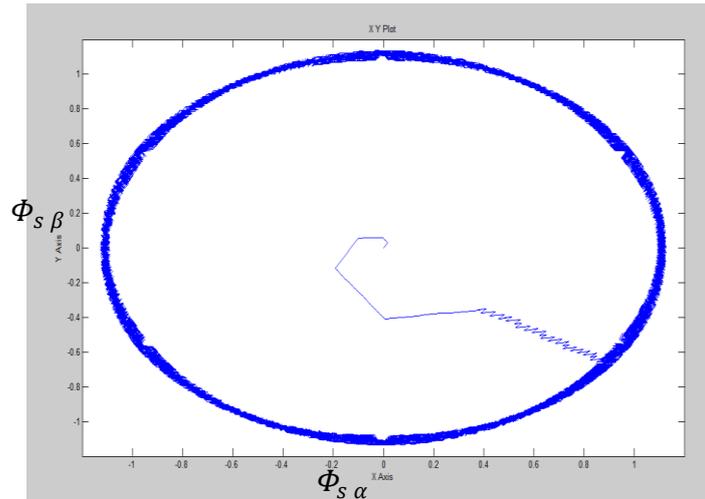


Fig. II-12 réponse du système à faible vitesse de rotation

## II-12 Amélioration des performances du DTC:

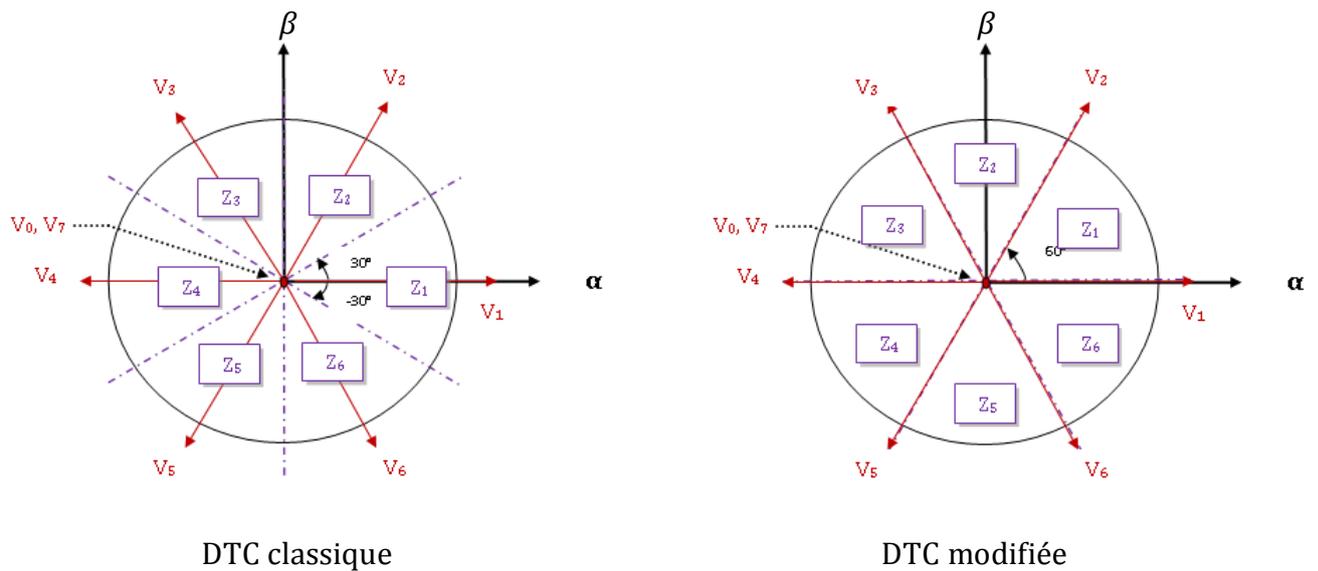
Amélioration les performances du contrôle DTC classique revient surtout à maîtriser la variation de la fréquence de commutation et réduire les ondulations sur le couple et sur le flux.

Notre travail se concentre sur la minimisation des ondulations sur le couple et sur le flux, pour cela nous allons aborder deux solutions basées sur l'affectation de la table de vérité :

- Amélioration de la commande DTC par changement de la table dans les faibles vitesse .
- La commande DTC avec table de 12 secteurs.

### II-12-1 La commande DTC modifiée (amélioration dans les faibles vitesses):

L'idée est d'améliorer la commande DTC par un changement de la table de vérité et de modifier les six zones du DTC classique; au lieu de prendre le premier secteur de  $-30^\circ$  à  $30^\circ$ , on prend le premier secteur de  $0^\circ$  à  $60^\circ$  [Ria 07][Bou 07].La figure(II-13)montre la nouvelle partition des zones .



**Fig. II-13 définition des secteurs utilisés dans la DTC**

La nouvelle table de vérité associée à la DTC modifiée est donnée comme suit :

Flux	Couple	Z=1	Z=2	Z=3	Z=4	Z=5	Z=6
Cflx=0	Ccpl=1	V <sub>4</sub>	V <sub>5</sub>	V <sub>6</sub>	V <sub>1</sub>	V <sub>2</sub>	V <sub>3</sub>
	Ccpl=0	V <sub>7</sub>	V <sub>0</sub>	V <sub>7</sub>	V <sub>0</sub>	V <sub>7</sub>	V <sub>0</sub>
	Ccpl=-1	V <sub>5</sub>	V <sub>6</sub>	V <sub>1</sub>	V <sub>2</sub>	V <sub>3</sub>	V <sub>4</sub>
Cflx=1	Ccpl=1	V <sub>2</sub>	V <sub>3</sub>	V <sub>4</sub>	V <sub>5</sub>	V <sub>6</sub>	V <sub>1</sub>
	Ccpl=0	V <sub>7</sub>	V <sub>0</sub>	V <sub>7</sub>	V <sub>0</sub>	V <sub>7</sub>	V <sub>0</sub>
	Ccpl=-1	V <sub>1</sub>	V <sub>2</sub>	V <sub>3</sub>	V <sub>4</sub>	V <sub>5</sub>	V <sub>6</sub>

**Tab. II-2 Table de la commande DTC modifiée.**

➤ **Test de simulation :**

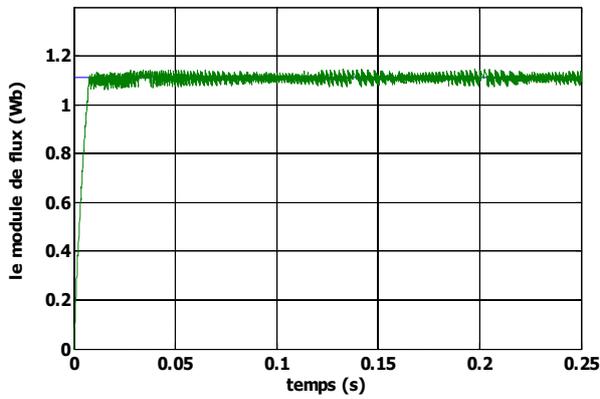
Les résultats de simulation comparés avec la DTC classique sont montrés sur la figure (II-14) pour un fonctionnement à faible vitesse de 10 rd/s.

Il est noté que le flux de la DTC modifié s'établit plus rapidement que celui de la DTC classique et son extrémité suit une trajectoire pratiquement circulaire, donc l'effet du terme résistif est éliminé par cette nouvelle table modifiée.

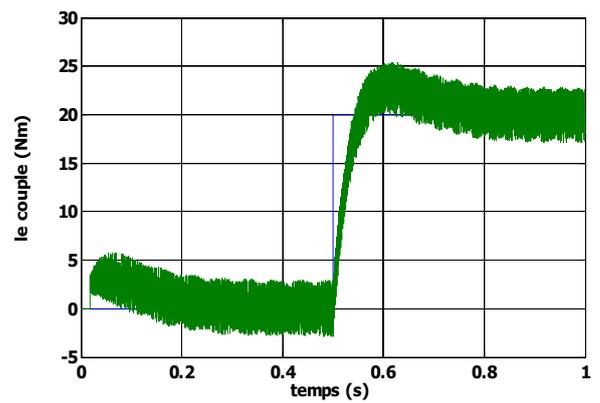
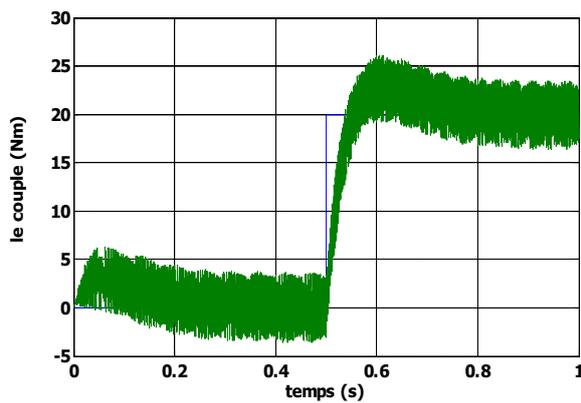
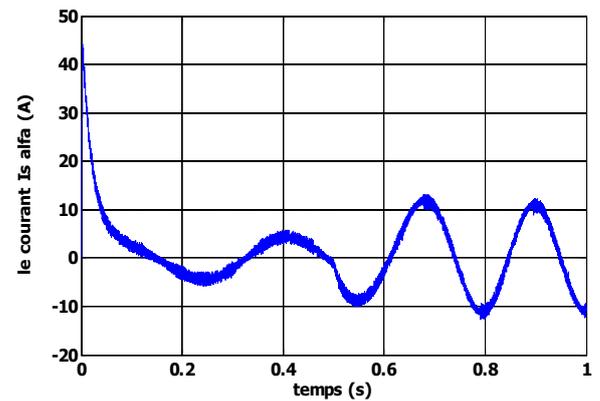
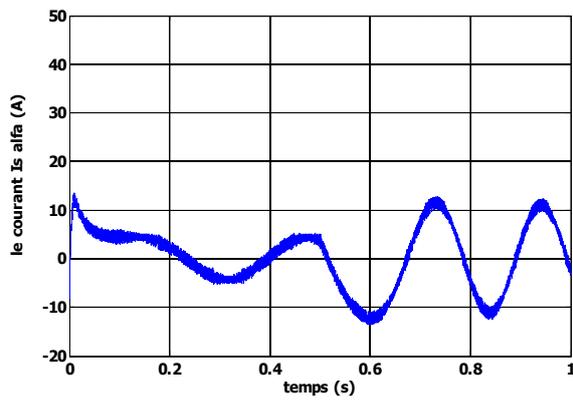
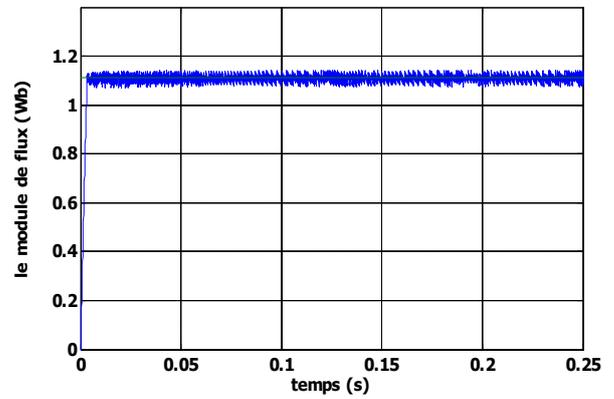
Cet établissement rapide du flux diminue les transitoires du courant et améliore nettement la dynamique lors de démarrage de la machine. La DTC modifiée ne peut être fonctionnelle normalement pour les grandes variations de couple ou de vitesse. Donc, il est

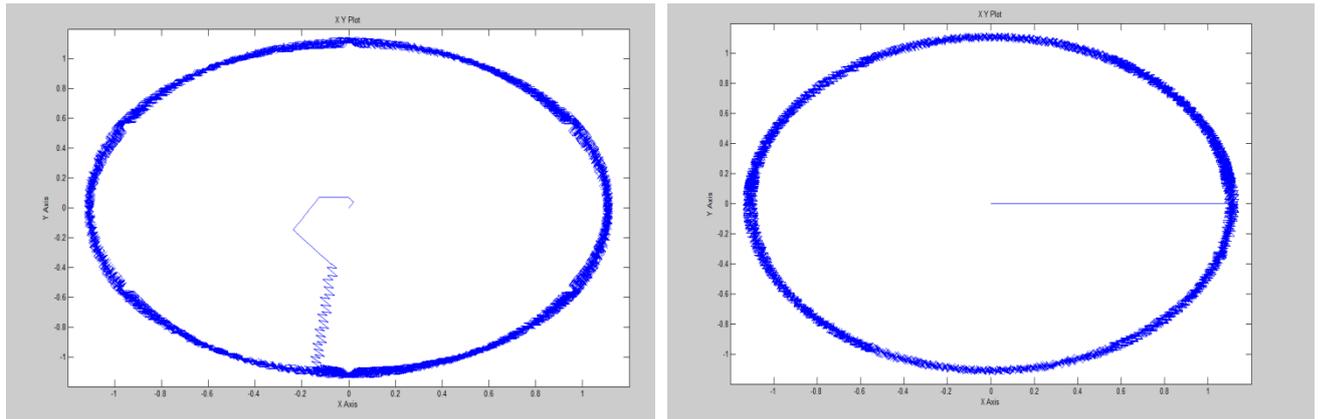
clair qu'on peut composer une stratégie de commande combinant à la fois la DTC modifiée pour les faibles vitesses et la DTC classique pour les grandes vitesses.

- DTC classique -



- DTC modifiée-



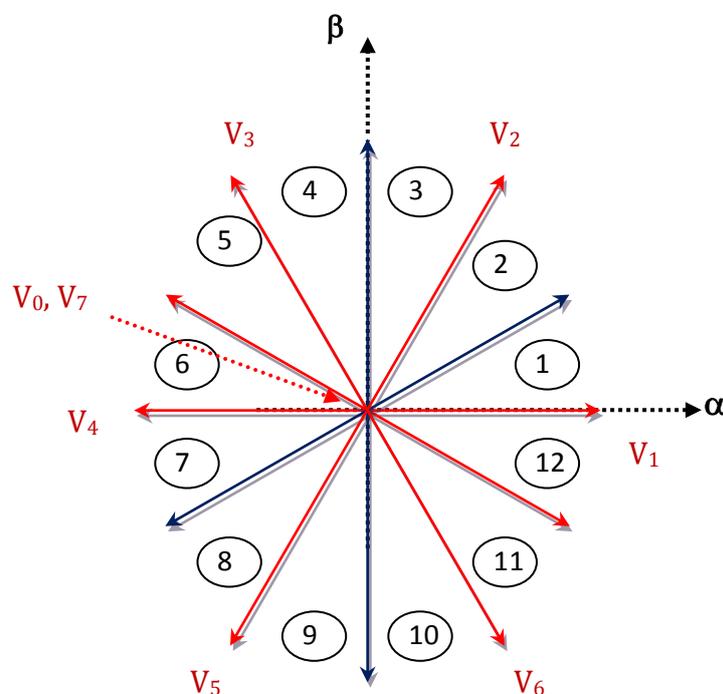


**Fig II.14 résultats de simulation pour la DTC classique et modifiée**

### II-12-2 La commande DTC avec table de 12 secteurs :

Dans le contrôle DTC classique, il ya deux vecteurs par secteur qui présente une ambiguïté dans le contrôle de couple, donc ( $V_i$  et  $V_{i+3}$ ) ne sont pas utilisés de même pour le contrôle DTC modifié, il ya deux vecteurs par secteur qui introduisent une ambiguïté dans le contrôle du flux, donc ( $V_{i+2}$  et  $V_{i+5}$ ) ne sont pas utilisés [Ria 07].

Afin d'utiliser les six vecteurs tensions pour les mêmes secteurs, une nouvelle table de sélection est utilisé basée sur 12 secteurs au lieu de six comme le montre la figure (II-15).



**Figure (II.15) : Les 12 Secteurs de la commande DTC**

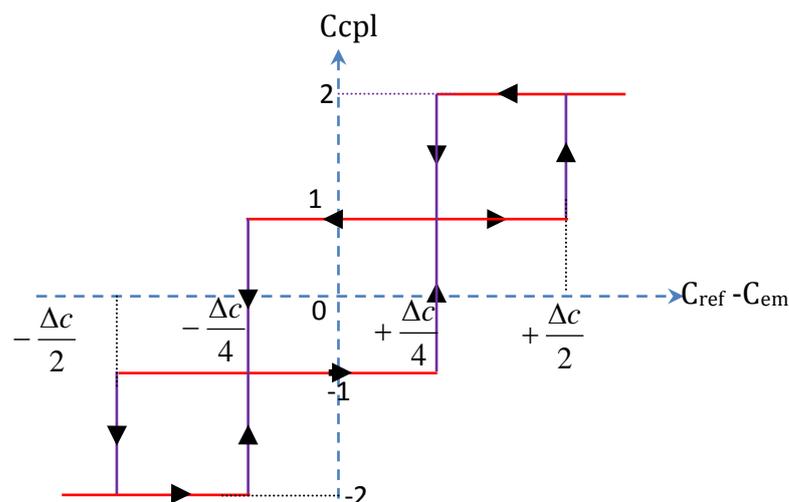
Le tableau suivant représente le cas où l'on peut appliquer les six vecteurs tension pour les deux secteurs  $S_1$  et  $S_{12}$ .

$S_1$	Augmentation	Diminution
flux	$V_1, V_2, V_6$	$V_3, V_4, V_5$
couple	$V_1, V_2, V_3$	$V_4, V_5, V_6$
$S_{12}$	Augmentation	Diminution
flux	$V_1, V_2, V_6$	$V_3, V_4, V_5$
couple	$V_2, V_3, V_6$	$V_5, V_6, V_1$

**Tab. II-3: Effet des six vecteurs tensions utilisés dans les secteurs  $S_1$  et  $S_{12}$**

Pour mieux explorer ces tensions, il est nécessaire de définir les petites et les grandes variations du couple et du flux engendrées par ces mêmes tensions selon leur déphasage par rapport aux limites des secteurs. Par exemple, il est évident que  $V_1$  peut produire une grande augmentation dans le flux et une faible augmentation dans le couple pour le secteur  $S_{12}$ ; par contre dans le même secteur,  $V_3$  augmente fortement le couple et légèrement le flux [Bou07].

Dans notre cas on s'intéresse beaucoup plus au couple, donc pour tenir compte des faibles et des grandes variations du couple on a utilisé un correcteur à hystérésis à quatre niveaux pour le couple et un correcteur à deux niveaux pour le flux.



**Fig. II-16 comparateur d'hystérésis de couple à quatre niveaux**

Le signal de sortie de ce correcteur est définie comme suit :

$$\left\{ \begin{array}{l} C_{cpl} = 2 \quad \text{si} \quad C_{ref} - C_{em} > \frac{\Delta C}{2} \\ C_{cpl} = 1 \quad \text{si} \quad \frac{\Delta C}{4} < C_{ref} - C_{em} < \frac{\Delta C}{2} \\ C_{cpl} = 0 \quad \text{si} \quad \frac{-\Delta C}{4} < C_{ref} - C_{em} < \frac{\Delta C}{4} \\ C_{cpl} = -1 \quad \text{si} \quad \frac{-\Delta C}{2} < C_{ref} - C_{em} < \frac{-\Delta C}{4} \\ C_{cpl} = -2 \quad \text{si} \quad C_{ref} - C_{em} < \frac{-\Delta C}{2} \end{array} \right. \quad (\text{II-20})$$

Finalement la table de sélection des tensions utilisées pour cette technique est donnée par le tableau (III-4).

S		1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
cflx=1	ccpl=2	V <sub>2</sub>	V <sub>3</sub>	V <sub>3</sub>	V <sub>4</sub>	V <sub>4</sub>	V <sub>5</sub>	V <sub>5</sub>	V <sub>6</sub>	V <sub>6</sub>	V <sub>1</sub>	V <sub>1</sub>	V <sub>2</sub>
	ccpl=1	V <sub>2</sub> *	V <sub>2</sub>	V <sub>3</sub> *	V <sub>3</sub>	V <sub>4</sub> *	V <sub>4</sub>	V <sub>5</sub> *	V <sub>5</sub>	V <sub>6</sub> *	V <sub>6</sub>	V <sub>1</sub> *	V <sub>1</sub>
	ccpl=-1	V <sub>1</sub>	V <sub>1</sub> *	V <sub>2</sub>	V <sub>2</sub> *	V <sub>3</sub>	V <sub>3</sub> *	V <sub>4</sub>	V <sub>4</sub> *	V <sub>5</sub>	V <sub>5</sub> *	V <sub>6</sub>	V <sub>6</sub> *
	ccpl=-2	V <sub>6</sub>	V <sub>1</sub>	V <sub>1</sub>	V <sub>2</sub>	V <sub>2</sub>	V <sub>3</sub>	V <sub>3</sub>	V <sub>4</sub>	V <sub>4</sub>	V <sub>5</sub>	V <sub>5</sub>	V <sub>6</sub>
cflx=0	ccpl=2	V <sub>3</sub>	V <sub>4</sub>	V <sub>4</sub>	V <sub>5</sub>	V <sub>5</sub>	V <sub>6</sub>	V <sub>6</sub>	V <sub>1</sub>	V <sub>1</sub>	V <sub>2</sub>	V <sub>2</sub>	V <sub>3</sub>
	ccpl=1	V <sub>4</sub>	V <sub>4</sub> *	V <sub>5</sub>	V <sub>5</sub> *	V <sub>6</sub>	V <sub>6</sub> *	V <sub>1</sub>	V <sub>1</sub> *	V <sub>2</sub>	V <sub>2</sub> *	V <sub>3</sub>	V <sub>3</sub>
	ccpl=-1	V <sub>7</sub>	V <sub>5</sub>	V <sub>0</sub>	V <sub>6</sub>	V <sub>7</sub>	V <sub>1</sub>	V <sub>0</sub>	V <sub>2</sub>	V <sub>7</sub>	V <sub>3</sub>	V <sub>0</sub>	V <sub>4</sub>
	ccpl=-2	V <sub>5</sub>	V <sub>6</sub>	V <sub>6</sub>	V <sub>1</sub>	V <sub>1</sub>	V <sub>2</sub>	V <sub>2</sub>	V <sub>3</sub>	V <sub>3</sub>	V <sub>4</sub>	V <sub>4</sub>	V <sub>5</sub>

**Tab. II-4 table de commande pour la DTC à 12 secteurs**

Notons que: (2,-2):grande variation du couple.

(1,-1):faible variation du couple.

V<sub>i</sub>\*: représente une séquence non désirée, parce qu'elle ne génère pas les petites variations du couple désirées.

#### ➤ Test de simulation :

La figure (II-17) montre que la DTC-12 secteurs minimise nettement les ondulations du couple dans le régime permanent, avec les mêmes réponses dynamique que la DTC classique. Par contre, elle présente le même niveau d'ondulation pour le flux dans le régime permanent que celui de la DTC classique.

En effet, la DTC-12 secteur utilise les mêmes vecteurs tensions de la DTC classique pour les grandes variations du couple (régime transitoire), donc ils ont les même dynamiques de

réponse du couple. Par contre pour les petites variations du couple (régime permanent) la DTC-12 secteurs utilise les vecteurs qui produisent des faibles variations du couple, donc des faibles oscillations du couple au régime permanent; mais d'un autre côté, ces vecteurs tensions produisent des grandes variations au niveau du flux.

De plus le DTC-12 secteur s'intéresse beaucoup plus au couple du fait qu'elle utilise un correcteur à hystérésis à quatre niveaux pour le contrôle du couple.

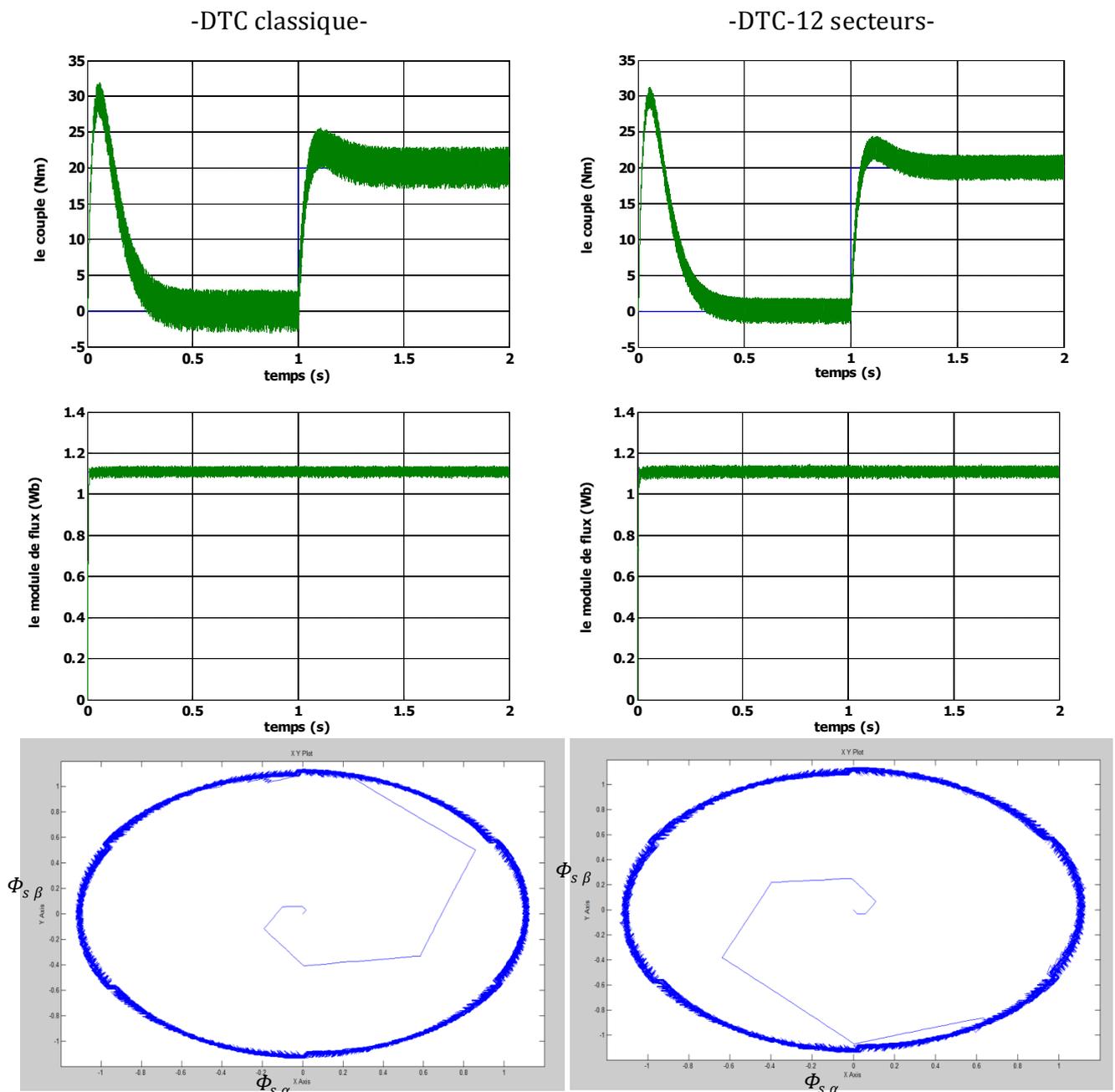


Fig II.17 résultats de simulation pour la DTC-12 secteurs

**II-13 conclusion :**

Dans ce chapitre, les principaux concepts de base de la commande directe de couple ont été présentés. Nous avons vu comment s'effectue le contrôle découplé entre le couple et le flux statorique en utilisant un choix convenable des vecteurs tensions de l'onduleur.

L'un des avantages de ce type de commande est la non nécessité du capteur mécanique. D'un autre côté, l'inconvénient principal est la présence des oscillations au niveau du couple qui sont dues à la variation de la fréquence de commutation. Afin de réduire les ondulations sur le couple et sur le flux, deux approches basées sur l'affectation de la table de commutation, sont traitées qui sont la DTC modifié et la DTC-12 secteurs.

Dans le but d'améliorer les performances de la DTC classique surtout la maîtrise de la variation de la fréquence de commutation et la réduction des ondulations du couple et du flux, on a étudié deux autres approches dans le chapitre qui suit.