

Commande Directe du Couple (DTC)

Introduction

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

Ce chapitre est destiné principalement à la description de ces nouvelles lois de contrôles. Nous présentons le principe du Contrôle Direct du couple appelé DTC (Direct Torque Control).

1. 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 statorique 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.

Ce type de commande se classe donc dans la catégorie des commandes en amplitude
Le contrôle direct de couple est caractérisé par:

- Généralement d'excellentes réponses dynamiques.
- 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.

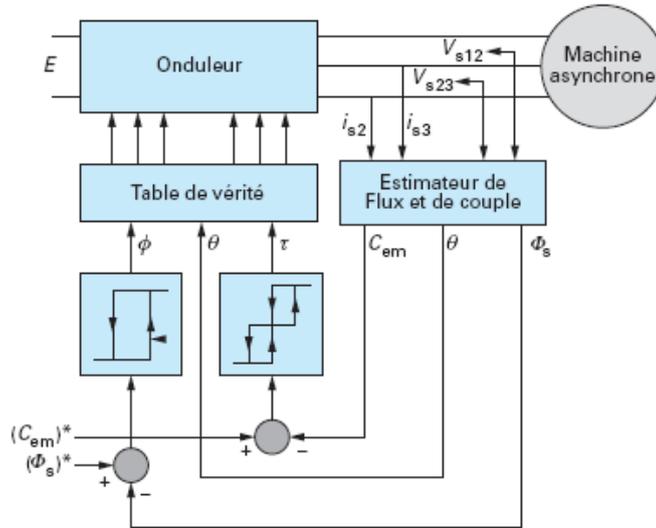


Fig.1. Schéma structurel de la DTC appliquée à une machine asynchrone

2. Contrôle de flux et de couple électromagnétique:

2.1. Contrôle du flux statorique :

Le contrôle direct du couple est basé sur l'orientation du flux statorique ; De l'équation (2) on déduit l'expression du flux statorique dans le référentiel (α, β) lié au stator de la machine asynchrone, et est donnée par l'équation suivante :

$$\bar{\varphi}_s(t) = \int_0^t (\bar{V}_s - R_s \bar{i}_s) dt + \bar{\varphi}_{s0} \quad (1)$$

Pendant une période d'échantillonnage T_e , soit un intervalle de temps $[T_e, 0]$ durant lequel on applique un vecteur de tension non nul à la machine, en négligeant la chute de tension due à la résistance statorique ($R_s i_s \ll v_s$) par conséquent l'équation (4.1) devient :

$$\bar{\varphi}_s(t) = \bar{\varphi}_s(0) + \bar{V}_s T_e \quad (2)$$

On pose:

$$\Delta \bar{\varphi}_s = \bar{\varphi}_s(0) - \bar{\varphi}_s(t) = \bar{V}_s T_e \quad (3)$$

L'équation (4.3) est illustrée par la Fig.4.2 , on a l'extrémité du vecteur flux statorique $\bar{\varphi}_s(t)$ se déplace sur une droite dont la direction est donnée par le vecteur tension appliqué \bar{V}_s .

Un résultat immédiat du comportement du flux de point de vue réglage :

Pour augmentation de flux, on applique un vecteur tension \bar{V}_s parallèle à $\bar{\varphi}_s(t)$ et de même sens, et de sens opposé pour le diminuer ; Tandis que l'application d'un vecteur tension en quadrature avec $\bar{\varphi}_s(t)$ fait varier sa phase et n'agit pas sur son amplitude.

Le choix de la séquence adéquate des vecteurs \bar{V}_s durant chaque période d'échantillonnage, permet de garder l'amplitude de $\bar{\varphi}_s(t)$ autour d'une valeur constante, et l'extrémité du vecteur $\bar{\varphi}_s(t)$ aura une trajectoire pseudo circulaire, à conditions que la période d'échantillonnage T_e soit très faible devant celle du flux statorique.

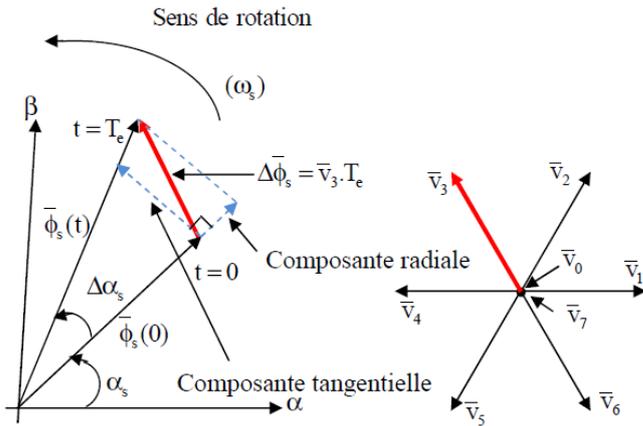


Fig. 2. Evolution du vecteur flux statorique

Un comparateur à hystérésis à deux niveaux est utilisé pour la correction de flux, à pour but de maintenir l'extrémité du vecteur flux statorique dans une couronne circulaire comme le montre la figure.3, la sortie de ce comparateur est une variable booléenne prenant la valeur (1) lorsque l'erreur du flux est positive et (0) lorsqu'elle est négative. La largeur de la bande d'hystérésis est choisie suivant l'intervalle de commande des interrupteurs, lui-même choisi en fonction de la fréquence de commutation des interrupteurs ainsi que du temps de calcul dans les applications pratiques.

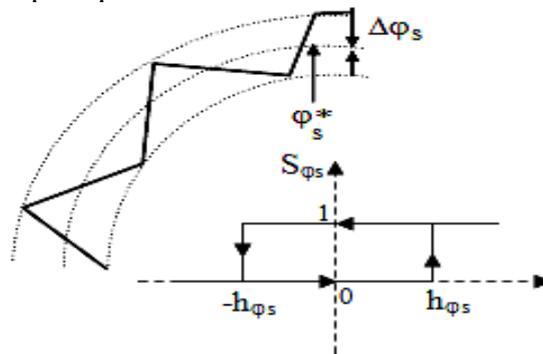


Fig.3. Comparateur à hystérésis pour flux statorique

On peut écrire ainsi :

$$\left\{ \begin{array}{ll}
 \text{si } \Delta\varphi_s > h_{\varphi_s} & \Rightarrow S_{\varphi_s} = 1 \\
 \text{si } 0 \leq \Delta\varphi_s \leq h_{\varphi_s} \text{ et } \frac{d\Delta\varphi_s}{dt} > 0 & \Rightarrow S_{\varphi_s} = 0 \\
 \text{si } 0 \leq \Delta\varphi_s \leq h_{\varphi_s} \text{ et } \frac{d\Delta\varphi_s}{dt} < 0 & \Rightarrow S_{\varphi_s} = 1 \\
 \text{si } \Delta\varphi_s < -h_{\varphi_s} & \Rightarrow S_{\varphi_s} = 0
 \end{array} \right. \quad (4)$$

2.2. Contrôle du couple électromagnétique:

Pour représenter la machine asynchrone, on choisit le référentiel $((\alpha, \beta))$, lié au stator qui est généralement le plus adapté à l'implantation de la DTC. Le modèle de la machine dans ce référentiel est comme suit:

$$\begin{cases} \bar{V}_s = R_s \bar{i}_s + \frac{d\bar{\varphi}_s}{dt} \\ \bar{V}^r = 0 = R_r \bar{i}_r + \frac{d\bar{\varphi}_r}{dt} - j\omega \bar{\varphi}_r \end{cases} \quad (5) \quad 7$$

$$\begin{cases} \bar{\varphi}_s = L_s \bar{i}_s + M \bar{i}_r \\ \bar{\varphi}_r = L_r \bar{i}_r + M \bar{i}_s \end{cases} \quad (6) \quad 8$$

De l'équation (6) on peut écrire l'expression du courant ir :

$$\bar{i}_r = \frac{1}{\sigma} \left(\frac{\bar{\varphi}_r}{L_r} - \frac{M}{L_r L_s} \bar{\varphi}_s \right) \quad (7) \quad 9$$

De (5) et (7) on obtient :

$$\begin{cases} \bar{V}_s = R_s \bar{i}_s + \frac{d\bar{\varphi}_s}{dt} \\ \frac{d\bar{\varphi}_r}{dt} + \left(\frac{1}{\sigma T_r} - j\omega \right) \bar{\varphi}_r = \frac{M}{L_s} \frac{1}{\sigma T_r} \bar{\varphi}_s \end{cases} \quad (4.8) \quad 10$$

Cette dernière équation (8) montre que :

- Il est possible de contrôler le vecteur $\bar{\varphi}_s(t)$ à partir du vecteur \bar{V}_s à la chute de tension $R_s i_s$ près.

- Le flux $\bar{\varphi}_r(t)$ suit les variations de $\bar{\varphi}_s(t)$ avec une constante de temps T_r qui détermine aussi la rapidité de variation de l'angle θ_{sr} entre les deux flux statorique et rotorique. Le rotor agit comme un filtre de constante de temps T_r entre les flux $\bar{\varphi}_s(t)$ et $\bar{\varphi}_r(t)$.

La relation du flux en régime permanent s'exprime par :

$$\bar{\varphi}_r = \frac{M}{L_s} \frac{\bar{\varphi}_s}{1 + j\omega \sigma T_r} \quad (9) \quad 11$$

En posant $\theta_{sr} = (\varphi_s \hat{\varphi}_r)$ l'angle entre les vecteurs flux, le couple s'exprime par :

$$C_e = p \frac{M}{\sigma L_s L_r} \varphi_s \varphi_r \sin \theta_{sr} \quad (10)$$

Le couple dépend des amplitudes des deux vecteurs φ_s et φ_r , et de leur position relative ; Si l'on parvient à contrôler le vecteur de flux φ_s en module et en position, on peut donc contrôler φ_r en module et en position, et donc le couple.

Ceci est possible à condition que la période d'échantillonnage est telle que $T_e \ll T_r$.

2.3. Choix du vecteur tension V_s :

Le choix du vecteur V_s dépend de la position de Φ_s dans le référentiel (S), de la variation souhaitée de son module, de son sens de rotation et de la variation du couple. L'espace d'évolution de Φ_s est décomposé en six zones i, avec $i = [1,6]$, telle qu'elle est représentée sur la figure 2.

Lorsque le flux se trouve dans une zone i, le contrôle du flux et du couple peut être assuré en sélectionnant l'un des huit vecteurs tensions suivants :

- Si V_{i+1} est sélectionné alors Φ_s croît et $C_{ém}$ croît,
- Si V_{i-1} est sélectionné alors Φ_s croît et $C_{ém}$ décroît,
- Si V_{i+2} est sélectionné alors Φ_s croît et $C_{ém}$ croît,
- Si V_{i-2} est sélectionné alors Φ_s décroît et $C_{ém}$ décroît,
- Si V_0 ou V_7 sont sélectionnés, alors la rotation du flux Φ_s est arrêtée, d'où une décroissance du couple alors que le module du flux Φ_s reste inchangé.

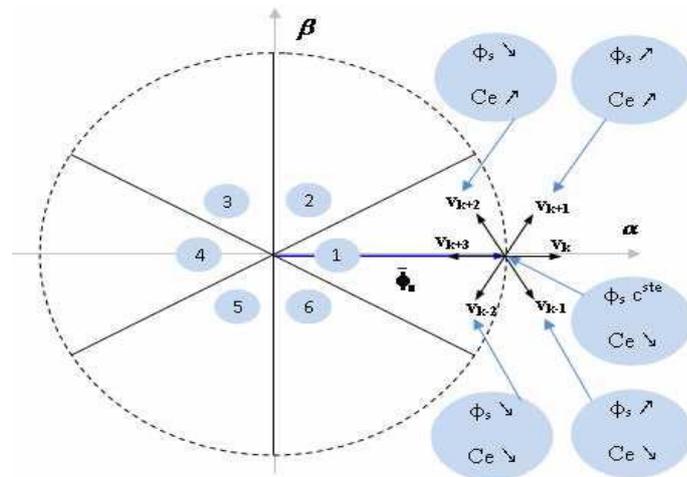


Fig. 4. Choix du vecteur tension

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

Les vecteurs V_k et V_{k+3} ne sont pas utilisés quelque soit le sens d'évolution du couple ou du flux car la composante du flux est très forte avec un couple nul en milieu de zone.

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

Un estimateur de flux en module et en position ainsi qu'un estimateur de couple sont donc nécessaires.

4. Les estimateurs:

Les consignes d'entrée du système de contrôle sont le couple et l'amplitude du flux statorique. Lorsque celui-ci est appliqué aux machines asynchrones, le couple représente la troisième entrée de ce système de contrôle. Les performances du système de contrôle dépendent de la précision dans l'estimation de ces valeurs.

1- Estimation du flux statorique:

L'estimation du flux statorique est réalisée à partir de l'expression du flux statorique :

$$\varphi_s = \int_0^t (V_s - R_s I_s) dt \quad (11)$$

Le vecteur flux statorique est calculé à partir de ses deux composantes biphasées d'axes (α, β) , tel que :

$$\varphi_s = \varphi_{s\alpha} + j\varphi_{s\beta}$$

$$\begin{cases} \varphi_{s\alpha} = \int_0^t (V_{s\alpha} - R_s I_{s\alpha}) dt \\ \varphi_{s\beta} = \int_0^t (V_{s\beta} - R_s I_{s\beta}) dt \end{cases} \quad (12)$$

Les composantes $I_{s\alpha}$ $I_{s\beta}$ du vecteur de courant statorique sont calculées à partir des courants (i_{sa}, i_{sb}, i_{sc}) mesurés, et par la transformation de **Concordia**, soit :

$$I_s = I_{s\alpha} + jI_{s\beta}$$

$$\begin{cases} I_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} i_{sa} \\ I_{s\beta} = \frac{1}{2} (i_{sb} - i_{sc}) \end{cases} \quad (13)$$

Les composantes $V_{s\alpha}$, $V_{s\beta}$ du vecteur tension statorique sont calculées à partir de la tension d'entrée de l'onduleur U_0 et des états de commande (S_a, S_b, S_c) , soient :

$$\begin{cases} V_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} U_0 \left(S_a - \frac{1}{2} (S_b + S_c) \right) \\ V_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} U_0 (S_b - S_c) \end{cases} \quad (14)$$

Le module du flux statorique s'écrit :

$$|\varphi_s| = \sqrt{\varphi_{s\alpha}^2 + \varphi_{s\beta}^2} \quad (15)$$

Le secteur S_i dans le quel se situe le vecteur $\bar{\varphi}_s$ est déterminé à partir des composantes $\varphi_{s\alpha}$ et $\varphi_{s\beta}$. L'angle θ_s entre le référentiel (α, β) et le vecteur $\bar{\varphi}_s$ est égal à :

$$\theta_s = \arctg \frac{\varphi_{s\beta}}{\varphi_{s\alpha}} \quad (16)$$

2- Estimation du couple électromagnétique:

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

$$C_{em} = p[\varphi_{s\alpha} I_{s\beta} - \varphi_{s\beta} I_{s\alpha}] \quad (17)$$

5. Elaboration du vecteur de commande

5.1 Contrôleur de flux

L'objectif de ce contrôleur est de maintenir l'extrémité du vecteur $\bar{\varphi}_s$ dans une couronne circulaire, comme l'illustre la Figure

On utilise un contrôleur à hystérésis à deux niveaux pour maintenir le module du flux entre deux limites, en comparant sa valeur avec une valeur de référence, la sortie du contrôleur génère une valeur binaire indique si le module du flux doit augmenter ou doit diminuer

$$|\varphi_s - (\varphi_s)_{ref}| \leq \Delta\varphi_s$$

Avec :

$\bar{\varphi}_s$: est le module de flux ;

$(\varphi_s)_{ref}$: est le flux référence ;

$\Delta\varphi_s$: est la largeur du correcteur à hystérésis ;

La valeur binaire de la sortie du correcteur :

cflx = 0 Indique que le module du flux doit être augmenté.

cflx = 1 Indique que le module du flux doit être diminué.

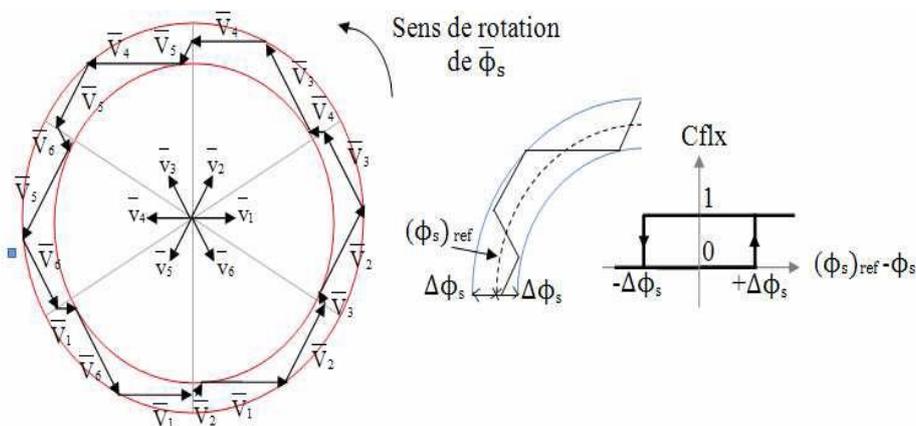


Fig. 5. Contrôleur à hystérésis à deux niveaux

Contrôleur de couple :

Le contrôle de couple a pour but de maintenir son module autour d'une valeur de référence entre deux limites admissibles, en utilisant des contrôleurs à hystérésis

$$|(C_{em})_{ref} - C_{em}| \leq \Delta C_{em}$$

Avec :

C_{em} : est le couple électromagnétique.

$(C_{em})_{ref}$: est le couple de référence.

ΔC_{em} : est la bande d'hystérésis.

Dans notre étude on a utilisée un correcteur à hystérésis à trois niveaux comme solution, ce correcteur permet de contrôler le moteur dans les deux sens de rotation, soit pour un couple positif ou négatif.

La sortie du correcteur, présenté par la variable booléenne Ccpl 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, elle est diminuée ($Ccpl = 0$)

Ce correcteur autorise une décroissance rapide du couple. En effet pour diminuer la valeur de couple, en plus des vecteurs nuls (arrêt de la rotation de φ_s), on applique les vecteurs

V_{i-1} ou V_{i-2} si l'on choisit un sens de rotation positif (sens conventionnel trigonométrique).

Dans ce cas, le flux φ_r rattrapera très vite le flux φ_s sans que ce dernier se contente seulement de l'attendre mais va à sa rencontre (inversion du sens de rotation de φ_s).

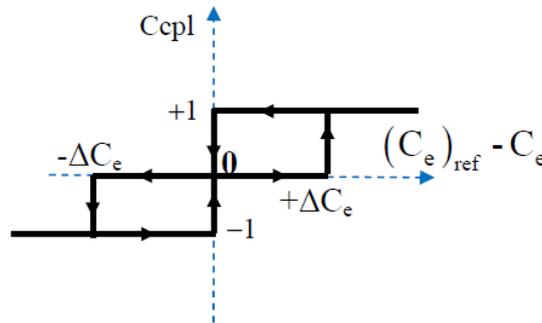


Fig. 6. Correcteur de couple à trois niveaux

Elaboration de la table de commutation

La méthode de type DTC la plus classique est basée sur l'algorithme suivant :

- Le domaine temporel est divisé en périodes de durée T_e réduites ($T_e = 50ms$).
- À chaque coup d'horloge, on mesure les courants de ligne et les tensions par phase.
- On reconstitue les composantes du vecteur flux stator.
- L'estimation du couple électromagnétique de la machine est alors possible grâce à l'estimation des composantes de flux et aux mesures des courants de lignes.
- L'erreur entre le flux de référence et le flux estimé est introduite dans un régulateur hystérésis qui génère à sa sortie la variable binaire (cflx) à deux niveaux.
- L'erreur entre le couple de référence et le couple estimé est introduite dans un régulateur à

N		1	2	3	4	5	6	Correcteur
Cflx=1	Ccpl=1	V2	V3	V4	V5	V6	V1	Deux Niveau
	Ccpl=0	V7	V0	V7	V0	V7	V0	
	Ccpl=-1	V6	V1	V2	V3	V4	V5	Trois Niveaux
Cflx=0	Ccpl=1	V3	V4	V5	V6	V1	V2	Deux Niveau
	Ccpl=0	V0	V7	V0	V7	V0	V7	
	Ccpl=-1	V5	V6	V1	V2	V3	V4	Trois Niveaux

hystérésis qui génère à sa sortie une variable logique à trois niveaux (ccpl) afin de minimiser la fréquence de commutation, car la dynamique du couple est généralement plus rapide que celle du flux.

-Le choix de l'état de l'onduleur est effectué dans une table de commutation construite en fonction de l'état des variables (cflx) et (ccpl) et de la zone de la position de flux φ_s .

En sélectionnant l'un des vecteurs nuls, la rotation du flux statorique est arrêtée et 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.

Structure générale du contrôle direct de couple

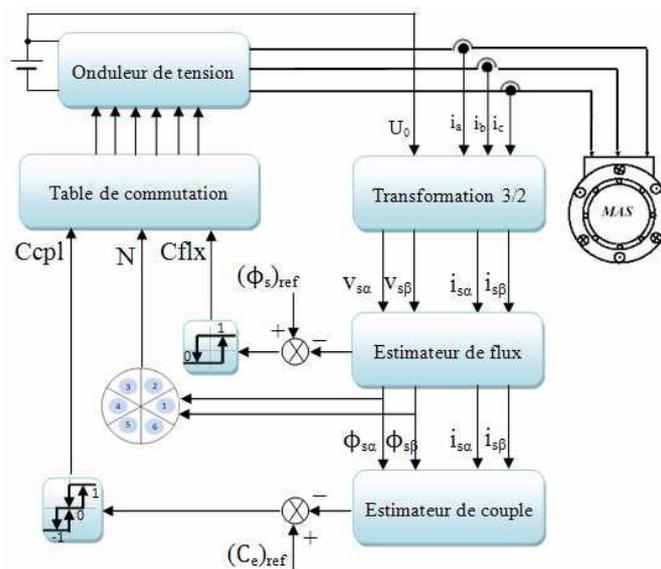


Fig. 7. Structure générale du contrôle direct du couple