

Chapitre 3

Commande Directe du Couple d'une Machine Asynchrone

3.1 Introduction

Les structures de contrôle direct du couple (DTC : direct torque control, DSC : direct self control) des machines asynchrones ont été introduites en 1985 par Takahashi [12] et Depenbrock [13] comme concurrentielles des méthodes classiques, basées sur une alimentation par modulation de largeur d'impulsion (MLI) et sur un découplage du flux et du couple moteur par orientation du champ magnétique. Par opposition aux lois de commande en durée (MLI), ces stratégies de commande directes appartiennent à la catégorie des lois de commande en amplitude.

Elles présentent des avantages déjà bien connus par rapport aux techniques conventionnelles [3], [8], [14] notamment en ce qui concerne la réduction du temps de réponse du couple, l'amélioration de la robustesse par rapport aux variations des paramètres de la machine et de l'alimentation, l'absence des transformations de Park sur des axes tournants et elle s'adapte par nature à l'absence de capteur mécanique ou observateur de vitesse (ou de position). Des travaux se sont donc multipliés sur ce sujet, initialement basés sur les principes de contrôle énoncés par Takahashi [12] et donnant lieu à diverses évolutions de stratégies.

Dans ce chapitre, on présentera les principes du contrôle direct du couple d'un moteur asynchrone que l'on comparera aux commandes par orientation du flux rotorique (FOC) présentées au deuxième chapitre.

3.2 Principe dynamique du contrôle de couple

3.2.1 Règles de comportement du flux statorique

On se place dans un repère lié au stator de la machine, le flux stator peut être obtenu par l'équation suivante :

$$\phi_s = \int_0^t (u_s - R_s i_s) dt \quad (3.1)$$

Sur un intervalle périodique de contrôle $[0, T_e]$, correspondant à une période d'échantillonnage T_e , les commandes (S_a, S_b, S_c) sont fixes, et par conséquent le vecteur tension appliqué à la machine reste constant, donc on peut écrire :

$$\phi_s = \phi_{s0} + u_s T_e - \int_0^t R_s i_s dt \quad (3.2)$$

Où ϕ_{s0} est le vecteur flux à $t = 0$.

Pour simplifier on considère que le terme $R_s i_s$ négligeable par rapport à la tension u_s , ce qui est vérifié lorsque la vitesse de rotation est suffisamment élevée. Ainsi on trouve :

$$\frac{d\phi_s}{dt} = u_s \quad (3.3)$$

de (3-3) on a aussi :

$$\Delta\phi_s = \phi_s - \phi_{s0} = u_s T_e \quad (3.4)$$

On constate que sur un intervalle de temps $[0, T_e]$, l'extrémité du vecteur flux ϕ_s se déplace sur une droite dont la direction est donnée par la tension u_s , la figure 3.1 décrit ce principe.

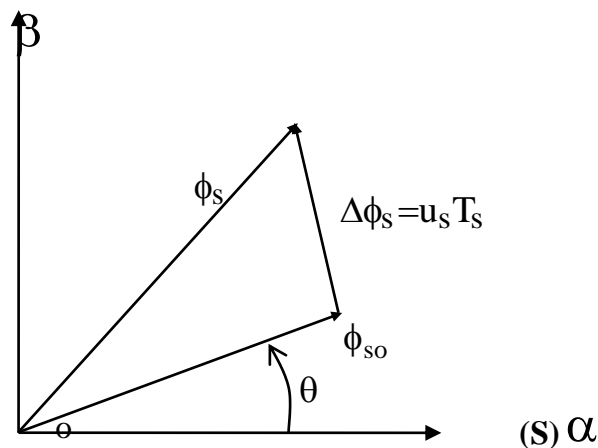


Fig 3.1 Évolution du flux stator dans le plan (α, β) .

Les considérations précédentes permettent de définir des règles de comportement du flux. En effet, du point de vu strict de son réglage, en choisissant une séquence correcte du vecteur u_s , sur des intervalles de temps successifs de durée T_e , on peut faire suivre à l'extrémité du vecteur flux une trajectoire désirée.

Lorsque le vecteur tension choisi u_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 u_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 u_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 3.2.

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.

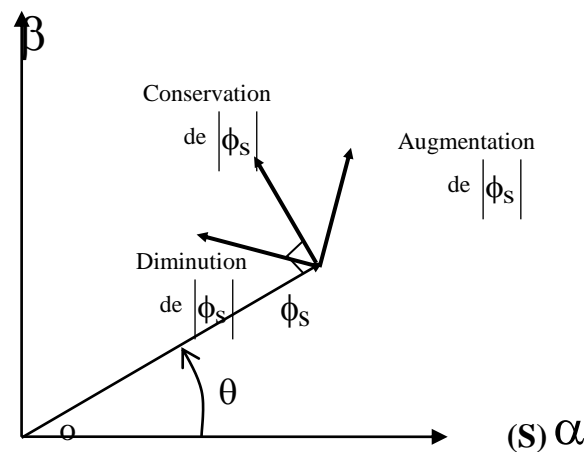


Fig 3.2 Comportement du flux stator pour différents vecteurs tension u_s

3.2.2 Règles de comportement du couple électromagnétique

Le couple électromagnétique est proportionnel au produit vectoriel entre les vecteurs flux stator et rotor.

$$C_e = \frac{p \cdot M}{\sigma \cdot L_s \cdot L_r} (\varphi_r \times \varphi_s) = \frac{p \cdot M}{\sigma \cdot L_s \cdot L_r} |\varphi_r| \cdot |\varphi_s| \sin \theta_{rs} \quad (3.5)$$

où θ_{sr} : angle entre les vecteurs flux stator et rotor.

D'après l'équation vectorielle du rotor de la machine dans un repère lié au stator, on peut trouver la relation existante entre le flux statorique et rotorique suivante :

$$\frac{d\phi_r}{dt} + \left(\frac{1}{\sigma \cdot T_r} - j \cdot \omega_m \right) \phi_r = \frac{M}{\sigma \cdot T_r L_s} \phi_s \quad (3.6)$$

Dans cette relation on constate que le flux rotorique décrit le comportement du flux statorique mais avec un retard d'une constante de temps égale à σT_r . Ceci traduit l'action d'un filtrage passe-bas qui existe entre les deux flux. Cette constante de temps détermine aussi la rapidité de variation de l'angle θ_{sr} entre les deux flux statorique et rotorique.

En supposant que, par son réglage, l'amplitude de ϕ_s est maintenue constante, l'amplitude de ϕ_r sera aussi constante lorsque le flux est établi dans la machine. L'équation du couple (3-5) permet donc de conclure que le réglage du couple peut être assuré par celui de l'angle θ_{sr} .

3.3 Description de la structure de contrôle direct du couple

3.3.1 Sélection du vecteur tension

En sélectionnant un vecteur tension u_s (S_a S_b S_c) approprié, l'extrémité du flux ϕ_s peut être contrôlée et déplacée de manière à maintenir l'amplitude du vecteur flux constante, le choix de u_s dépend alors de la variation souhaitée pour le module du flux statorique ϕ_s et de son sens de rotation, mais également de l'évolution souhaitée pour le couple.

Ainsi, nous pouvons délimiter l'espace d'évolution de ϕ_s dans le référentiel statorique en le décomposant en six zones $N = i$, avec $i = 1 \dots 6$, déterminées à partir des composantes du flux dans le plan (α, β) .

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 quatre vecteurs tension adéquats. Il s'agit des vecteurs u_{i+1} , u_{i+2} , u_{i+4} , u_{i+5} représentés sur la figure 3.3. Sur toute la zone $N = i$, parcourue par le vecteur flux statorique, le rôle du vecteur tension u_s , sélectionné reste le même, soit :

- Si u_{i+1} est sélectionné alors ϕ_s croît et C_e croît.
- Si u_{i+5} est sélectionné alors ϕ_s croît et C_e décroît.
- Si u_{i+2} est sélectionné alors ϕ_s décroît et C_e croît.
- Si u_{i+4} est sélectionné alors ϕ_s décroît et C_e décroît.

Quel que soit le sens d'évolution du couple ou du flux dans une zone de position $N = i$, les deux vecteurs tensions u_i et u_{i+3} ne sont jamais utilisés, puisqu'ils peuvent croître ou décroître le couple selon la position du flux ϕ_s dans le secteur $N = i$.

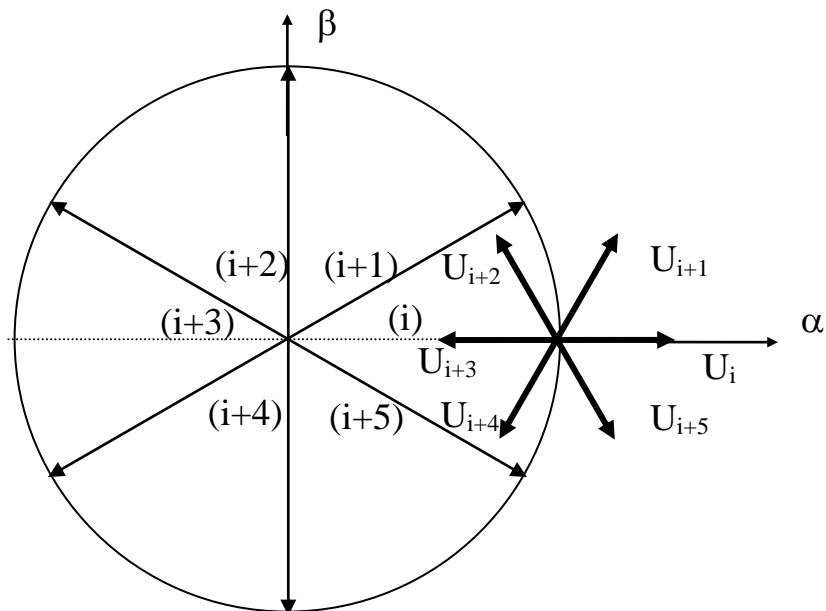


Fig 3.3 Sélection du vecteur tension u_s selon la zone $N = i$.

3.3.2 Estimation du flux statorique

Avant d'aborder l'étude du contrôleur du flux, on définit les étapes de calcul nécessaires à l'estimation de l'amplitude du flux statorique. Ainsi, à partir de l'équation (3-1), on établit la décomposition du vecteur flux ϕ_s , selon les axes (α, β) , soit :

$$\phi_s = \phi_{s\alpha} + j \cdot \phi_{s\beta} \quad (3.7)$$

$$\begin{cases} \phi_{s\alpha} = \int_0^t (u_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha}) dt \\ \phi_{s\beta} = \int_0^t (u_{s\beta} - R_s i_{s\beta}) dt \end{cases} \quad (3.8)$$

On obtient $u_{s\alpha}$ et $u_{s\beta}$, à partir de la tension d'entrée mesurée de l'onduleur u_c et des états de commande (S_a, S_b, S_c) , soit :

$$u_s = u_{s\alpha} + j \cdot u_{s\beta} \quad (3.9)$$

$$\begin{cases} u_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} u_c \left[S_a - \frac{1}{2} (S_b + S_c) \right] \\ u_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} u_c (S_b - S_c) \end{cases} \quad (3.10)$$

Les courants $i_{s\alpha}$ et $i_{s\beta}$ sont également obtenus par la transformation de Concordia, à partir des courants i_{sa} , i_{sb} , i_{sc} mesurés, soit :

$$i_s = i_{s\alpha} + j i_{s\beta} \quad (3.11)$$

$$\begin{cases} i_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} i_{sa} \\ i_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} (i_{sb} - i_{sc}) \end{cases} \quad (3.12)$$

Le module du flux statorique s'écrit :

$$|\phi_s| = \sqrt{\phi_{s\alpha}^2 + \phi_{s\beta}^2} \quad (3.13)$$

3.3.3 Élaboration du contrôleur de flux

De manière à obtenir de très bonnes performances dynamiques, le choix d'un correcteur à hystérésis à deux niveaux semble la solution la plus simple et la plus adéquate à la commande étudiée. En effet, 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 3.4-a.

Concrètement, le contrôle du flux doit répondre à la contrainte exprimant que l'erreur sur le flux, i.e., la différence entre le flux réel (ou estimé) et sa consigne reste toujours inférieur à $\Delta\phi_s$, figure 3.4-b. En d'autres termes, il faut avoir.

$$\left| \phi_s^* - \frac{\Delta\phi_s}{2} \right| \leq |\phi_s| \leq \left| \phi_s^* + \frac{\Delta\phi_s}{2} \right| \quad (3.14)$$

Où $|\phi_s^*|$ la consigne de flux statorique du système.

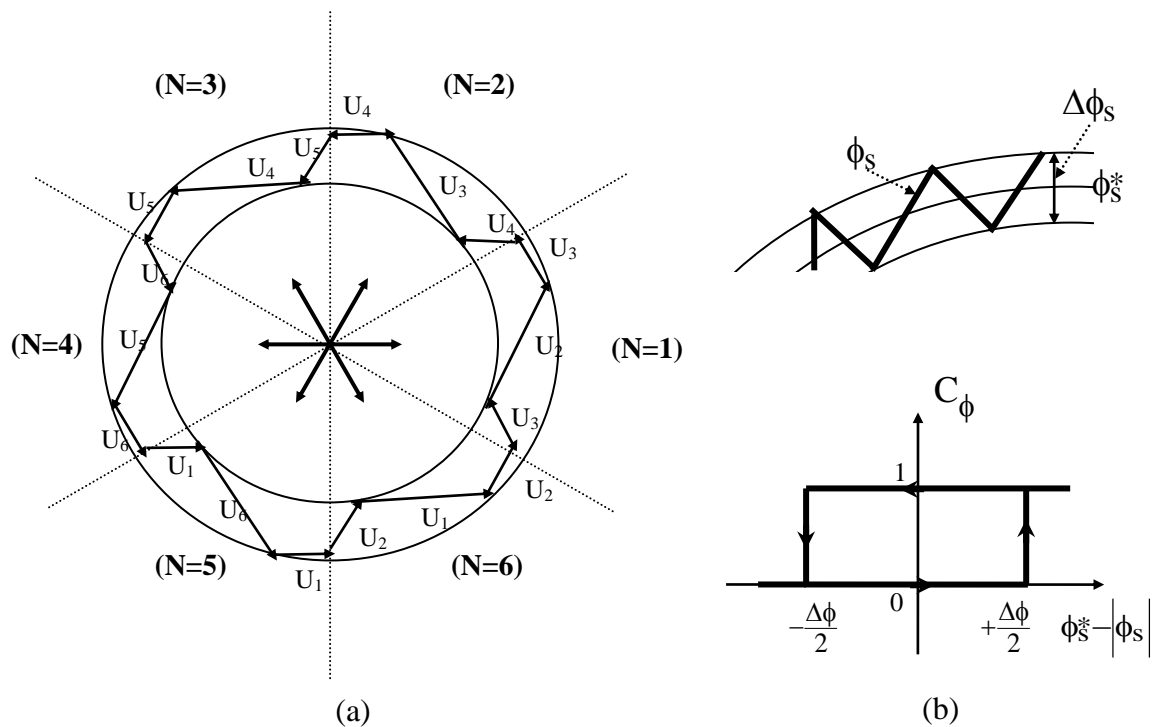


Fig 3.4 a/ Sélection des tensions U_s correspondant au contrôle du flux ϕ_s .
 b/ Contrôleur à hystérésis à deux niveaux.

Avec C_ϕ est la variable booléenne à la sortie du contrôleur du flux indiquant les dépassements supérieurs et inférieurs du flux. Ainsi, $C_\phi = 1$ signifie qu'il faut augmenter l'amplitude du flux, et $C_\phi = 0$ signifie qu'il faut la réduire.

3.3.4 Estimation du couple électromagnétique

Le couple peut être estimé uniquement à partir des grandeurs statorique flux $\phi_{s\alpha}$ et $\phi_{s\beta}$ et courants $i_{s\alpha}$ et $i_{s\beta}$, on obtient alors la forme suivante du couple :

$$C_e = p(\phi_{s\alpha}i_{s\beta} - \phi_{s\beta}i_{s\alpha}) \quad (3.15)$$

3.3.5 Élaboration du contrôleur de couple électromagnétique

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 comparateur à hystérésis à 3 niveaux.
- Un comparateur à hystérésis à 2 niveaux.

3.3.5.1 Le comparateur à trois niveaux :

Le comparateur à 3 niveaux permet de contrôler le moteur dans les deux sens de rotation, la figure 3.5 montre l'état de sortie du comparateur suivant l'évolution du couple.

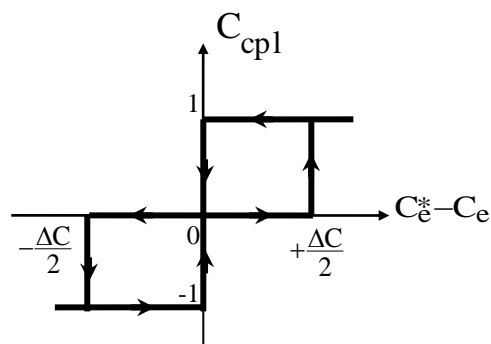


Fig 3.5 Comparateur à hystérésis à trois niveaux.

Lorsque la consigne de couple est positive, la sortie du contrôleur $C_{cpl} = 1$ signifie qu'il faut augmenter le couple, par contre $C_{cpl} = -1$ signifie qu'il faut le réduire, et inversement si la consigne de couple est négative, $C_{cpl} = 1$ signifie qu'il faut diminuer le couple et $C_{cpl} = -1$ signifie qu'il faut l'augmenter. Mais pour les deux cas de consigne de couple, $C_{cpl} = 0$ signifie qu'il faut maintenir le couple constant. La figure 3.6 montre l'état de C_{cpl} suivant l'évolution de couple et le couple de référence.

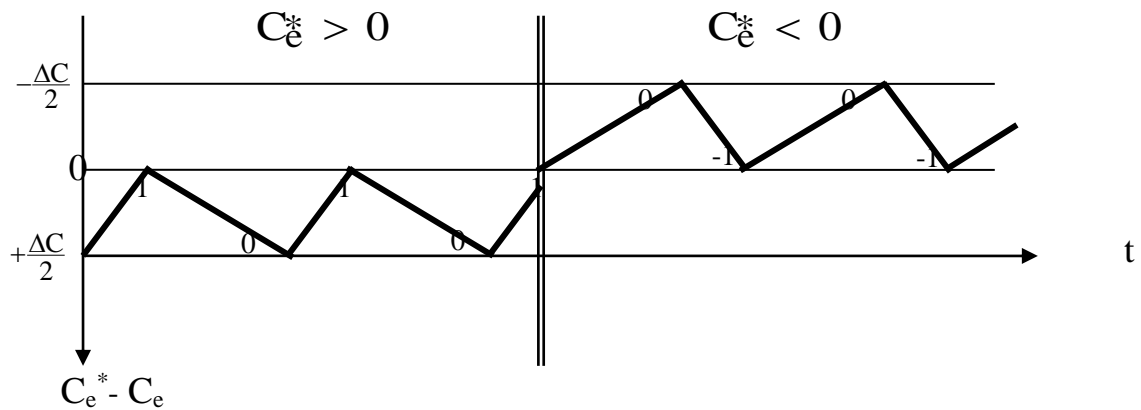


Fig 3.6 Contrôle du couple à l'aide d'un comparateur à hystérésis à trois niveaux.

3.3.5.2 Le comparateur à deux niveaux :

Ce correcteur diffère du précédent par la plus grande simplicité de son application, il contrôle le couple sur un seul sens de rotation du moteur. Ainsi, seul les vecteurs u_{i+1} et u_{i+2} peuvent être sélectionnés pour faire évoluer le vecteur flux ϕ_S . Par conséquent la diminution du couple est uniquement opérée par l'application du vecteur nul.

Par contre, ce correcteur ne permet pas d'inverser le sens de rotation du vecteur flux. Ainsi, pour aller en «marche arrière», on impose un croisement des phases du moteur.

3.3.6 Élaboration de la table de vérité

On élabore la table de vérité de la structure de contrôle, en fonction des sorties des contrôleurs C_ϕ et C_{cpl} et des zones N de position de ϕ_S , comme le montre le tableau 3.1.

On retrouve bien avec la table de vérité, la formulation de sélection des vecteurs tensions u_{i+1} , u_{i+2} , u_{i+5} , u_{i+4} , correspondant à une zone $N = i$, et ceci pour un comparateur à hystérésis à deux ou à trois niveaux.

N		1	2	3	4	5	6	COMPARATEUR	
$C_\phi = 1$	$C_{cpl}=1$	U_2	U_3	U_4	U_5	U_6	U_1	2 Niveaux	3
	$C_{cpl}=0$	U_7	U_0	U_7	U_0	U_7	U_0		
	$C_{cpl}= -1$	U_6	U_1	U_2	U_3	U_4	U_5	Niveaux	
$C_\phi = 0$	$C_{cpl}=1$	U_3	U_4	U_5	U_6	U_1	U_2	2 Niveaux	3
	$C_{cpl}=0$	U_0	U_7	U_0	U_7	U_0	U_7		
	$C_{cpl}= -1$	U_5	U_6	U_1	U_2	U_3	U_4	Niveaux	

Tableau 3.1 Table de vérité tenant compte des cas de contrôle de couple.

En sélectionnant l'un des vecteurs nuls U_0 ou U_7 , la rotation du flux ϕ_s est arrêtée et entraîne une décroissance du couple C_e . On choisit alternativement U_0 ou U_7 de manière à minimiser le nombre de commutations de l'onduleur.

3.3.7 Synoptique de commande basée sur la DTC

Le schéma de la figure 3.7 représente le synoptique d'une commande de la machine asynchrone basée sur la stratégie de commande directe du flux et du couple.

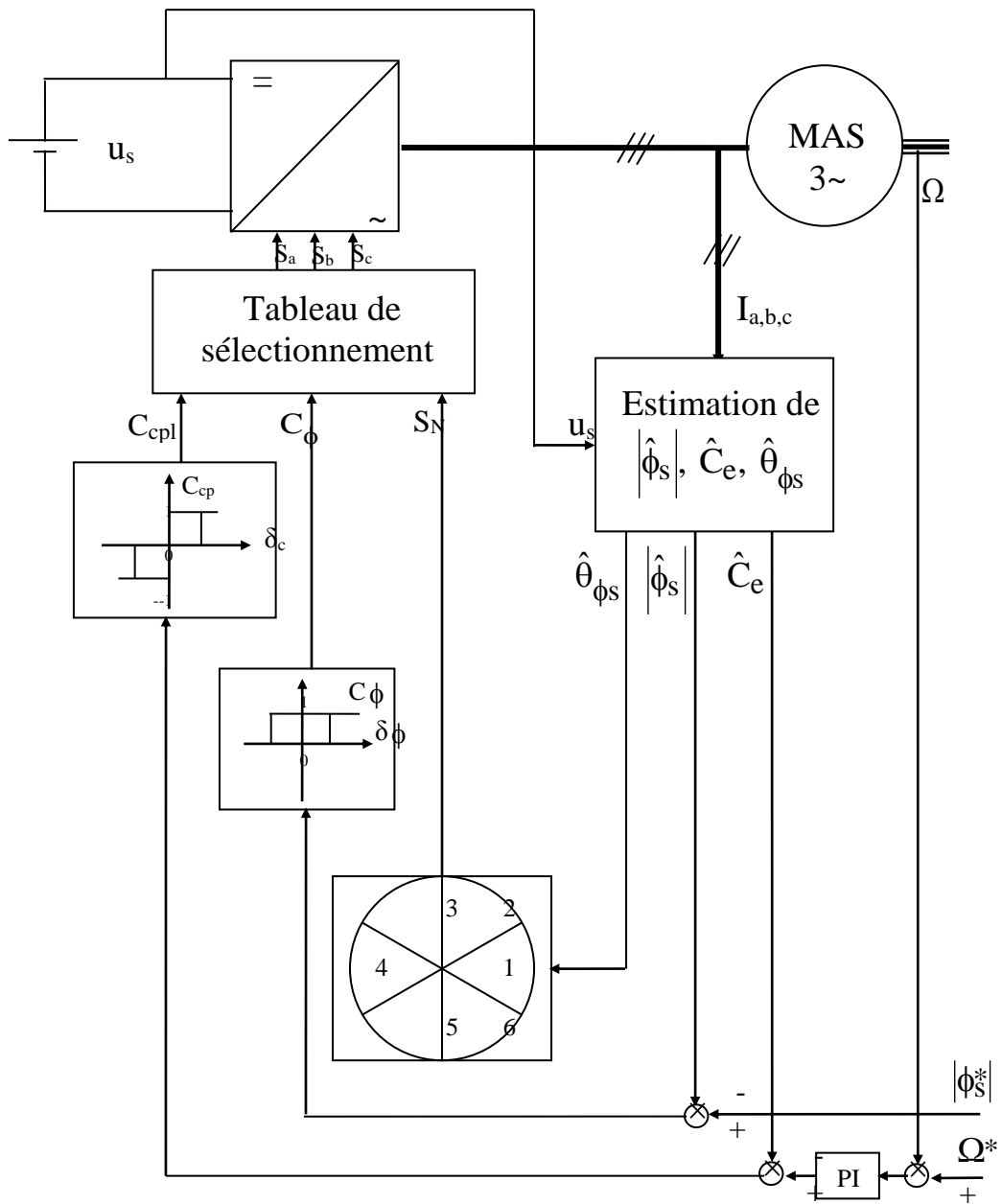


Fig 3.7 Synoptique de commande de la stratégie DTC.

Pour récapituler le principe de cette stratégie de commande, on pourra dire qu’après avoir estimé le couple électromagnétique et le flux statorique en module et en phase, la commande des bras de l’onduleur sera choisie moyennant une table de vérité selon les écarts existants entre les grandeurs estimées et leurs trajectoires de références correspondantes.

Toutefois le choix des largeurs de bande des hystérésis pour les comparateurs de flux statorique et de couple électromagnétique reste essentiel. En effet, une bande assez large se répercute sur les grandeurs contrôlées par des pulsations plus amples puisque leurs amplitudes peuvent évoluer plus librement au sein de la bande d'hystérésis. En revanche, une largeur de bande assez étroite n'est pas intéressante non plus. En effet, même si l'écart sur l'une des grandeurs contrôlées, i.e., le flux statorique ou le couple, dépasse la bande permise et qu'il induit un changement des motifs de commande, l'application du nouveau vecteur de tension de référence n'aura lieu qu'au début de la prochaine période d'échantillonnage.