

Chapitre 5

Commande directe du couple de la machine asynchrone

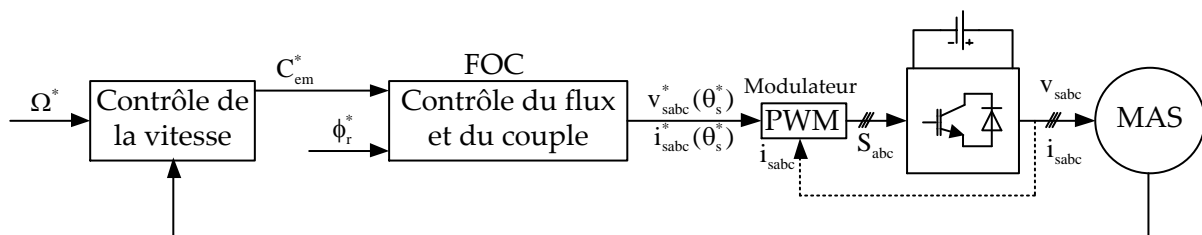
- Direct Torque Control (DTC) of Induction Machine -

Contenu

- | | |
|--|--|
| <ul style="list-style-type: none"> 1- Concept du « FOC » contre le concept du « DTC » 2- Etude de l'onduleur de tension alimentant la MAS 3- Contrôle du vecteur flux statorique 4- Contrôle du couple électromagnétique 5- Détermination des secteurs 6- Etude de l'influence des vecteurs de tensions sur le flux statorique 7- Table de contrôle du flux 8- Etude de l'influence des vecteurs de tensions sur le couple électromagnétique | <ul style="list-style-type: none"> 9- Table de contrôle du couple 10- Influence combinée des vecteurs de tension actifs sur le flux et le couple 11- Trajectoires du vecteur flux statorique 12- Régulateurs du flux et du couple 13- Tables de la commande DTC 14- Structure de la commande DTC 15- Estimation du flux statorique et du couple électromagnétique 16- Calcul des gains du régulateur PI de vitesse |
|--|--|

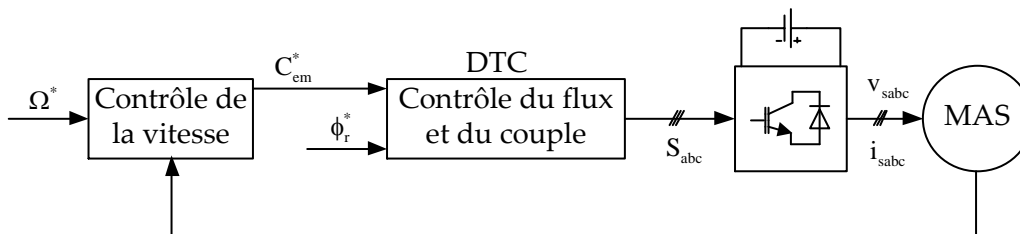
1- Concept du « FOC » contre le concept du « DTC »

La structure générale de la commande à flux orienté de la machine asynchrone est schématisée sur la figure ci-dessous.



La commande à flux orienté permet le contrôle indirect du flux et du couple par action sur la tension (courant) et la fréquence moyennant un modulateur PWM qui approxime la tension (courant) de référence nécessaire pour imposer le flux et le couple désirés.

La structure générale de la commande directe du couple de la machine asynchrone est schématisée sur la figure ci-dessous.



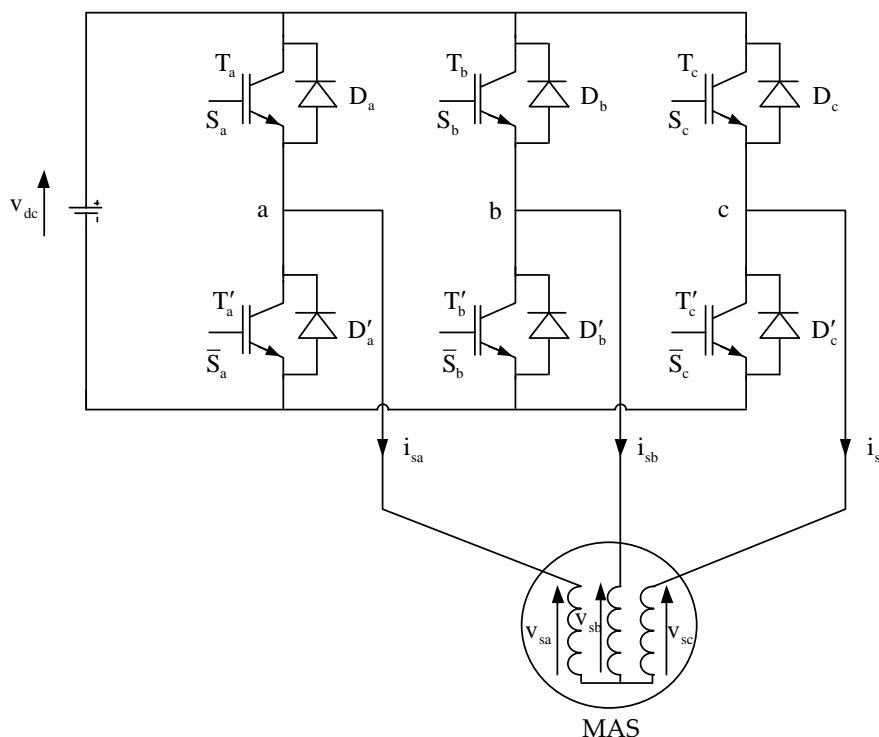
La commande directe du couple permet le contrôle direct du flux et du couple par action sur la commande des interrupteurs de l'onduleur.

Le tableau ci-dessous donne une comparaison qualitative entre les deux méthodes de commande.

	FOC	DTC
Commande scalaire ou vectorielle	Vectorielle	Vectorielle
Contrôle direct ou indirect du flux et du couple	Indirect	Direct
Modulateur PWM nécessaire ou non	Nécessaire	N'est pas nécessaire

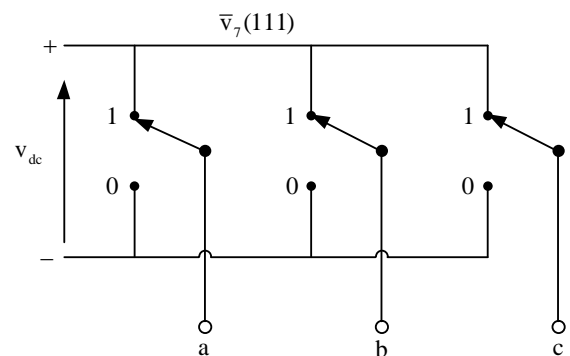
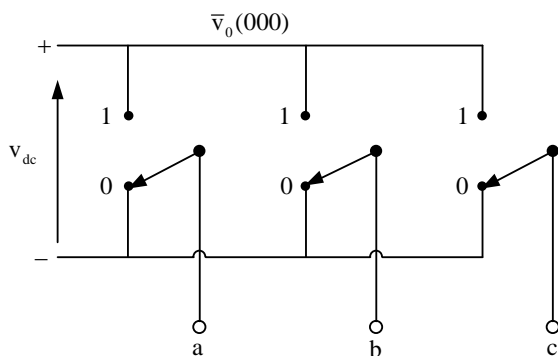
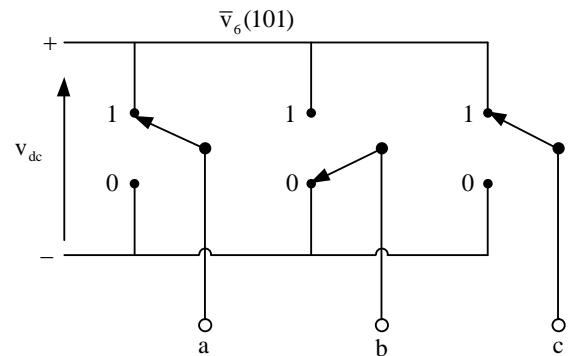
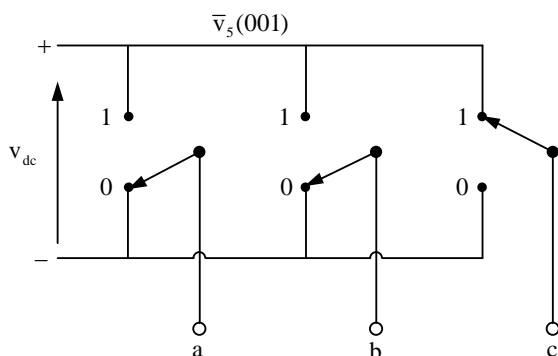
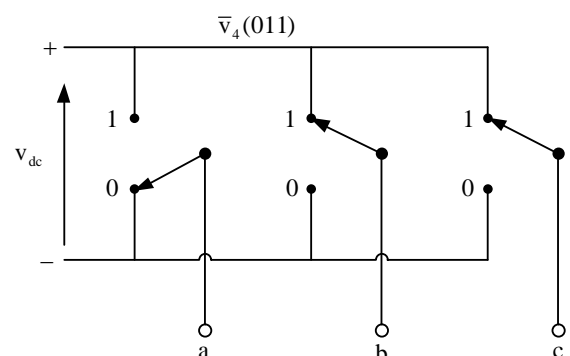
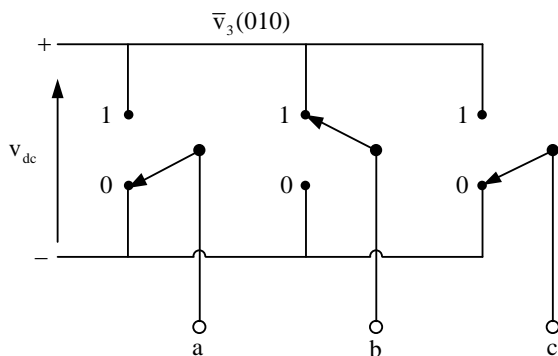
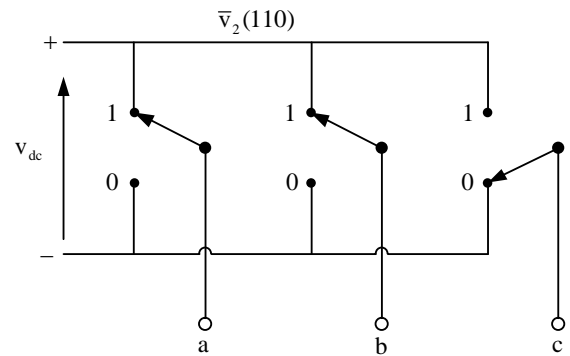
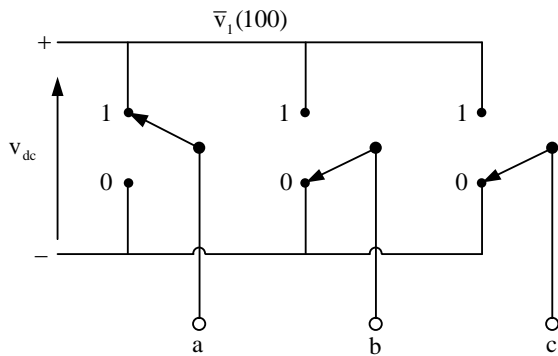
2- Etude de l'onduleur de tension alimentant la MAS

La figure ci-dessous montre l'association d'un onduleur de tension triphasé à une machine asynchrone à cage d'écureuil.



2.1- Configurations possibles d'un onduleur de tension triphasé

Chaque bras de l'onduleur est équivalent à un interrupteur à deux positions ; ce qui en résulte 8 configurations possibles de cet onduleur. La figure ci-dessous donne le schéma des différentes configurations.



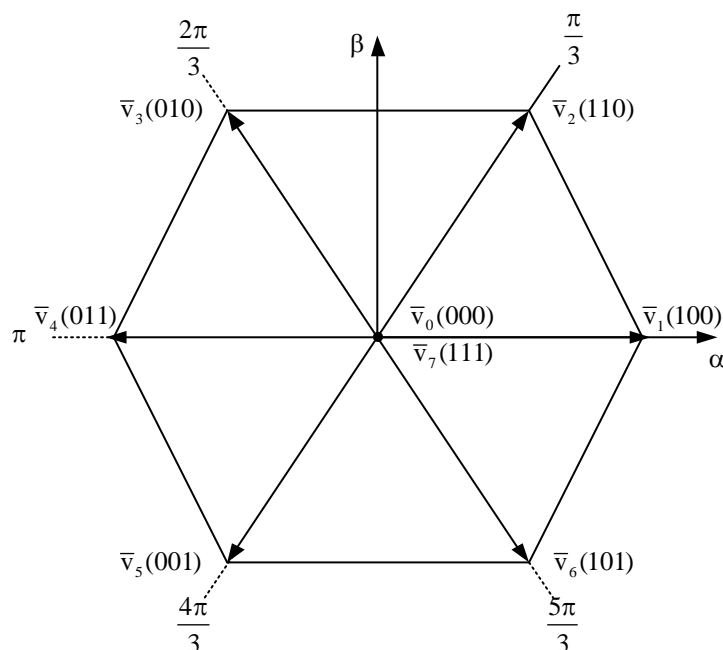
2.2- Vecteurs tensions dans le repère stationnaire

Le tableau suivant résume les tensions de sortie dans les repères abc et $\alpha\beta$ en fonction des états de commutation de l'onduleur.

S_a	S_b	S_c	v_{sa}	v_{sb}	v_{sc}	$v_{s\alpha}$	$v_{s\beta}$	\bar{v}_i
0	0	0	0	0	0	0	0	$\bar{v}_0 = 0$
1	0	0	$\frac{2}{3}v_{dc}$	$\frac{1}{3}v_{dc}$	$\frac{1}{3}v_{dc}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}v_{dc}$	0	$\bar{v}_1 = \sqrt{\frac{2}{3}}v_{dc}e^{j0}$
1	1	0	$\frac{1}{3}v_{dc}$	$\frac{1}{3}v_{dc}$	$-\frac{2}{3}v_{dc}$	$\frac{1}{\sqrt{6}}v_{dc}$	$\frac{1}{\sqrt{2}}v_{dc}$	$\bar{v}_2 = \sqrt{\frac{2}{3}}v_{dc}e^{j\frac{\pi}{3}}$
0	1	0	$-\frac{1}{3}v_{dc}$	$\frac{2}{3}v_{dc}$	$-\frac{1}{3}v_{dc}$	$-\frac{1}{\sqrt{6}}v_{dc}$	$\frac{1}{\sqrt{2}}v_{dc}$	$\bar{v}_3 = \sqrt{\frac{2}{3}}v_{dc}e^{j\frac{2\pi}{3}}$
0	1	1	$-\frac{2}{3}v_{dc}$	$\frac{1}{3}v_{dc}$	$\frac{1}{3}v_{dc}$	$-\sqrt{\frac{2}{3}}v_{dc}$	0	$\bar{v}_4 = \sqrt{\frac{2}{3}}v_{dc}e^{j\pi}$
0	0	1	$-\frac{1}{3}v_{dc}$	$-\frac{1}{3}v_{dc}$	$\frac{2}{3}v_{dc}$	$-\frac{1}{\sqrt{6}}v_{dc}$	$-\frac{1}{\sqrt{2}}v_{dc}$	$\bar{v}_5 = \sqrt{\frac{2}{3}}v_{dc}e^{j\frac{4\pi}{3}}$
1	0	1	$\frac{1}{3}v_{dc}$	$-\frac{2}{3}v_{dc}$	$\frac{1}{3}v_{dc}$	$\frac{1}{\sqrt{6}}v_{dc}$	$-\frac{1}{\sqrt{2}}v_{dc}$	$\bar{v}_6 = \sqrt{\frac{2}{3}}v_{dc}e^{j\frac{5\pi}{3}}$
1	1	1	0	0	0	0	0	$\bar{v}_7 = 0$

2.3- Polygone de commutation

Le polygone de commutation, illustré sur la figure ci-dessous, n'est que la représentation des vecteurs d'état de commutation dans le plan complexe.



3- Contrôle du vecteur flux statorique

L'équation de la tension statorique dans le repère stationnaire est :

$$\bar{v}_s = R_s \bar{i}_s + \frac{d\bar{\phi}_s}{dt}$$

Le flux statorique peut être calculé par la résolution de l'équation suivante :

$$\frac{d\bar{\phi}_s}{dt} = \bar{v}_s - R_s \bar{i}_s$$

En négligeant la chute de tension $R_s \bar{i}_s$ devant la tension \bar{v}_s , l'expression de la dérivée du flux se simplifie à la suivante :

$$\frac{d\bar{\phi}_s}{dt} = \bar{v}_s$$

Sur une période d'échantillonnage T_e très faible, le vecteur tension \bar{v}_s peut être considéré comme constant. En utilisant la méthode d'Euler, la solution de l'équation différentielle est approximée par :

$$\frac{\bar{\phi}_s(t_0 + T_e) - \bar{\phi}_s(t_0)}{T_e} = \frac{\Delta\bar{\phi}_s}{T_e} = \bar{v}_s$$

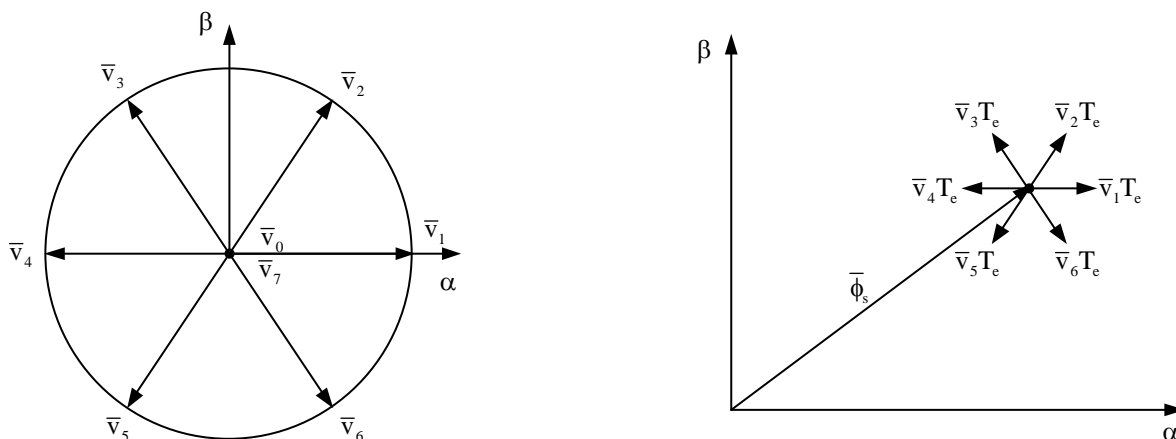
Où $\bar{\phi}_s(t_0) = \bar{\phi}_{s0}$ est le flux à l'instant t_0 .

Donc :

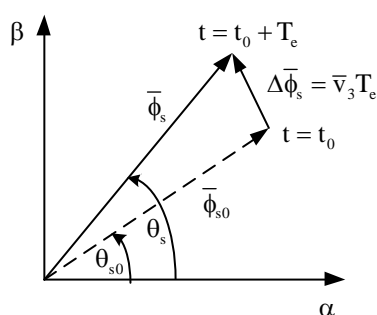
$$\Delta\bar{\phi}_s = \bar{v}_s T_e \text{ avec } \bar{v}_s \in \{\bar{v}_0, \bar{v}_1, \dots, \bar{v}_7\}$$

A chaque fois un vecteur de tension est appliqué une variation du flux est engendrés.

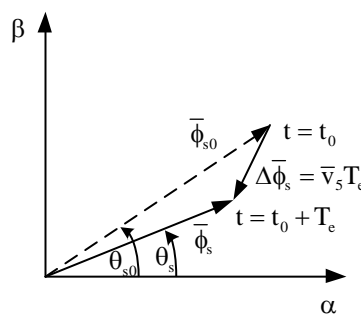
La figure représente les huit vecteurs de tension qui peuvent être générés par un onduleur de tension et les variations du flux correspondante.



La figure suivante donne une idée sur l'effet des vecteurs de tension direct et inverse sur le sens de déplacement de l'extrémité du vecteur flux statorique.



Effet du vecteur \bar{v}_3 sur l'extrémité du vecteur flux



Effet du vecteur \bar{v}_5 sur l'extrémité du vecteur flux

Conclusion

Sur une très faible période d'échantillonnage T_e , l'extrémité du vecteur flux $\bar{\phi}_s$ se déplace sur une droite dont la direction est imposée par la direction du vecteur de tension \bar{v}_s . Par un bon choix des vecteurs de tension à appliquer sur les phases statoriques, il est possible d'imposer une trajectoire presque circulaire du vecteur flux ; ce qui signifie que son module est pratiquement constant.

4- Contrôle du couple électromagnétique

L'expression du couple dans le repère stationnaire est donnée par :

$$C_{em} = p(\phi_{s\alpha} i_{s\beta} - \phi_{s\beta} i_{s\alpha})$$

Cette expression peut être mise sous la forme d'un produit vectoriel entre le flux $\bar{\phi}_s$ et le courant \bar{i}_s comme suit :

$$C_{em} = p \bar{\phi}_s \times \bar{i}_s$$

Expression du courant statorique en fonction des flux statorique et rotorique

Nous avons :

$$\bar{\phi}_s = L_s \bar{i}_s + M \bar{i}_r$$

$$\bar{\phi}_r = L_r \bar{i}_r + M \bar{i}_s$$

A partir de la première équation on a :

$$\bar{i}_r = \frac{\bar{\phi}_s - L_s \bar{i}_s}{M}$$

En remplaçant le courant rotorique par son expression dans la deuxième équation, on obtient:

$$\bar{\phi}_r = L_r \frac{\bar{\phi}_s - L_s \bar{i}_s}{M} + M \bar{i}_s = \frac{L_r}{M} \bar{\phi}_s - \frac{L_s L_r}{M} \bar{i}_s + M \bar{i}_s = \frac{L_r}{M} \bar{\phi}_s + \left(M - \frac{L_s L_r}{M}\right) \bar{i}_s$$

Donc :

$$M \bar{\phi}_r = L_r \bar{\phi}_s + (M^2 - L_s L_r) \bar{i}_s \Rightarrow \bar{i}_s = \frac{M \bar{\phi}_r - L_r \bar{\phi}_s}{M^2 - L_s L_r} = \frac{L_r \bar{\phi}_s - M \bar{\phi}_r}{L_s L_r - M^2} = \frac{L_r \bar{\phi}_s - M \bar{\phi}_r}{L_s L_r \left(1 - \frac{M^2}{L_s L_r}\right)}$$

En introduisant le coefficient de dispersion $\sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s L_r}$, on obtient

$$\bar{i}_s = \frac{L_r \bar{\phi}_s - M \bar{\phi}_r}{L_s L_r \sigma}$$

Ou encore sous la forme suivante :

$$\bar{i}_s = \frac{1}{\sigma L_s} \bar{\phi}_s - \frac{M}{\sigma L_s L_r} \bar{\phi}_r$$

En remplaçant le courant statorique dans l'expression du couple, il vient :

$$C_{em} = p \bar{\phi}_s \times \bar{i}_s = \frac{p}{\sigma L_s} \bar{\phi}_s \times \bar{\phi}_s - \frac{pM}{\sigma L_s L_r} \bar{\phi}_s \times \bar{\phi}_r \text{ avec } \bar{\phi}_s \times \bar{\phi}_s = 0, \text{ ce qui donne :}$$

$$C_{em} = -\frac{pM}{\sigma L_s L_r} \bar{\phi}_s \times \bar{\phi}_r$$

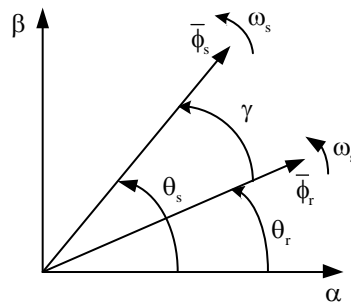
Remarquons aussi que le couple est le produit vectoriel entre le flux statorique et le flux rotorique.

L'expression du couple peut être mise aussi sous la forme suivante :

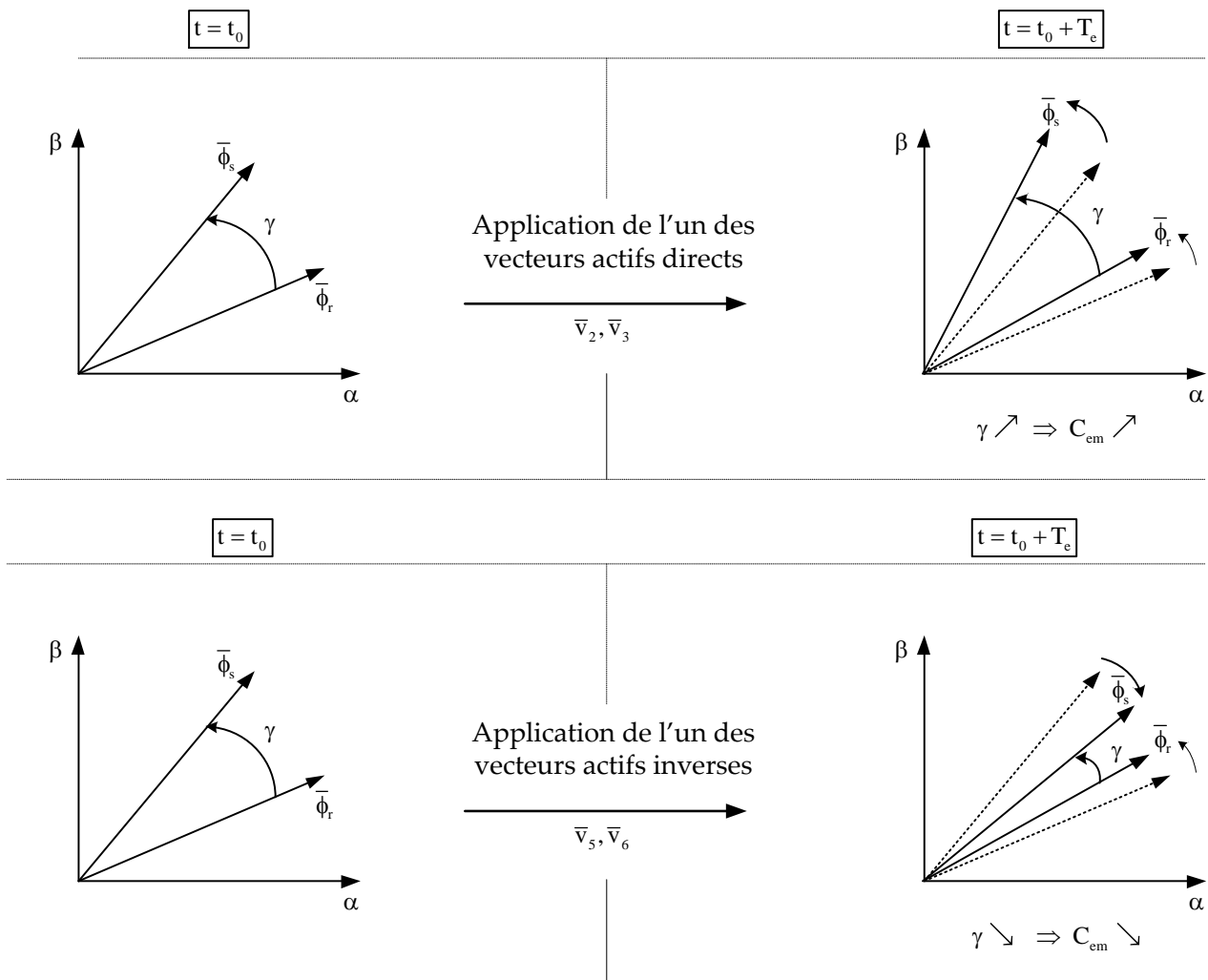
$$C_{em} = \frac{pM}{\sigma L_s L_r} \phi_s \phi_r \sin(\gamma)$$

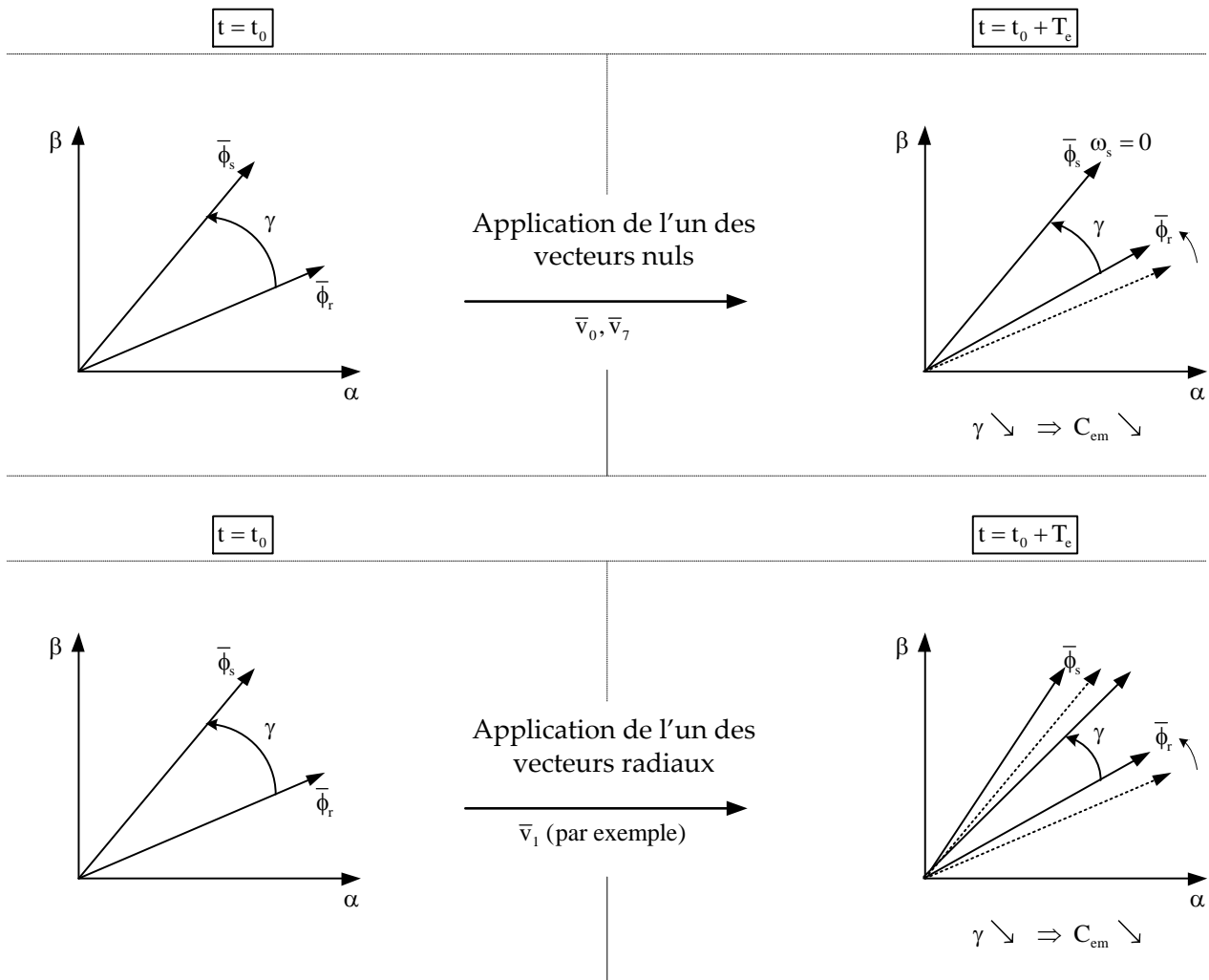
Où γ est l'angle entre le vecteur du flux statorique et le vecteur du flux rotorique.

Le couple dépend donc des amplitudes des flux ϕ_s et ϕ_r ainsi que de leurs position relative γ .



Les figures suivantes montrent l'effet de l'application des vecteurs de tension sur l'angle γ tout en supposant que les modules des ϕ_s et ϕ_r sont maintenus constant sur une période d'échantillonnage.





Conclusion

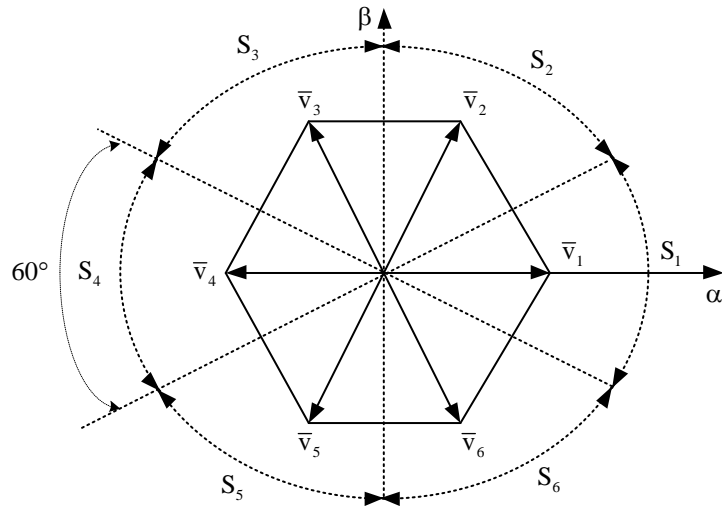
Sur une très faible période d'échantillonnage T_e , si on arrive à contrôler parfaitement les modules des flux statorique et rotorique par action sur le vecteur de tension statorique alors le couple est contrôlable par action sur la position relative entre ces deux vecteurs de flux.

5- Détermination des secteurs

Pour bien contrôler le flux et le couple, l'espace d'évolution du vecteur $\bar{\phi}_s$ dans le plan α, β est subdivisé en six secteurs $S_i, i = 1, \dots, 6$ de 60° chacun tel que :

$$(2i - 3) \frac{\pi}{6} \leq S_i \leq (2i - 1) \frac{\pi}{6}, \quad i = 1, \dots, 6$$

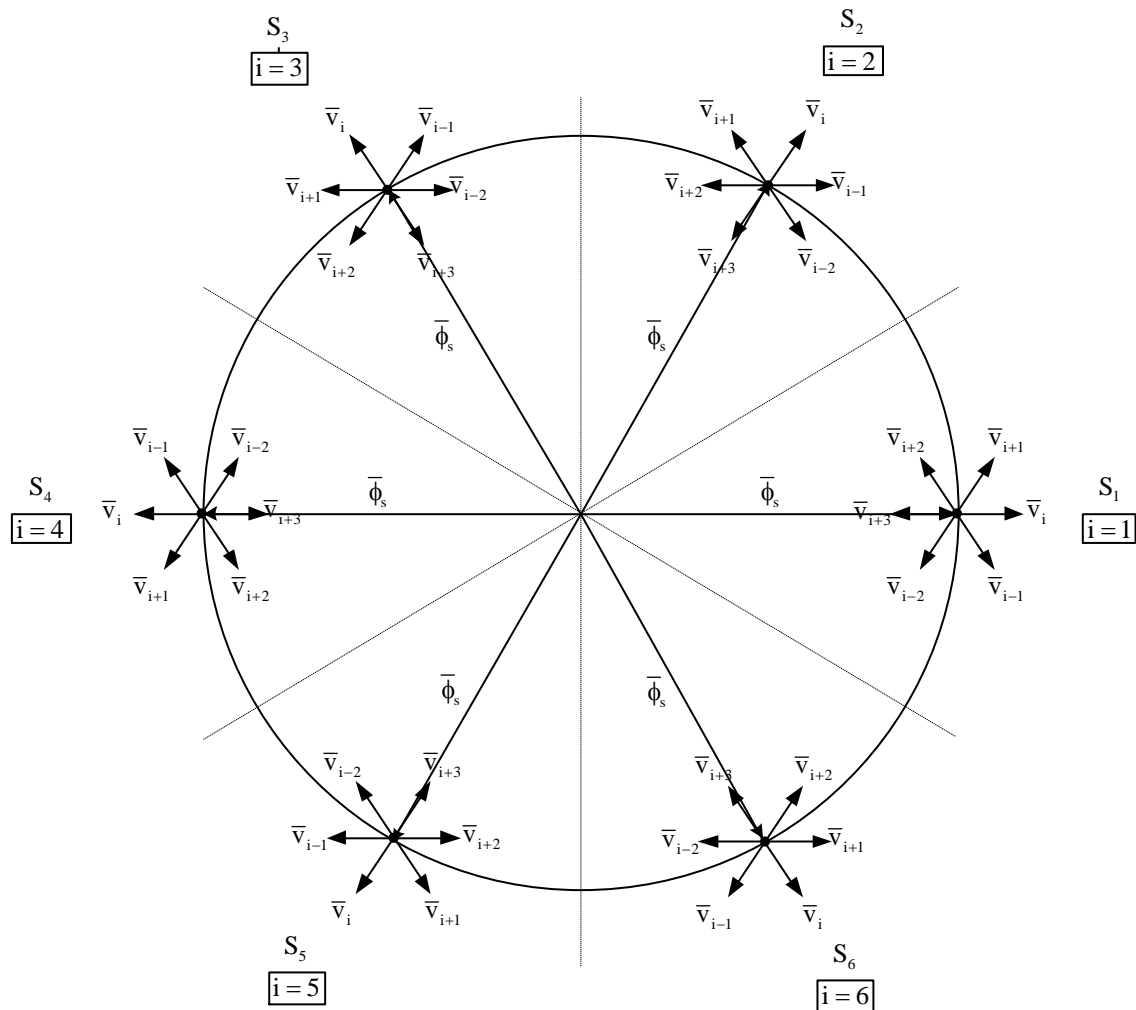
Chaque secteur S_i contient un vecteur d'espace \bar{v}_i de tension de l'onduleur, comme il est montré sur la figure ci-dessous :

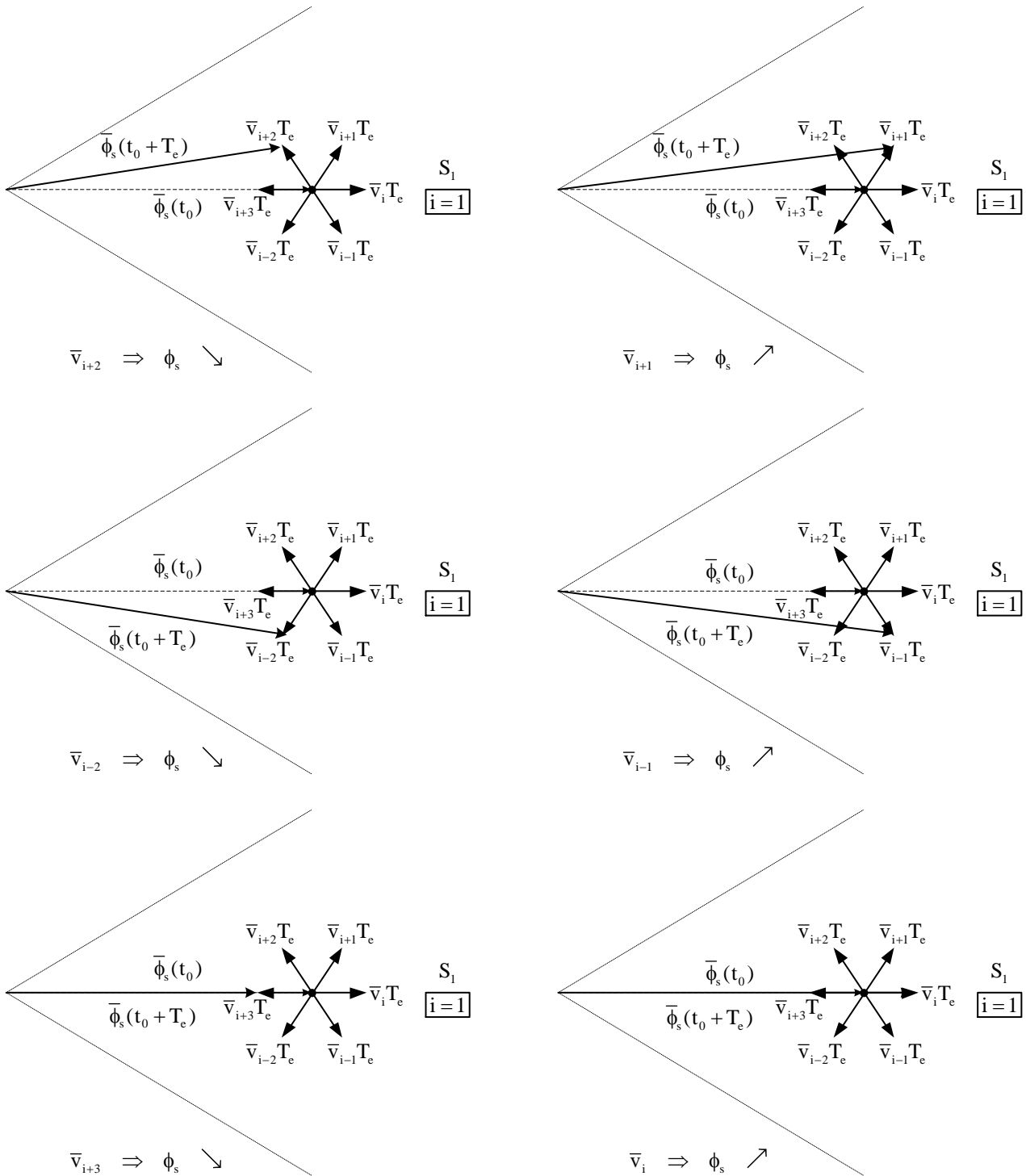


Les secteurs sont déterminés à partir de l'estimation de l'angle faisant le vecteur flux $\bar{\phi}_s$ avec l'axe α .

6- Etude de l'influence des vecteurs de tensions sur le flux statorique

Les figures ci-dessous montrent l'effet des vecteurs de tensions sur le module du vecteur flux.





Le tableau suivant résume l'effet des vecteurs de tension sur le module du flux statorique.

Vecteur sélectionné	Effet sur le flux
\bar{v}_{i+1}	Croit
\bar{v}_{i+2}	Décroit
\bar{v}_{i-1}	Croit
\bar{v}_{i-2}	Décroit
\bar{v}_i	Croit rapidement
\bar{v}_{i+3}	Décroit rapidement

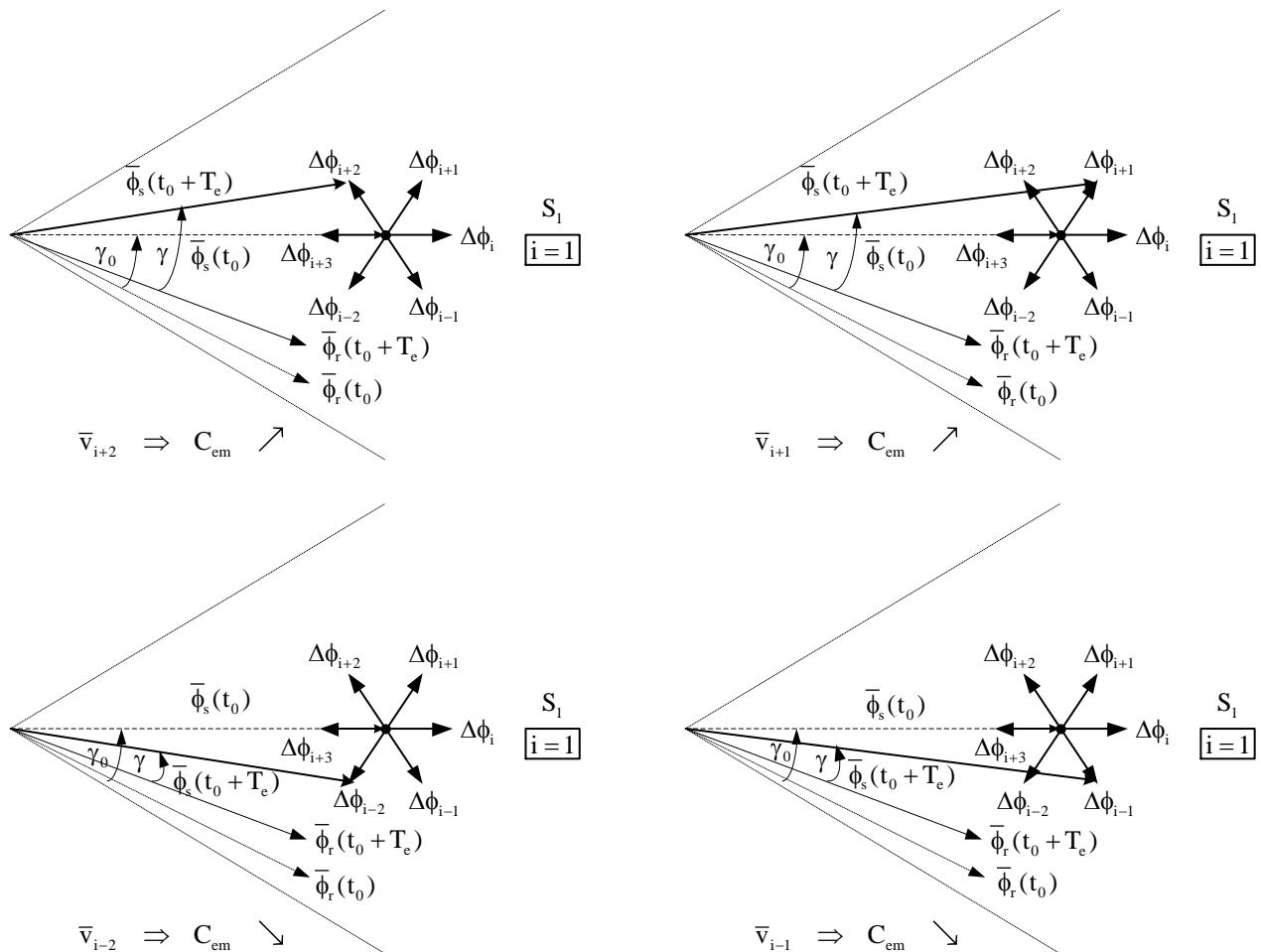
7- Table de contrôle du flux

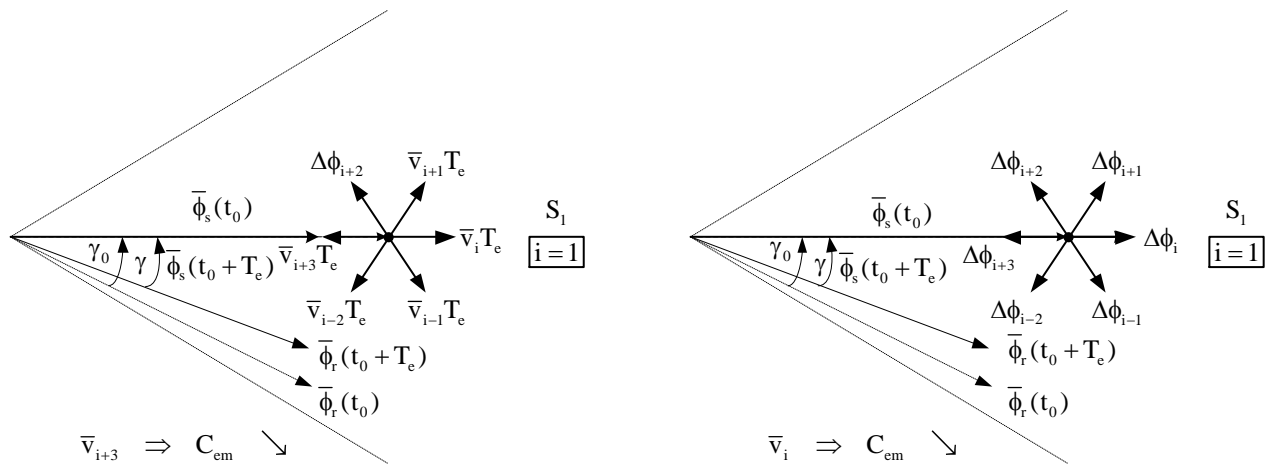
La table de contrôle du flux donne les vecteurs de tension actifs à appliquer pour augmenter ou diminuer l'amplitude du flux statorique dans chaque secteur.

Secteur	S ₁	S ₂	S ₃	S ₄	S ₅	S ₆
$\phi_s \uparrow$ (croit)	$\bar{v}_6, \bar{v}_1, \bar{v}_2$	$\bar{v}_1, \bar{v}_2, \bar{v}_3$	$\bar{v}_2, \bar{v}_3, \bar{v}_4$	$\bar{v}_3, \bar{v}_4, \bar{v}_5$	$\bar{v}_4, \bar{v}_5, \bar{v}_6$	$\bar{v}_5, \bar{v}_6, \bar{v}_1$
$\phi_s \downarrow$ (décroit)	$\bar{v}_5, \bar{v}_3, \bar{v}_4$	$\bar{v}_6, \bar{v}_4, \bar{v}_5$	$\bar{v}_1, \bar{v}_5, \bar{v}_6$	$\bar{v}_2, \bar{v}_6, \bar{v}_1$	$\bar{v}_3, \bar{v}_1, \bar{v}_2$	$\bar{v}_4, \bar{v}_2, \bar{v}_3$

8- Etude de l'influence des vecteurs de tensions sur le couple électromagnétique

Les figures ci-dessous montrent l'effet des vecteurs de tensions sur le couple électromagnétique.





Le tableau suivant résume l'effet des vecteurs actifs sur le couple électromagnétique.

Vecteur sélectionné	Effet sur le couple
\bar{v}_{i+1}	Croit
\bar{v}_{i+2}	Croit
\bar{v}_{i-1}	Décroit
\bar{v}_{i-2}	Décroit
\bar{v}_i	Dé/croit lentement
\bar{v}_{i+3}	Dé/croit lentement

9- Table de contrôle du couple

La table de contrôle du couple donne les vecteurs de tension actifs directs et inverses à appliquer pour augmenter ou diminuer la valeur algébrique du couple dans chaque secteur.

Secteur	S_1	S_2	S_3	S_4	S_5	S_6
$C_{em} \uparrow$ (croit)	\bar{v}_2, \bar{v}_3	\bar{v}_3, \bar{v}_4	\bar{v}_4, \bar{v}_5	\bar{v}_5, \bar{v}_6	\bar{v}_6, \bar{v}_1	\bar{v}_1, \bar{v}_2
$C_{em} \downarrow$ (décroit)	\bar{v}_5, \bar{v}_6	\bar{v}_6, \bar{v}_1	\bar{v}_1, \bar{v}_2	\bar{v}_2, \bar{v}_3	\bar{v}_3, \bar{v}_4	\bar{v}_4, \bar{v}_5

10- Influence combinée des vecteurs de tension actifs sur le flux et le couple

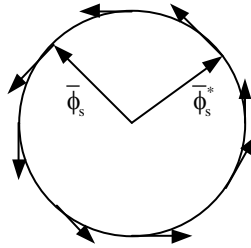
La table suivante résume l'action combinée des vecteurs de tensions actifs sur le flux statorique et le couple électromagnétique dans un secteur $S_i, i = 1, \dots, 6$.

	$C_{em} \uparrow$	$C_{em} \downarrow$
$\phi_s \uparrow$	\bar{v}_{i+1}	\bar{v}_{i-1}
$\phi_s \downarrow$	\bar{v}_{i+2}	\bar{v}_{i-2}

11- Trajectoires du vecteur flux statorique

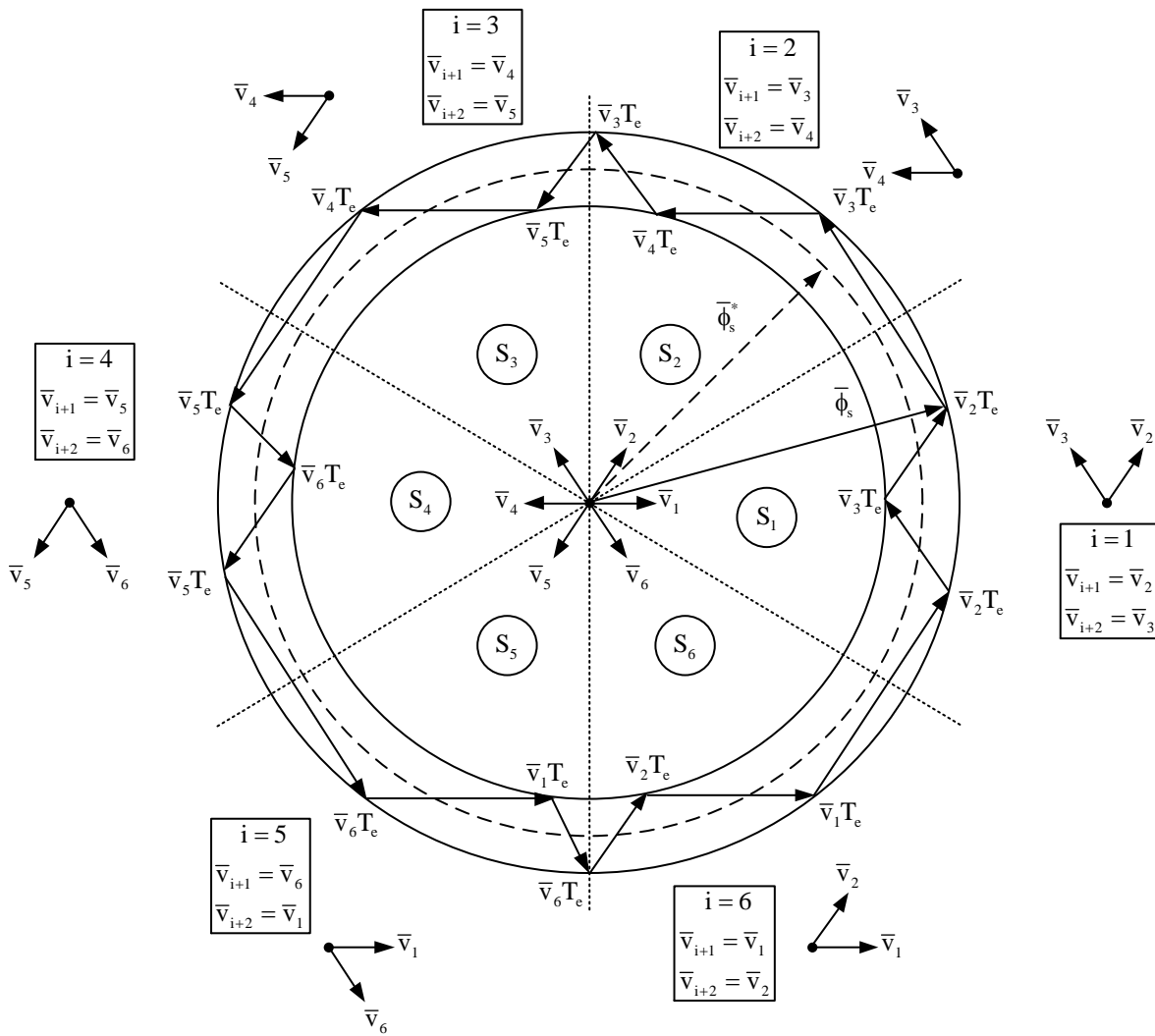
11.1- Trajectoire idéal

Pour avoir une trajectoire circulaire de l'extrémité du vecteur flux statorique, il faut que les vecteurs de tension appliqués soient toujours perpendiculaires au vecteur flux, comme illustré sur la figure ci-dessous.



11.2- Trajectoire réel

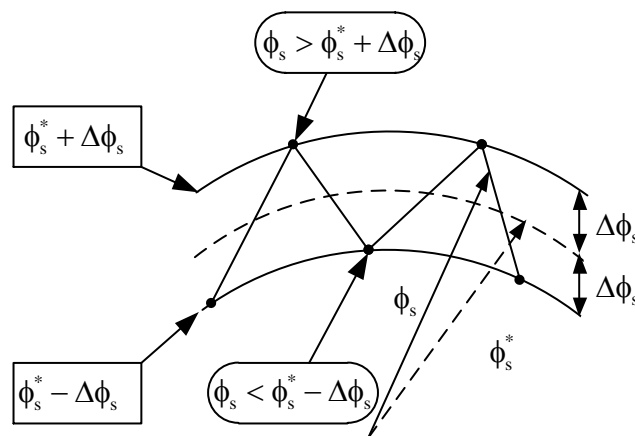
Puisque il y a que huit vecteurs possibles, on est obligé d'accepter une variation d'amplitude autour de la valeur souhaitée du flux. Par un bon choix du vecteur de tension à appliquer, il est possible de contrôler l'extrémité du vecteur flux de manière à maintenir son amplitude à l'intérieur d'une fourchette, comme illustré sur la figure ci-dessous.



12- Régulateurs du flux et du couple

12.1- Régulateur à hystérésis du flux statorique

L'objectif de ce régulateur est le maintien de l'extrémité du vecteur flux dans une couronne circulaire, comme il est présentée sur la figure ci-dessous.



L'erreur instantanée du flux est définie par :

$$\varepsilon_\phi = \phi_s^* - \hat{\phi}_s$$

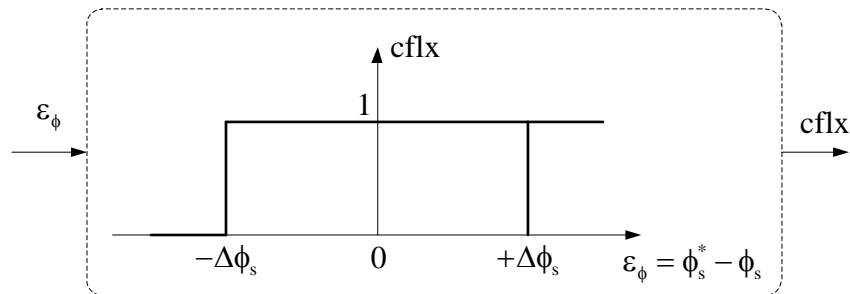
La sortie du régulateur est définie selon la logique suivante :

$$cflx = \begin{cases} 1 & \text{si } \hat{\phi}_s < \phi_s^* - \Delta\phi_s : \text{ Dans ce cas il faut augmenter le flux} \\ 0 & \text{si } \hat{\phi}_s > \phi_s^* + \Delta\phi_s : \text{ Dans ce cas il faut diminuer le flux} \end{cases}$$

Cette équation peut être réécrite sous la forme suivante :

$$cflx = \begin{cases} 1 & \text{si } \varepsilon_\phi > \Delta\phi_s \\ 0 & \text{si } \varepsilon_\phi < -\Delta\phi_s \end{cases}$$

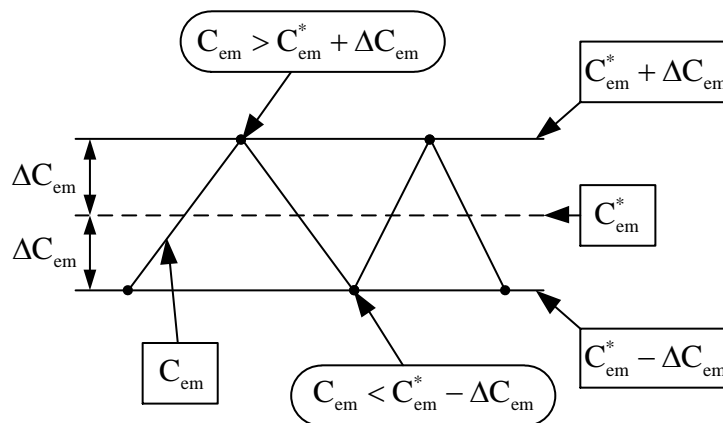
Cette équation peut être illustrée par la figure ci-dessous.



Régulateur à hystérésis du flux

12.2- Régulateur à hystérésis du couple électromagnétique

L'objectif de ce régulateur est le maintien du couple dans une bande à hystérésis bien définie comme le montre la figure suivante :



L'erreur instantanée du couple est définie par :

$$\varepsilon_c = C_{em}^* - \hat{C}_{em}$$

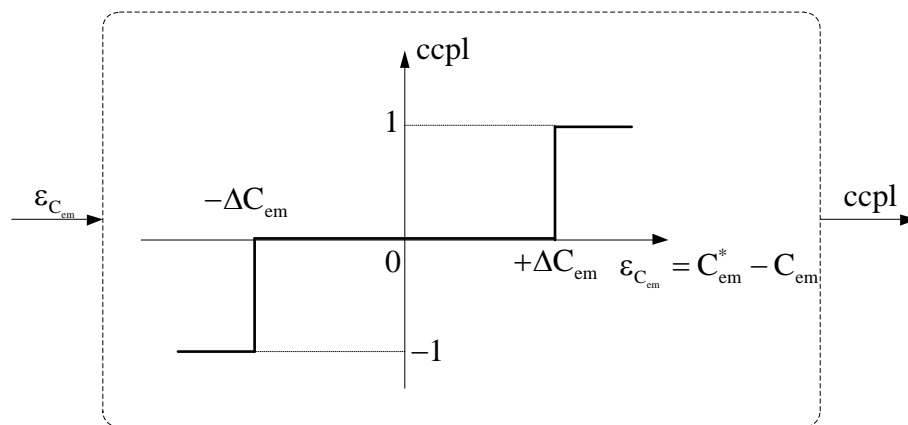
La sortie du régulateur est définie selon la logique suivante :

$$ccpl = \begin{cases} 1 & \text{si } \hat{C}_{em} < C_{em}^* - \Delta C_{em} : \text{ Dans ce cas il faut augmenter le couple} \\ 0 & \text{si } C_{em}^* - \Delta C_{em} < \hat{C}_{em} < C_{em}^* + \Delta C_{em} : \text{ Dans ce cas il faut maintenir le couple} \\ -1 & \text{si } \hat{C}_{em} > C_{em}^* + \Delta C_{em} : \text{ Dans ce cas il faut diminuer le couple} \end{cases}$$

Cette équation peut être réécrite sous la forme suivante :

$$ccpl = \begin{cases} 1 & \text{si } \varepsilon_c > \Delta C_{em} \\ 0 & \text{si } |\varepsilon_c| < \Delta C_{em} \\ -1 & \text{si } \varepsilon_c < -\Delta C_{em} \end{cases}$$

Cette équation peut être illustrée par la figure ci-dessous.



Régulateur à hystérésis du couple

Du fait que la dynamique du couple est plus rapide que celle du flux, l'utilisation d'un régulateur à trois états pour contrôler le couple est une solution efficace pour réduire ces oscillations.

13- Tables de la commande DTC

La table de commande (de commutation, de vérité) permet de sélectionner le vecteur de tension approprié à chaque période d'échantillonnage en fonction de l'état des régulateurs du flux et du couple ainsi que du numéro du secteur où se trouve le vecteur flux statorique dans le plan (α, β) .

13.1- Table utilisant les vecteurs nuls (table de Takahashi)

Contrairement au flux, le couple peut croître ou décroître en appliquant les vecteurs de tension nuls. Les avantages de les utiliser sont :

- Offrir un changement moins rapide du couple par rapport à l'utilisation des vecteurs actifs ;

- Réduire le nombre de commutation.

Remarque :

L'application de \bar{v}_{i-1} avant \bar{v}_{i+1} et vice versa, nécessite la commutation de deux bras différents. Cette réalité est aussi valable lorsqu'on applique \bar{v}_{i-2} puis \bar{v}_{i+2} et vice versa.

Exemples :

- Application des deux vecteurs \bar{v}_6 et \bar{v}_2 dans le secteur $S_1(i=1)$:

Le passage de l'application de $\bar{v}_6(101)$ qui diminue C_{em} à l'application de $\bar{v}_2(110)$ qui augmente C_{em} nécessite une commutation dans le deuxième bras et une commutation dans le troisième bras.

Afin de réduire le nombre de commutation on utilise le vecteur nul $\bar{v}_7(111)$. En effet, on passe de l'application de $\bar{v}_6(101)$ à l'application de $\bar{v}_7(111)$ puis de l'application $\bar{v}_7(111)$ à l'application de $\bar{v}_2(110)$, réalisant ainsi une commutation par bras pour chaque passage.

- Application des deux vecteurs \bar{v}_5 et \bar{v}_3 dans le secteur $S_1(i=1)$:

Le passage de l'application de $\bar{v}_5(001)$ qui diminue C_{em} à l'application de $\bar{v}_3(010)$ qui augmente C_{em} nécessite une commutation dans le deuxième bras et une commutation dans le troisième bras.

Afin de réduire le nombre de commutation on utilise le vecteur nul $\bar{v}_0(000)$. En effet, on passe de l'application de $\bar{v}_5(001)$ à l'application de $\bar{v}_0(000)$ puis de l'application $\bar{v}_0(000)$ à l'application de $\bar{v}_3(010)$ réalisant ainsi une commutation par bras pour chaque passage.

La table de commutation suivante utilisant les vecteurs nuls est proposée par Takahashi.

Sorties des régulateurs		Numéro du secteur					
cflx	ccpl	S_1	S_2	S_3	S_4	S_5	S_6
1	1	\bar{v}_2	\bar{v}_3	\bar{v}_4	\bar{v}_5	\bar{v}_6	\bar{v}_1
	0	\bar{v}_7	\bar{v}_0	\bar{v}_7	\bar{v}_0	\bar{v}_7	\bar{v}_0
	-1	\bar{v}_6	\bar{v}_1	\bar{v}_2	\bar{v}_3	\bar{v}_4	\bar{v}_5
0	1	\bar{v}_3	\bar{v}_4	\bar{v}_5	\bar{v}_6	\bar{v}_1	\bar{v}_2
	0	\bar{v}_0	\bar{v}_7	\bar{v}_0	\bar{v}_7	\bar{v}_0	\bar{v}_7
	-1	\bar{v}_5	\bar{v}_6	\bar{v}_1	\bar{v}_2	\bar{v}_3	\bar{v}_4

Remarque :

L'application des vecteurs nuls \bar{v}_0 et \bar{v}_7 permet de réduire la fréquence moyenne de commutation du variateur.

13.2- Table de commande utilisant les vecteurs radiaux

Il est possible de sélectionner les vecteurs radiaux au lieu des vecteurs nuls ; ce qui en résulte la table de commande suivante :

Sorties des régulateurs		Numéro du secteur					
cflx	ccpl	S ₁	S ₂	S ₃	S ₄	S ₅	S ₆
1	1	\bar{v}_2	\bar{v}_3	\bar{v}_4	\bar{v}_5	\bar{v}_6	\bar{v}_1
	0	\bar{v}_1	\bar{v}_2	\bar{v}_3	\bar{v}_4	\bar{v}_5	\bar{v}_6
	-1	\bar{v}_6	\bar{v}_1	\bar{v}_2	\bar{v}_3	\bar{v}_4	\bar{v}_5
0	1	\bar{v}_3	\bar{v}_4	\bar{v}_5	\bar{v}_6	\bar{v}_1	\bar{v}_2
	0	\bar{v}_4	\bar{v}_5	\bar{v}_6	\bar{v}_1	\bar{v}_2	\bar{v}_3
	-1	\bar{v}_5	\bar{v}_6	\bar{v}_1	\bar{v}_2	\bar{v}_3	\bar{v}_4

Remarque :

L'application des vecteurs radiaux affecte fortement le module du flux statorique ce qui entraîne une augmentation importante dans la fréquence moyenne de commutation.

14- Structure de la commande DTC

La structure de la commande DTC est présentée sur la figure ci-dessous.

L'estimation des composantes $\hat{\phi}_{s\alpha}, \hat{\phi}_{s\beta}$ exige :

1- Mesure des courants statoriques

Les composantes $i_{s\alpha}, i_{s\beta}$ du vecteur de courant sont calculées par l'application de la transformation de Concordia (à titre d'exemple) aux courants mesurés i_{sa}, i_{sb}, i_{sc} comme suit :

$$i_{s\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(i_{sa} - \frac{1}{2} i_{sb} - \frac{1}{2} i_{sc} \right) = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{3}{2} i_{sa} = \sqrt{\frac{3}{2}} i_{sa}$$

$$i_{s\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(\frac{\sqrt{3}}{2} i_{sb} - \frac{\sqrt{3}}{2} i_{sc} \right) = \frac{1}{\sqrt{2}} (i_{sb} - i_{sc})$$

2- Mesure ou estimation des tensions statoriques

- Dans le cas de la mesure des tensions triphasées v_{sa}, v_{sb}, v_{sc} , les composantes $v_{s\alpha}, v_{s\beta}$ du vecteur de tension sont calculées à l'aide de la transformation de Concordia (à titre d'exemple) comme suit :

$$v_{s\alpha} = \sqrt{\frac{3}{2}} v_{sa}$$

$$v_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} (v_{sb} - v_{sc})$$

- Dans le cas où les tensions triphasées v_{sa}, v_{sb}, v_{sc} sont estimées à l'aide de la tension continue v_{dc} et des états des interrupteurs S_a, S_b, S_c , les composantes estimées $\hat{v}_{s\alpha}, \hat{v}_{s\beta}$ du vecteur de tension sont estimées en appliquant la transformation de Concordia comme suit :

$$\hat{v}_{s\alpha} = \frac{v_{dc}}{\sqrt{6}} (2S_a - S_b - S_c)$$

$$\hat{v}_{s\beta} = \frac{v_{dc}}{\sqrt{2}} (S_b - S_c)$$

- Calcul de l'amplitude du flux

Le module du flux est estimé à partir de ses composantes suivant les axes α, β comme suit :

$$\hat{\phi}_s = \sqrt{\hat{\phi}_{s\alpha}^2 + \hat{\phi}_{s\beta}^2}$$

Remarque :

Le numéro du secteur S_i dans lequel se situe le vecteur flux $\bar{\phi}_s$ est déterminé à partir des composantes $\hat{\phi}_{s\alpha}, \hat{\phi}_{s\beta}$ en calculant l'angle entre l'axe α et le vecteur $\bar{\phi}_s$ par :

$$\hat{\theta}_s = \arctan \left(\frac{\hat{\phi}_{s\beta}}{\hat{\phi}_{s\alpha}} \right)$$

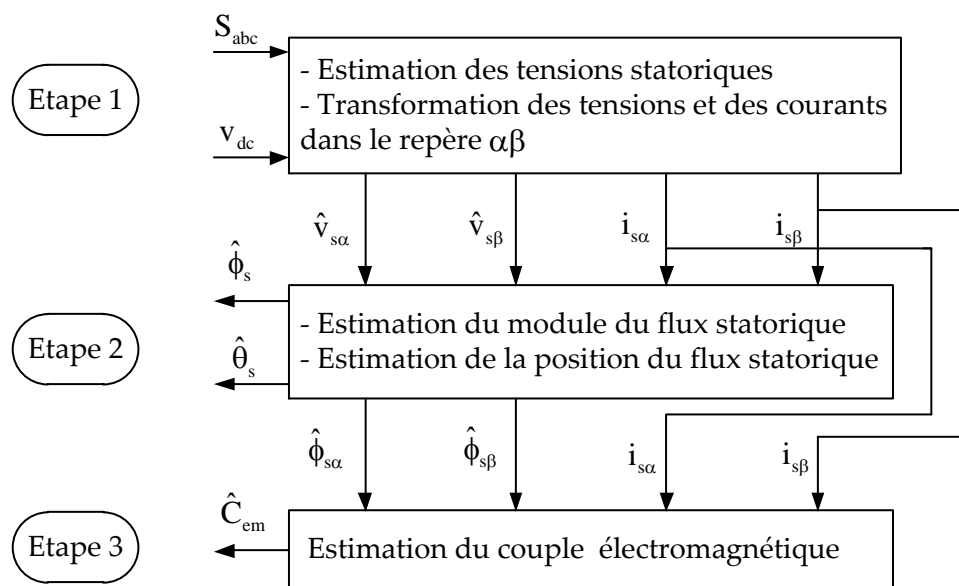
15.2- Estimateur du couple

Le couple peut être estimé à l'aide des composantes du flux estimés $\hat{\phi}_{s\alpha}, \hat{\phi}_{s\beta}$ et des courants statoriques mesurés $i_{s\alpha}, i_{s\beta}$ en utilisant l'expression suivante :

$$\hat{C}_{em} = p(\hat{\phi}_{s\alpha} i_{s\beta} - \hat{\phi}_{s\beta} i_{s\alpha})$$

Cette équation montre que la précision de l'estimation du couple dépend de la précision de l'estimation du flux.

Résumé : Les étapes d'estimation du flux et du couple peuvent être schématisées par la figure suivante.



16- Calcul des gains du régulateur PI de vitesse

Le régulateur de vitesse permet de déterminer le couple de référence capable de maintenir la vitesse correspondante.

L'équation mécanique est :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} - f\Omega - C_r \Rightarrow J \frac{d\Omega}{dt} + f\Omega = C_{em} - C_r$$

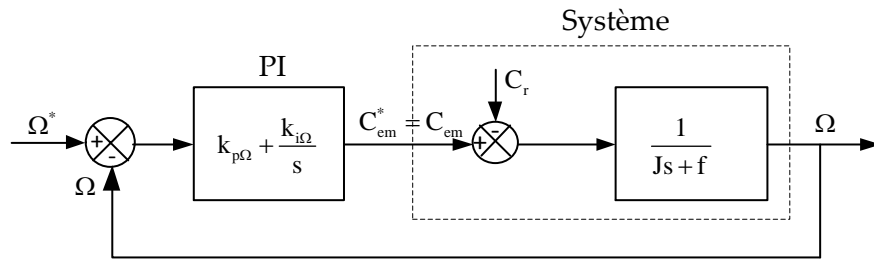
En appliquant la transformée de Laplace, on obtient :

$$(Js + f)\Omega(s) = C_{em}(s) - C_r(s)$$

Ce qui en résulte la fonction de transfert suivante :

$$G_{\Omega}(s) = \frac{\Omega(s)}{C_{em}(s) - C_r(s)} = \frac{1}{Js + f}$$

En utilisant un régulateur PI, le schéma de régulation de la vitesse est celui donné par la figure ci-dessous.



- Calcul de la fonction de transfert en boucle fermée

La vitesse Ω s'écrit :

$$\Omega = \frac{1}{Js + f} \left\{ \underbrace{\left(k_{p\Omega} + \frac{k_{i\Omega}}{s} \right) (\Omega^* - \Omega)}_{C_{em}^*} - C_r \right\}$$

$$\Omega(Js + f) = \left(k_{p\Omega} + \frac{k_{i\Omega}}{s} \right) \Omega^* - \left(k_{p\Omega} + \frac{k_{i\Omega}}{s} \right) \Omega - C_r$$

$$\left(Js + f + \frac{k_{p\Omega}s + k_{i\Omega}}{s} \right) \Omega = \frac{k_{p\Omega}s + k_{i\Omega}}{s} \Omega^* - C_r$$

$$(Js^2 + fs + k_{p\Omega}s + k_{i\Omega})\Omega = (k_{p\Omega}s + k_{i\Omega})\Omega^* - sC_r$$

$$\Omega = \frac{k_{p\Omega}s + k_{i\Omega}}{Js^2 + (k_{p\Omega} + f)s + k_{i\Omega}} \Omega^* - \frac{s}{Js^2 + (k_{p\Omega} + f)s + k_{i\Omega}} C_r$$

En négligeant la perturbation C_r , la fonction de transfert en boucle fermée devient :

$$G_{\Omega}^{BF}(s) = \frac{\Omega(s)}{\Omega^*(s)} = \frac{k_{p\Omega}s + k_{i\Omega}}{Js^2 + (k_{p\Omega} + f)s + k_{i\Omega}} = \frac{\frac{k_{p\Omega}}{J}s + \frac{k_{i\Omega}}{J}}{s^2 + \frac{k_{p\Omega} + f}{J}s + \frac{k_{i\Omega}}{J}}$$

En identifiant le dénominateur de $G_{\Omega}^{BF}(s)$ avec celui d'un système de la forme canonique suivante :

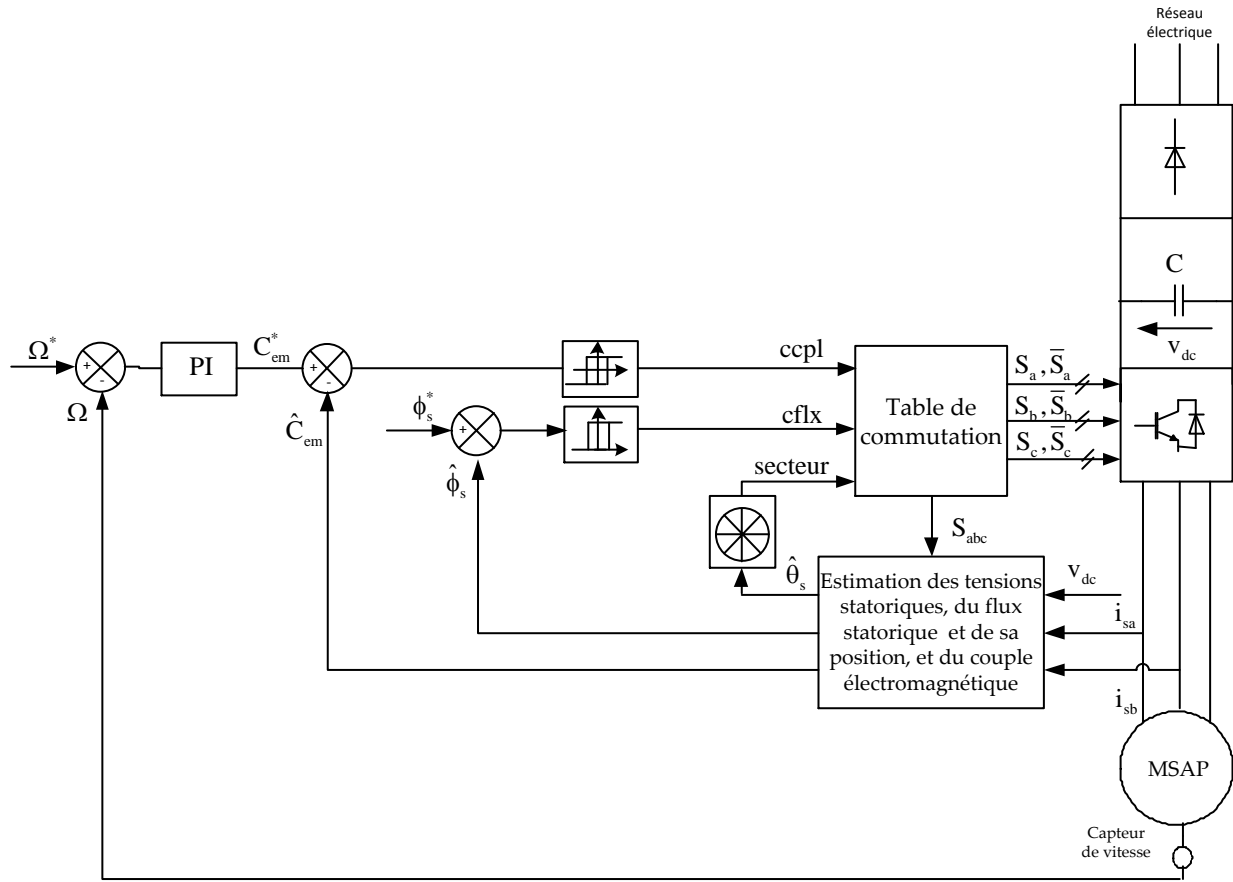
$$H(s) = \frac{\omega_{n\Omega}}{s^2 + 2\xi_{\Omega}\omega_{n\Omega}s + \omega_{n\Omega}^2}$$

On trouve :

$$\begin{cases} \frac{k_{i\Omega}}{J} = \omega_{n\Omega}^2 \\ \frac{k_{p\Omega} + f}{J} = 2\xi_{\Omega}\omega_{n\Omega} \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} k_{i\Omega} = J\omega_{n\Omega}^2 \\ k_{p\Omega} = 2J\xi_{\Omega}\omega_{n\Omega} - f \end{cases}$$

Exercice

La figure ci-dessous représente le schéma bloc de la commande directe du couple (Direct Torque Control, DTC) d'une machine asynchrone triphasée à cage. En utilisant la transformation de Concordia, le modèle de la machine asynchrone (MAS) dans le repère lié au stator est donné par la représentation vectorielle suivante:



A noter les désignations suivantes: $\uparrow\uparrow$ forte augmentation, \uparrow faible augmentation, $\downarrow\downarrow$: forte diminution, \downarrow : faible diminution et \approx : pas de changement significatif.

		Numéro du secteur											
Cflx	cclp	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
1 (\uparrow)	2 ($\uparrow\uparrow$)												
	1 (\uparrow)												
	0 (\approx)												
	-1 (\downarrow)												
	-2 ($\downarrow\downarrow$)												
0 (\downarrow)	2 ($\uparrow\uparrow$)												
	1 (\uparrow)												
	0 (\approx)												
	-1 (\downarrow)												
	-2 ($\downarrow\downarrow$)												

5°) Connaissant la trajectoire du flux statorique imposé par la DTC, quel est la forme de la trajectoire du flux rotorique ?

6°) Calculer les coefficients du régulateur IP adopté pour l'asservissement de la vitesse de rotation.

Solution

1/ Estimation des tensions de sortie de l'onduleur en fonction des états de commutation (S_a, S_b, S_c) et la tension continue v_{dc}

Nous avons :

$$\hat{v}_{sa} = \frac{v_{dc}}{3} (2S_a - S_b - S_c)$$

$$\hat{v}_{sb} = \frac{v_{dc}}{3} (-S_a + 2S_b - S_c)$$

$$\hat{v}_{sc} = \frac{v_{dc}}{3} (-S_a - S_b + 2S_c)$$

Dans un repère stationnaire (α, β), ces tensions sont exprimées par :

$$\begin{pmatrix} \hat{v}_{s\alpha} \\ \hat{v}_{s\beta} \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \hat{v}_{sa} \\ \hat{v}_{sb} \\ \hat{v}_{sc} \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \hat{v}_{sa} - \frac{1}{2}(\hat{v}_{sb} + \hat{v}_{sc}) \\ \frac{\sqrt{3}}{2}(\hat{v}_{sb} - \hat{v}_{sc}) \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \frac{3}{2}\hat{v}_{sa} \\ \frac{\sqrt{3}}{2}(\hat{v}_{sb} - \hat{v}_{sc}) \end{pmatrix}$$

Ce qui donne :

$$\hat{v}_{s\alpha} = \sqrt{\frac{3}{2}} \hat{v}_{sa}$$

$$\hat{v}_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} (\hat{v}_{sb} - \hat{v}_{sc})$$

Donc :

$$\hat{v}_{s\alpha} = \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{v_{dc}}{3} (2S_a - S_b - S_c) = \frac{v_{dc}}{\sqrt{6}} (2S_a - S_b - S_c) = \sqrt{\frac{2}{3}} v_{dc} (S_a - \frac{1}{2}(S_b + S_c))$$

$$\hat{v}_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{2}} (\frac{v_{dc}}{3} (-S_a + 2S_b - S_c) - \frac{v_{dc}}{3} (-S_a - S_b + 2S_c)) = \frac{v_{dc}}{\sqrt{2}} (S_b - S_c)$$

2/ Estimation des composantes du vecteur flux statorique

Dans le repère (α, β) nous avons :

$$\frac{d\hat{\phi}_{s\alpha}}{dt} = v_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha}$$

$$\frac{d\hat{\phi}_{s\beta}}{dt} = v_{s\beta} - R_s i_{s\beta}$$

Par intégration on trouve :

$$\hat{\phi}_{s\alpha} = \int_0^t (v_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha}) dt$$

$$\hat{\phi}_{s\beta} = \int_0^t (v_{s\beta} - R_s i_{s\beta}) dt$$

Le module du vecteur flux est :

$$\hat{\phi}_s = \sqrt{\hat{\phi}_{s\alpha}^2 + \hat{\phi}_{s\beta}^2}$$

La phase du vecteur flux est :

$$\hat{\theta}_s = \arctan \left(\frac{\hat{\phi}_{s\beta}}{\hat{\phi}_{s\alpha}} \right)$$

3/ Estimation du couple

$$\hat{C}_{em} = p(\hat{\phi}_{s\alpha} i_{s\beta} - \hat{\phi}_{s\beta} i_{s\alpha})$$

4/ Table de commutation

		Numéro du secteur											
cflx	Cclp	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
1 (↑)	2 (↑↑)	\bar{v}_2	\bar{v}_3	\bar{v}_3	\bar{v}_4	\bar{v}_4	\bar{v}_5	\bar{v}_5	\bar{v}_6	\bar{v}_6	\bar{v}_1	\bar{v}_1	\bar{v}_2
	1 (↑)	\bar{v}_2	\bar{v}_2	\bar{v}_3	\bar{v}_3	\bar{v}_4	\bar{v}_4	\bar{v}_5	\bar{v}_5	\bar{v}_6	\bar{v}_6	\bar{v}_1	\bar{v}_1
	0 (≈)	\bar{v}_0	\bar{v}_7	\bar{v}_7	\bar{v}_0	\bar{v}_0	\bar{v}_7	\bar{v}_7	\bar{v}_0	\bar{v}_0	\bar{v}_7	\bar{v}_7	\bar{v}_0

	-1 (↓)	\bar{v}_1	\bar{v}_1	\bar{v}_2	\bar{v}_2	\bar{v}_3	\bar{v}_3	\bar{v}_4	\bar{v}_4	\bar{v}_5	\bar{v}_5	\bar{v}_6	\bar{v}_6
	-2 (↓↓)	\bar{v}_6	\bar{v}_1	\bar{v}_1	\bar{v}_2	\bar{v}_2	\bar{v}_3	\bar{v}_3	\bar{v}_4	\bar{v}_4	\bar{v}_5	\bar{v}_5	\bar{v}_6
0 (↓)	2 (↑↑)	\bar{v}_3	\bar{v}_4	\bar{v}_4	\bar{v}_5	\bar{v}_5	\bar{v}_6	\bar{v}_6	\bar{v}_1	\bar{v}_1	\bar{v}_2	\bar{v}_2	\bar{v}_3
	1 (↑)	\bar{v}_4	\bar{v}_4	\bar{v}_5	\bar{v}_5	\bar{v}_6	\bar{v}_6	\bar{v}_1	\bar{v}_1	\bar{v}_2	\bar{v}_2	\bar{v}_3	\bar{v}_3
	0 (≈)	\bar{v}_7	\bar{v}_0	\bar{v}_0	\bar{v}_7	\bar{v}_7	\bar{v}_0	\bar{v}_0	\bar{v}_7	\bar{v}_7	\bar{v}_0	\bar{v}_0	\bar{v}_7
	-1 (↓)	\bar{v}_5	\bar{v}_5	\bar{v}_6	\bar{v}_6	\bar{v}_1	\bar{v}_1	\bar{v}_2	\bar{v}_2	\bar{v}_3	\bar{v}_3	\bar{v}_4	\bar{v}_4
	-2 (↓↓)	\bar{v}_5	\bar{v}_6	\bar{v}_6	\bar{v}_1	\bar{v}_1	\bar{v}_2	\bar{v}_2	\bar{v}_3	\bar{v}_3	\bar{v}_4	\bar{v}_4	\bar{v}_5

5/ Trajectoire du vecteur flux rotorique

Dans un repère lié au rotor, nous avons :

$$R_r \bar{i}_r + \frac{d\bar{\phi}_r}{dt} = 0$$

et

$$\bar{\phi}_s = L_s \bar{i}_s + M \bar{i}_r$$

$$\bar{\phi}_r = L_r \bar{i}_r + M \bar{i}_s$$

A partir des expressions des flux on trouve :

$$\bar{i}_s = \frac{1}{\sigma L_s} (\bar{\phi}_s - \frac{M}{L_r} \bar{\phi}_r)$$

et

$$\bar{i}_r = \frac{1}{L_r} (\bar{\phi}_r - M \bar{i}_s) = \frac{1}{L_r} (\bar{\phi}_r - \frac{M}{\sigma L_s} (\bar{\phi}_s - \frac{M}{L_r} \bar{\phi}_r)) = \frac{\bar{\phi}_r}{L_r} - \frac{M}{\sigma L_s L_r} \bar{\phi}_s + \frac{M^2}{\sigma L_s L_r^2} \bar{\phi}_r$$

$$\bar{i}_r = \frac{1}{L_r} (1 + \frac{M^2}{\sigma L_s L_r}) \bar{\phi}_r - \frac{M}{\sigma L_s L_r} \bar{\phi}_s \quad \text{avec} \quad 1 + \frac{M^2}{\sigma L_s L_r} = 1 + \frac{M^2}{L_s L_r - M^2} = \frac{L_s L_r}{L_s L_r - M^2} = \frac{1}{1 - \frac{M^2}{L_s L_r}} = \frac{1}{\sigma}$$

$$\bar{i}_r = \frac{1}{\sigma L_r} \bar{\phi}_r - \frac{M}{\sigma L_s L_r} \bar{\phi}_s$$

Donc :

$$R_r (\frac{1}{\sigma L_r} \bar{\phi}_r - \frac{M}{\sigma L_s L_r} \bar{\phi}_s) + \frac{d\bar{\phi}_r}{dt} = 0$$

$$\frac{R_r}{\sigma L_r} \bar{\phi}_r - \frac{R_r M}{\sigma L_s L_r} \bar{\phi}_s + \frac{d\bar{\phi}_r}{dt} = 0$$

avec $T_r = \frac{L_r}{R_r}$, il vient :

$$\frac{1}{\sigma T_r} \bar{\phi}_r + \frac{d\bar{\phi}_r}{dt} = \frac{M}{\sigma L_s T_r} \bar{\phi}_s$$

Ou bien encore :

$$\bar{\phi}_r + \sigma T_r \frac{d\bar{\phi}_r}{dt} = \frac{M}{L_s} \bar{\phi}_s$$

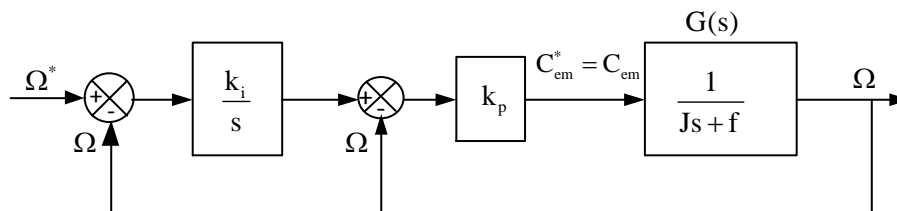
L'expression du flux rotorique dans un repère lié au rotor en fonction du flux statorique est donc:

$$\bar{\phi}_r = \frac{M}{L_s} \frac{1}{1 + \sigma T_r s} \bar{\phi}_s$$

D'après cette équation, le rotor se comporte comme un filtre passe-bas par rapport au stator. Pour cette raison, le vecteur flux statorique $\bar{\phi}_s$ décrit une trajectoire irrégulière pendant que le vecteur flux rotorique $\bar{\phi}_s$ décrit une trajectoire pratiquement circulaire.

6/ Calcul des gains du régulateur IP

En négligeant la perturbation, le schéma de réglage de la vitesse à l'aide d'un régulateur IP est présenté sur la figure ci-dessous.



La fonction du transfert du système déterminée à partir de l'équation mécanique est comme suit :

$$G(s) = \frac{\Omega(s)}{C_{em}(s)} = \frac{1}{Js + f}$$

- Détermination de la fonction de transfert en boucle fermée

$$\Omega(s) = G(s)k_p \left((\Omega^*(s) - \Omega(s)) \frac{k_i}{s} - \Omega(s) \right) = G(s)k_p \Omega^*(s) \frac{k_i}{s} - G(s)k_p \left(\frac{k_i}{s} + 1 \right) \Omega(s)$$

$$\Rightarrow \Omega(s) + G(s)k_p \left(\frac{k_i}{s} + 1 \right) \Omega(s) = G(s)k_p \Omega^*(s) \frac{k_i}{s}$$

$$\Rightarrow (s + G(s)k_p (k_i + s)) \Omega(s) = G(s)k_p k_i \Omega^*(s)$$

D'où l'expression de la fonction de transfert en boucle ouverte

$$G_{BF}(s) = \frac{\Omega(s)}{\Omega^*(s)} = \frac{G(s)k_p k_i}{s + G(s)k_p (k_i + s)}$$

En remplaçant $G(s)$ par son expression, on obtient :

$$G_{BF}(s) = \frac{\frac{1}{Js+f} k_p k_i}{s + \frac{1}{Js+f} k_p (k_i + s)} = \frac{k_p k_i}{s(Js+f) + k_p (k_i + s)} = \frac{k_p k_i}{Js^2 + (k_p + f)s + k_p k_i} = \frac{\frac{k_p k_i}{J}}{s^2 + \frac{k_p + f}{J}s + \frac{k_p k_i}{J}}$$

Soit la fonction de transfert d'un système de deuxième ordre désiré de la forme :

$$H(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2}$$

Par identification du dénominateur de $G_{BF}(s)$ avec celui de $H(s)$, on obtient :

$$\frac{k_p k_i}{J} = \omega_n^2$$

$$\frac{k_p + f}{J} = 2\zeta\omega_n$$

Ce qui donne :

$$k_p = 2\zeta\omega_n J - f$$

$$k_i = \frac{\omega_n^2 J}{k_p}$$