

## **Chapitre2 : Commande Vectorielle par Orientation du Flux Rotorique**

### **2.1Introduction:**

Les machines à courant continu occupent encore de nos jours la majeure partie du marché de la variation de vitesse et de la robotique. On utilise les machines à excitation série pour la traction électrique et à excitation séparée pour la robotique. Cette dernière a une qualité intrinsèque : elle permet un contrôle séparé du flux et du couple. Cependant la présence du collecteur et les balais a été toujours le point faible de la machine à courant continu qui limite sa puissance, sa vitesse et exige une maintenance importante. Face à ces limitations, la simplicité de construction et la robustesse de la MAS ont donc attiré les chercheurs. Mais sa commande s'avère difficile du fait du couplage entre le flux et le couple. On compte plusieurs tentatives de réalisation de la commande de cette machine, dont la plupart ne répondent pas aux exigences technologiques actuelles. Ainsi la meilleure solution de nos jours est celle offerte par Blaschke. [ 2]

L'idée de ce dernier est simple et consiste à simuler le comportement du moteur à courant continu par une orientation du flux selon l'un des axes du repère de Park. Cette solution permet effectivement de découpler les deux composantes « flux » et « couple ». Cependant plusieurs approches basées sur le choix de l'orientation du flux ont suivi le principe de base de Blaschke. Celles-ci dépendent de la nature de l'alimentation de la machine (en tension ou en courant) et de la nature du flux (du rotor, ou du stator, ou de magnétisation).L'orientation de flux rotorique est la plus intéressante du fait des avantages qu'elle offre. En revanche, plusieurs problèmes demeurent. Principalement l'influence des paramètres de la machine sur l'orientation du flux, et sur le comportement des correcteurs, ainsi que l'insuffisance des performances dynamiques des correcteurs traditionnels.[18]

Dans ce chapitre, on va étudier la commande vectorielle directe à flux rotorique orienté du moteur à induction alimentée en tension.

### **2.2 Principe de la commande vectorielle :**

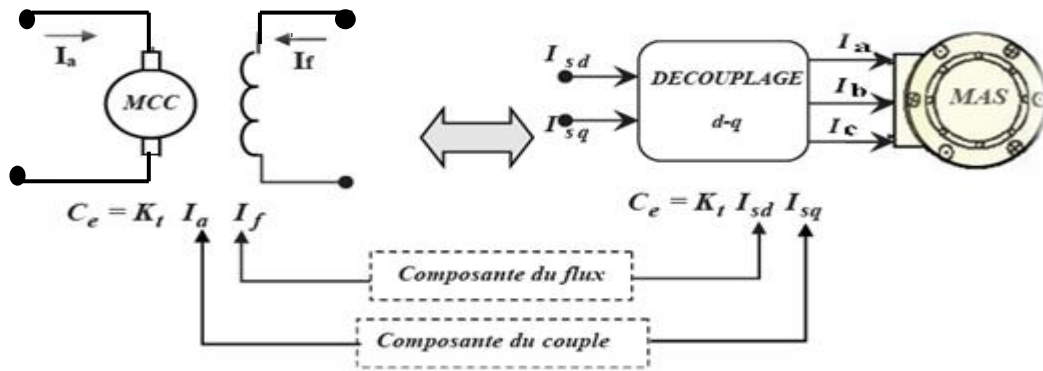
Le contrôle vectoriel consiste à générer les tensions MLI requises de façon à maintenir en tout temps un flux constant dans l'entrefer et obtenir un décalage aussi proche que possible de  $90^\circ$  entre les vecteurs d'espaces du flux et de la force magnétomotrice des courants rotoriques, et aussi un couple maximal. [4]

Le principe du découplage permet de modéliser la machine asynchrone comme une machine à courant continu, par application de cette nouvelle technique de commande.

Ceci concilie les avantages des propriétés du moteur à courant continu et de l'absence du collecteur mécanique. Le contrôle du couple d'une machine alternative nécessite un contrôle en phase et en amplitude des courants d'alimentation d'où le nom de contrôle vectorielle.

Pour réaliser un contrôle similaire à celui des machines à excitation séparée, il est nécessaire d'orienter le flux en quadrature avec le couple d'où la méthode du flux orientée, et

ainsi la composante directe du courant statorique  $i_{ds}$  prend la direction du flux rotorique. Le couple dépend alors uniquement de la composante en quadrature  $i_{sq}$ . Le contrôle vectoriel de flux avec un moteur asynchrone permet de maîtriser séparément le courant magnétisant et le courant actif. Le variateur vectoriel reçoit les informations sur la vitesse et la position angulaire du rotor grâce à un codeur incrémental accouplé au moteur, qui mesure aussi le courant absorbé. Ces valeurs sont traitées numériquement dans un calculateur en fonction de la vitesse et du couple désiré. Ceci va régler les courants sur l'onduleur de manière à positionner le flux stator en quadrature avec le courant induit dans le rotor comme dans un moteur à courant continu. [11]



**Fig 2.1** Principe de la commande vectorielle.

D'où on peut imposer les conditions de l'orientation :

$$\text{Flux rotorique} \begin{cases} \Phi_{dr} = \Phi_r \\ \Phi_{qr} = 0 \end{cases} \quad (2.1)$$

$$\text{Flux statorique} \begin{cases} \Phi_{ds} = \Phi_s \\ \Phi_{qs} = 0 \end{cases} \quad (2.2)$$

$$\text{Flux d'entrefer} \begin{cases} \Phi_{dg} = \Phi_g \\ \Phi_{qg} = 0 \end{cases} \quad (2.3)$$

## 2.3 Méthodes de commande vectorielle:

On distingue deux types de commande vectorielle. la première appelée méthode directe qui a été développée par F. Blaschke, la seconde connue par la méthode indirecte développée par K. Hasse. [7]

### 2.3.1 Commande vectorielle directe :

Cette méthode nécessite une bonne connaissance du module du flux et de sa position celui-ci, doit être vérifiée quelque soit le régime transitoire effectué. Il faut donc procéder à une série de mesure aux bornes de système. La mesure directe permet de connaître exactement la position du flux. Ce mode de contrôle garantit un découplage correct entre le flux et le couple, quelque soit le point de fonctionnement. Toute fois il nécessite l'utilisation

d'un capteur de flux, ce qui augmente considérablement le coût de sa fabrication et rend plus fragile son utilisation. [5]

L'application de cette méthode impose inconvénients parmi ces inconvénients [5] :

1-la non fiabilité de la mesure du flux :

- ✓ Problème de filtrage du signal mesuré.
- ✓ Précision de la mesure qui varie en fonction de la température (échauffement de la machine) et de la saturation.

2- le coût de production élevé (**capteurs de flux**).

### 2.3.2 Commande vectorielle indirecte :

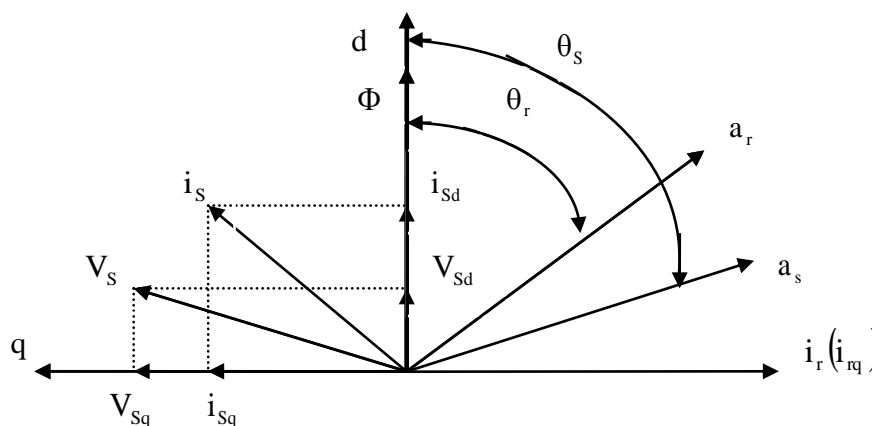
Le principe de cette méthode consiste à ne pas mesurer (ou estimer) l'amplitude de flux mais seulement sa position. Elle consiste à estimer la position du vecteur de flux, et régler son amplitude en boucle ouverte. Les tensions ou les courants assurant l'orientation du flux et le découplage sont évalués à partir d'un modèle de la machine en régime transitoire. Cette méthode a été favorisée par le développement des microprocesseurs, elle est très sensible aux variations paramétriques de la machine. [7]

Cette commande est plus simple que la commande directe, mais les résultats obtenus sont de performances faibles, car elle est très sensible aux variations des paramètres de la machine en particulier la résistance rotorique qui change avec la température, ce qui donne une valeur différente de sa valeur réelle, donc on obtient une erreur sur la phase du flux par rapport au stator, ce qui introduit un couplage supplémentaire entre le flux et le couple.[2]

### 2.4 Commande vectorielle par orientation du flux :

Il existe trois types de commande vectorielle à flux orienté selon la nature du flux :

- ✓ Commande vectorielle à flux rotorique orienté.
- ✓ Commande vectorielle à flux statorique orienté.
- ✓ Commande vectorielle à flux de magnétisation orienté.



**Fig 2.2** Orientation du flux (rotorique, statorique, d'entrefer)

$\Phi$  peut représenter le flux rotorique  $\Phi_r$ , le flux statorique  $\Phi_s$  ou le flux d'entrefer  $\Phi_g$

Dans les trois référentiels, le couple est proportionnel au produit du flux par la composante de courant statorique en quadrature ( $i_{sq}$ ) avec le flux. Ainsi dans un fonctionnement à flux constant, cette composante est l'image du couple.

Seul le choix du flux rotorique permet un découplage naturel caractérisé par une impédance du flux par rapport à la composante du courant statorique en quadrature avec le flux. Le référentiel lié au flux rotorique est choisi pour obtenir des fonctionnements de la machine à induction comparable à ceux de la machine à courant continu. Dans la majorité des cas, le référentiel est choisi selon le flux rotorique [1].

Des équations (1. 7) et (1. 8), la machine à induction peut être représentée dans le repère  $(\alpha, \beta)$  lié au stator par les deux équations suivantes :

$$\begin{cases} \bar{V}_s = R_s \bar{i}_s + \frac{d}{dt} \bar{\Phi}_s \\ 0 = R_r \bar{i}_r + \frac{d}{dt} \bar{\Phi}_r - j\omega \bar{\Phi}_r \end{cases} \quad (2. 4)$$

En régime permanent,  $\left(\frac{d}{dt} \rightarrow j\omega_s\right)$  ce qui donne :

$$\begin{cases} \bar{V}_s = R_s \bar{i}_s + j\omega_s \bar{\Phi}_s \\ 0 = R_r \bar{i}_r + j\omega_s \bar{\Phi}_r \end{cases} \quad (2. 5)$$

En régime permanent sinusoïdal, le couple électromagnétique est donné par un produit vectoriel de deux composantes en quadrature : le flux et le courant rotor. De (2. 5) on a en régime permanent :

$$\bar{i}_r = -j\omega_s \frac{1}{R_r} \bar{\Phi}_r \quad (2. 6)$$

Puisque  $j = e^{j\frac{\pi}{2}}$ , donc en régime permanent,  $\bar{i}_r$  et  $\bar{\Phi}_r$  sont bien en quadrature et l'équation de couple devient alors sous sa forme scalaire simple comme :

$$C_{em} = \frac{3}{2} P i_r \Phi_r \quad (2. 7)$$

Pour tout régime, le flux et le courant rotorique restent en quadrature de sorte que l'évolution du couple suive celle de  $i_{qr}$  qui peut alors être contrôlé par  $i_{qs}$  puisque :

$$\Phi_r = L_r i_{qr} + M i_{qs} = 0 \quad (2. 8)$$

Impose :

$$i_{qr} = -\frac{M}{L_r} i_{qs} \quad (2. 9)$$

Le couple est donc réglable par action sur  $i_{qs}$  lorsque le flux  $\Phi_r$  est maintenu constant. Une commande vectorielle par orientation du flux rotorique est définie par :

$$\begin{cases} \Phi_{qr} = 0 \\ \Phi_{dr} = \Phi_r = \text{constante} \end{cases} \quad (2. 10)$$

L'expression du couple sera donc :

$$C_{em} = \frac{3}{2} \cdot P \cdot \frac{M}{L_r} \cdot \Phi_r \cdot i_{qs} \quad (2.11)$$

Selon la deuxième équation du système (1.11) on a :

$$\frac{1}{T_r} \Phi_r + d \frac{\Phi_r}{dt} + j \omega_r \Phi_r - \frac{M}{T_r} \bar{i}_s = 0 \quad (2.12)$$

Séparation de la partie réelle et imaginaire :

$$\text{Réel} \quad \rightarrow \quad \frac{1}{T_r} \Phi_r + d \frac{\Phi_r}{dt} - \frac{M}{T_r} i_{ds} = 0 \quad (2.13)$$

$$\text{Imaginaire} \quad \rightarrow \quad \omega_r \Phi_r - \frac{M}{T_r} i_{qs} = 0 \quad (2.14)$$

Donc :

$$\omega_r = \frac{M}{T_r} \cdot \frac{i_{sq}}{\Phi_r} \quad (2.15)$$

En tenant compte de la condition (2. 9), la direction du flux  $\Phi_r$ , sera instantanément donnée par  $\theta_s$  qui est la position instantanée du référentiel (d, q) par rapport au référentiel ( $\alpha, \beta$ ).

Elle est déterminée par :

$$\theta_s = \int \omega_s \cdot dt \quad (2.16)$$

Où  $\omega_s$  est le résultat de l'autopilotage.

Pour contrôler  $\omega_r$ , on utilise un autopilotage de la fréquence statorique par la vitesse de rotation, en reproduisant à l'extérieur de la machine, la relation fondamentale qui existe entre les pulsations dans la machine asynchrone :

$$\omega_s = \omega + \omega_r = P \cdot \Omega + \omega_r$$

Le module et la pulsation du flux peuvent être évalués comme suit :

$$\begin{cases} T_r \cdot \frac{d}{dt} \Phi_r + \Phi_r = M i_{ds} \\ \frac{d}{dt} \theta_s = P \cdot \Omega + \frac{M}{T_r} \cdot \frac{i_{sq}}{\Phi_r} \end{cases} \quad (2.17)$$

## 2.5 Les estimateurs pour la commande vectorielle :

Selon l'équation (2.15) et à partir de la connaissance du courant  $i_{qs}$ , on peut réaliser un estimateur de vitesse :

$$\hat{\omega}_r = \frac{1}{T_r} \cdot \frac{i_{sq}}{\hat{\Phi}_r} \quad (2.18)$$

L'expression (2.18) représente un estimateur ou observateur simple du flux et de la vitesse du référentiel dans le repère rotorique, et fonctionnent en boucle ouverte, c'est pour cette raison on les appelle estimateurs.

## 2.6 Le processus électrique :

On va chercher une loi de découplage entre  $V_{ds}$  et  $V_{qs}$  permettant de contrôler de manière indépendante le couple par la composante  $i_{qs}$  et le flux par la composante  $i_{ds}$ .

On a l'expression précédente du couple :

$$C_{em} = \frac{3}{2} \cdot P \cdot \frac{M}{L_r} \cdot \Phi_r \cdot i_{qs}$$

Pour contrôler le couple tout en maintenant le flux constant, l'idée serait d'agir de façon instantanée sur la phase et l'amplitude de la tension statorique  $\bar{V}_s$ . De manière à régler le courant  $i_{qs}$  sans toute fois modifier le courant magnétisant. Dans ces conditions, le flux est maintenu constant comme dans la machine à courant continu et l'évolution du couple ne dépend plus que d'une seule grandeur.

D'après les équations (1.9), (1.10) et (2.10) on a :

$$\Phi_{ds} = \sigma \cdot L_s \cdot i_{ds} + \frac{M}{L_r} \cdot \Phi_r \quad (2.19)$$

$$\Phi_{qs} = \sigma \cdot L_s \cdot i_{qs} \quad (2.20)$$

Remplaçons l'expression des flux  $\Phi_{ds}$  et  $\Phi_{qs}$  donnée par les équations (2.19) et (2.20) dans l'équation (1.7):

$$V_{ds} = \left( R_s + \sigma L_s \cdot \frac{d}{dt} \right) \cdot i_{ds} + \frac{M}{L_r} \cdot \frac{d\Phi_r}{dt} - \sigma \cdot L_s \cdot \omega_s \cdot i_{qs} \quad (2.21)$$

$$V_{qs} = \left( R_s + \sigma L_s \cdot \frac{d}{dt} \right) \cdot i_{qs} - \omega_s \left( \frac{M}{L_r} \cdot \Phi_r + \sigma \cdot L_s \cdot i_{ds} \right) \quad (2.22)$$

Posons :

$$\begin{cases} U_{ds} = V_{ds} + e_d \\ U_{qs} = V_{qs} + e_q \end{cases} \quad (2.23)$$

Avec :

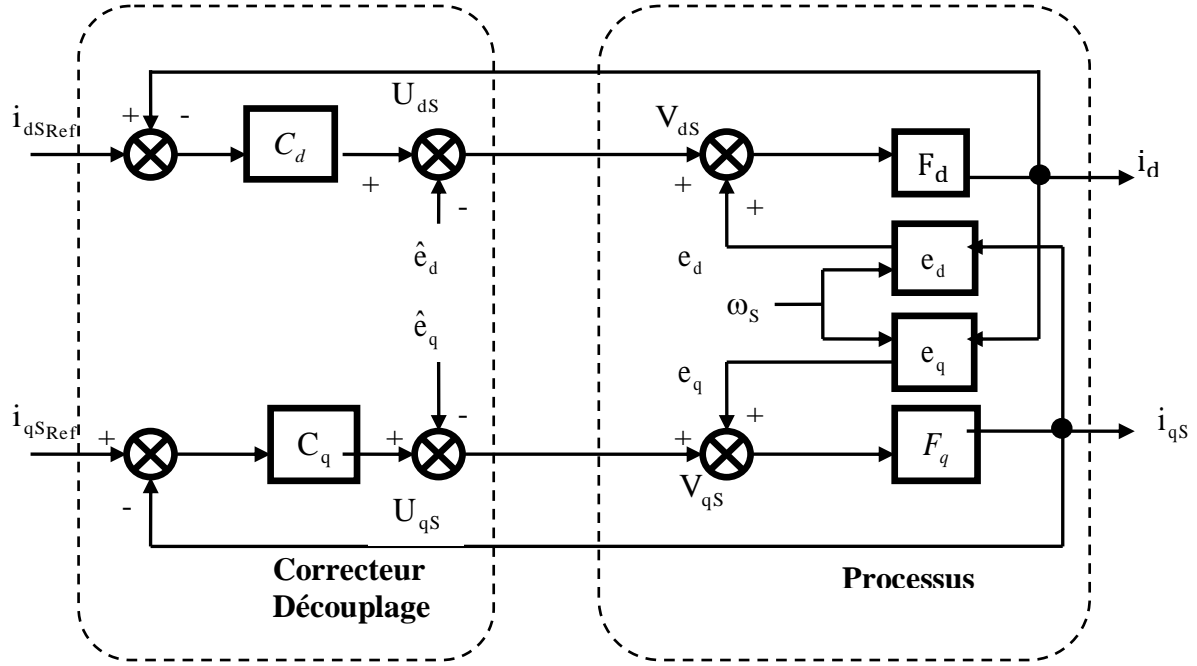
$$\begin{cases} e_d = -\frac{M}{L_r} \cdot \frac{d\Phi_r}{dt} + \sigma \cdot L_s \cdot \omega_s \cdot i_{qs} \\ e_q = \omega_s \left( \frac{M}{L_r} \cdot \Phi_r + \sigma \cdot L_s \cdot i_{ds} \right) \end{cases} \quad (2.24)$$

Et

$$\begin{cases} U_{ds} = \left( R_s + \sigma L_s \cdot \frac{d}{dt} \right) \cdot i_{ds} \\ U_{qs} = \left( R_s + \sigma L_s \cdot \frac{d}{dt} \right) i_{qs} \end{cases} \quad (2.25)$$

Les équations (2.24) et (2.25) présentent des couplages entre les actions sur les axes d et q. le flux et le couple, dépendent simultanément des tensions  $V_{ds}$  et  $V_{qs}$ . En effet, la

tension  $V_{ds}$  influe à la fois sur les courants  $i_{ds}$  et  $i_{qs}$ , donc sur le flux et le couple. Il en est de même pour  $V_{qs}$ . Le découplage est réalisé par termes de compensations, cette méthode consiste à définir deux nouvelles variables de commande  $U_{ds}$  et  $U_{qs}$  qui n'agissent, respectivement, que sur les courants  $i_{ds}$  et  $i_{qs}$  et ceci en introduisant les termes de couplage grâce à une reconstitution en temps réel de ces termes. La **fig 2.3** illustre ce découplage.



**Fig 2.3** Schéma fonctionnel du contrôle du couple et du flux

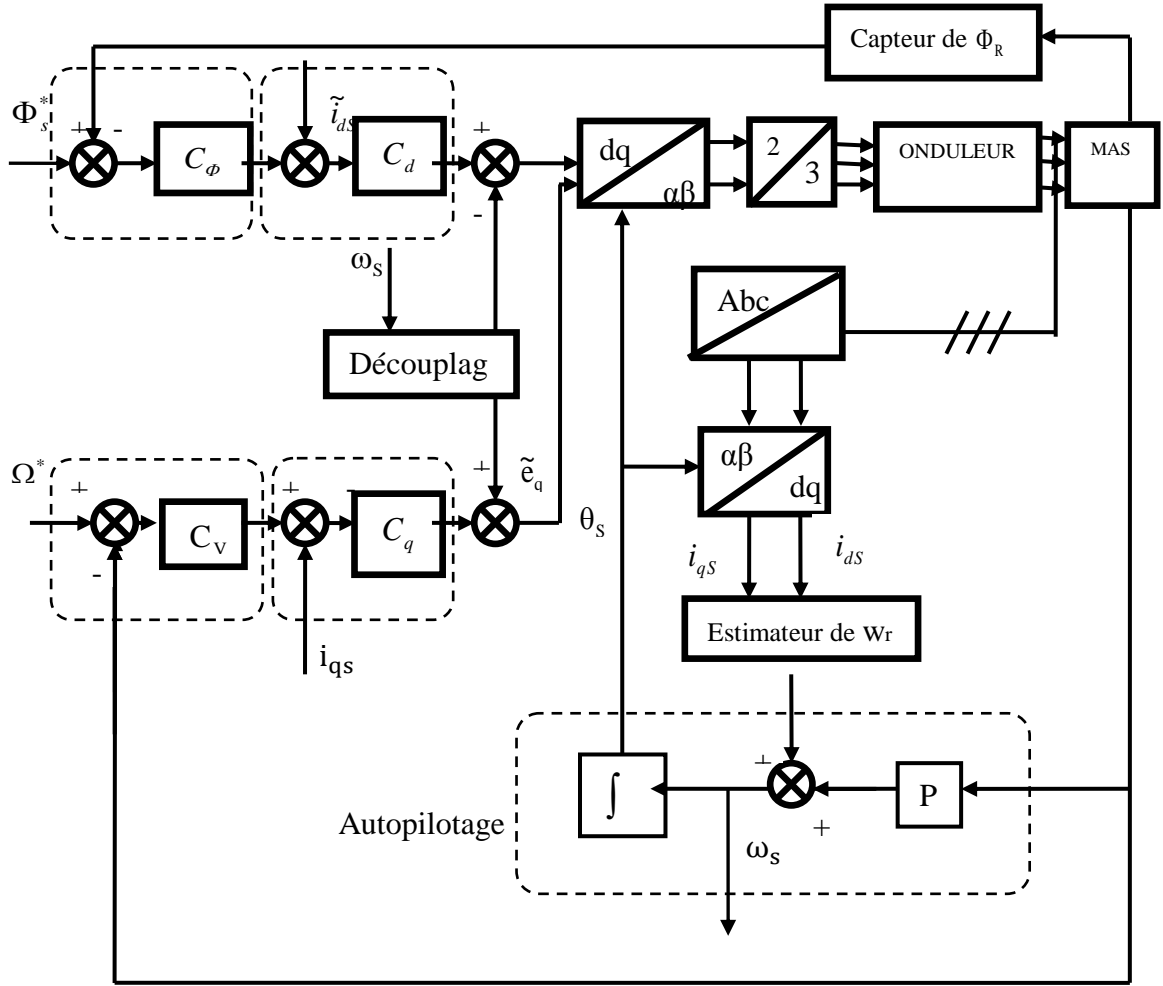
Les expressions (2.25) débouchent sur les fonctions de transfert suivantes:

$$F_d(s) = \frac{i_{ds}(s)}{U_{ds}(s)} = \frac{1}{R_s + \sigma \cdot L_s \cdot s} \quad (2.26)$$

$$F_q(s) = \frac{i_{qs}(s)}{U_{qs}(s)} = \frac{1}{R_s + \sigma \cdot L_s \cdot s} \quad (2.27)$$

## 2.7 Schéma global de la commande :

Le schéma global de la commande vectorielle directe avec orientation du flux rotorique donnée par la **fig 2.4**.



**Fig 2.4** Organisation de la commande vectorielle à flux rotorique orienté

## 2.8 Calculs des régulateurs :

Les régulateurs utilisés alors sont du type PI (Proportionnel Intégral), et la fonction de la transfert du régulateur est définie par:

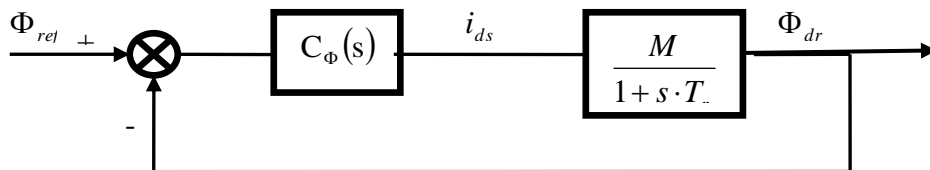
$$C(s) = K_p + \frac{K_i}{s} = K_p \left( 1 + \frac{1}{s.T_i} \right); \quad T_i = \frac{K_p}{K_i} \quad (2.28)$$

### 2.8.1 Calcul du régulateur de flux :

A partir de la deuxième équation du système (2.17), on trouve à :

$$\frac{\Phi_r}{i_{ds}} = \frac{M}{1+s.T_r}$$

La boucle de régulation du flux est représentée par le schéma bloc de la **fig 2.5** :



**Fig 2.5** schéma fonctionnel du contrôle du flux



La fonction de transfert en boucle ouvert est donnée par :

$$F_{\Phi}(s) = \frac{\Phi_{dr}}{\Phi_{ref}} = K_{p\Phi} \left(1 + \frac{1}{sT_{i\Phi}}\right) \cdot \frac{M}{1+sT_r} = K_{p\Phi} \left(\frac{sT_{i\Phi}+1}{sT_{i\Phi}}\right) \cdot \frac{M}{1+sT_r} \quad (2.29)$$

Compensons le pôle  $(sT_{i\Phi} + 1)$  par  $(1 + sT_r)$  on trouve  $T_{i\Phi} = T_r$ , la fonction de transfert en boucle ouvert devient :

$$F_{\Phi}(s) = \frac{K_{p\Phi} \cdot M}{s \cdot T_r} \quad (2.30)$$

La fonction de transfert en boucle fermé et donnée par :

$$G_{\Phi}(s) = \frac{T(s)}{1+T(s)} = \frac{1}{1+\frac{T_r}{K_{p\Phi} \cdot M} s} = \frac{1}{1+\tau_{\Phi} \cdot s} \quad (2.31)$$

$\tau_{\Phi} = \frac{T_r}{K_{p\Phi} \cdot M}$ : Constante de temps après régulation du flux.

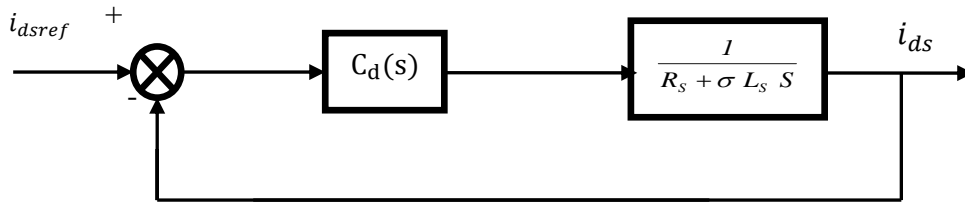
Donc :

$$\begin{cases} K_{p\Phi} = \frac{T_r}{\tau_{\Phi} M} \\ K_{i\Phi} = \frac{1}{\tau_{\Phi} M} \end{cases} \quad (2.32)$$

### 2.8.2 Calcul du régulateur de courant statorique $I_{ds}$ :

Selon la première équation du système (2.25)

On a:  $\frac{i_{ds}}{U_{ds}} = \frac{1}{R_s + \sigma L_s s}$



**Fig 2.6** Schéma bloc de la régulation du courant statorique  $I_{ds}$

La fonction de transfert en boucle ouvert est donnée par :

$$F_d(s) = K_{pd} \left(1 + \frac{1}{sT_{id}}\right) \cdot \frac{1}{R_s + \sigma L_s s} = K_{pd} \cdot \frac{s + \frac{1}{T_{id}}}{s} \cdot \frac{1}{\sigma L_s \left(s + \frac{R_s}{\sigma L_s}\right)} \quad (2.33)$$

Compensons le pôle  $\left(s + \frac{1}{T_{id}}\right)$  par  $\left(s + \frac{R_s}{\sigma L_s}\right)$

$$F_d(s) = \frac{K_{pd}}{\sigma L_s s} \quad (2.34)$$

La fonction de transfert en boucle fermée s'écrit :

$$G_{\phi}(s) = \frac{1}{1 + \frac{\sigma L_s}{K_{pd}} s} \quad (2.35)$$

$$\tau_d = \frac{\sigma L_s}{K_{pd}}$$

Donc :

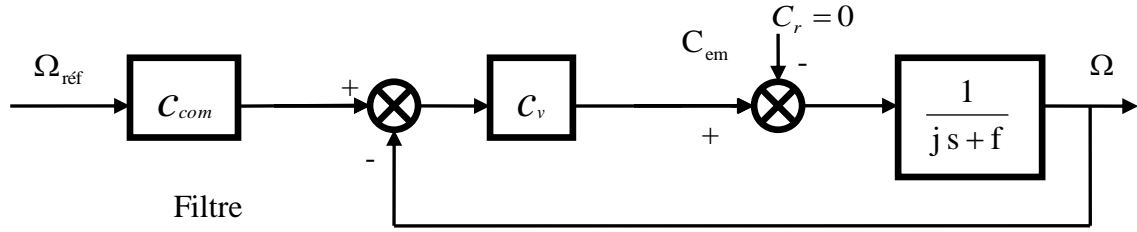
$$\begin{cases} K_{pd} = \frac{\sigma L_s}{\tau_d} \\ K_{id} = \frac{R_s}{\tau_d} \end{cases} \quad (2.36)$$

### 2.8.3 Calcul du régulateur de courant statorique $I_{qs}$ :

On observe que le courant  $i_{sq}$  à la même dynamique que le courant  $i_{sd}$ , on trouve donc les mêmes paramètres que précédemment.

### 2.8.4 Calcul du régulateur de vitesse :

Le régulateur de vitesse permet de déterminer le couple de référence, afin de maintenir la vitesse correspondante. La vitesse peut être contrôlée au moyen d'un régulateur PI dont les paramètres peuvent être calculés à partir de la **fig 2.7** :



**Fig 2.7** schéma fonctionnel du contrôle de vitesse avec filtre

La fonction de transfert en boucle ouverte est calculée à partir du schéma précédent est donnée Par :

$$F_v(s) = \frac{K_{pv} \cdot s + K_{iv}}{j \cdot s^2 + f \cdot s} \quad (2.37)$$

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$G_v(s) = K_{iv} \frac{\frac{K_{pv}}{K_{iv}} \cdot s + 1}{j \cdot s^2 + (f + K_{pv})s + 1} \quad (2.38)$$

Cette fonction de transfert possède une dynamique de 2<sup>ème</sup> ordre, dont la forme canonique :

$$G^* = \frac{1}{\frac{j}{\omega_n^2} \cdot s^2 + \frac{2\varepsilon}{\omega_n} \cdot s + 1} \quad (2.39)$$

$\varepsilon = 1$ : coefficient d'amortissement

Donc par comparaison on trouvé alors :

$$\begin{cases} K_{pv} = j\omega_n^2 \\ K_{iv} = 2.j.\omega_n - f \end{cases} \quad (2.40)$$

Pour supprimer le dépassement sur la réponse de la fonction de transfert en boucle fermée, on filtré la référence par un filtre du premier ordre donné par **fig 2.7**

$$C_{com} = \frac{I}{I + \tau .s}$$

## 2.9 Résultats de simulation:

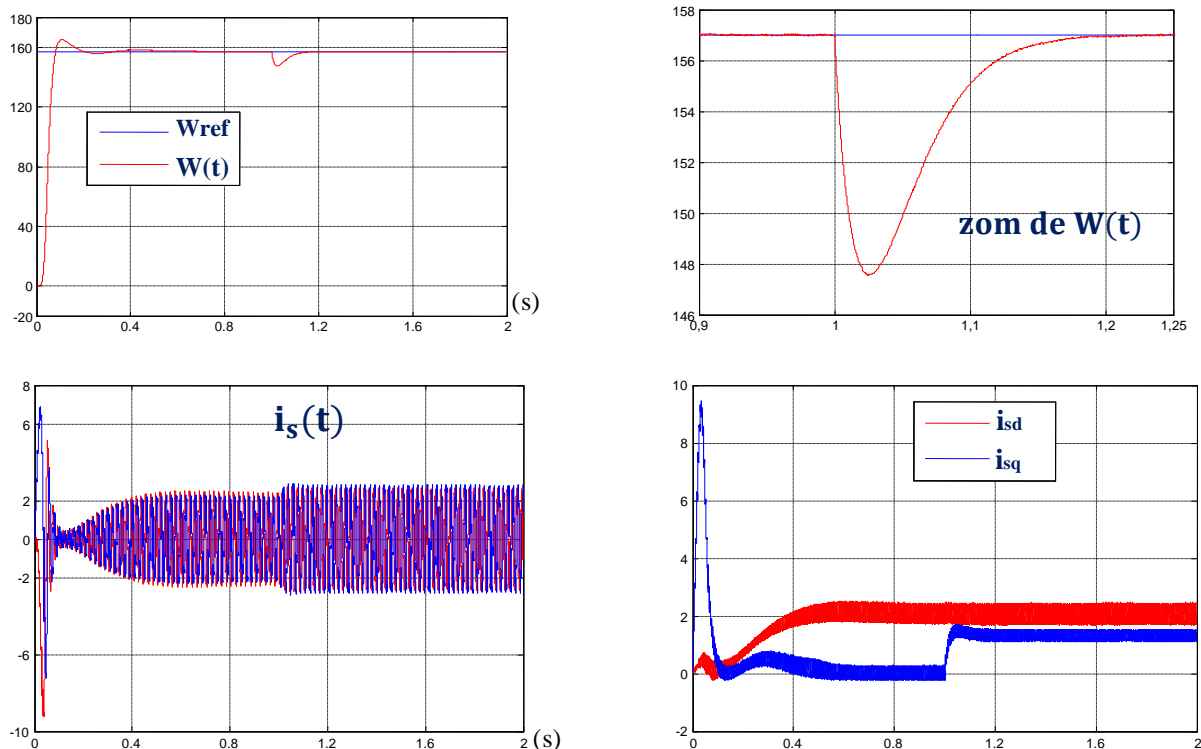
Les simulations présentées dans cette section sont réalisées sur une MAS alimentée par un onduleur de tension, et pilotée par une commande vectorielle directe à flux rotorique orienté.

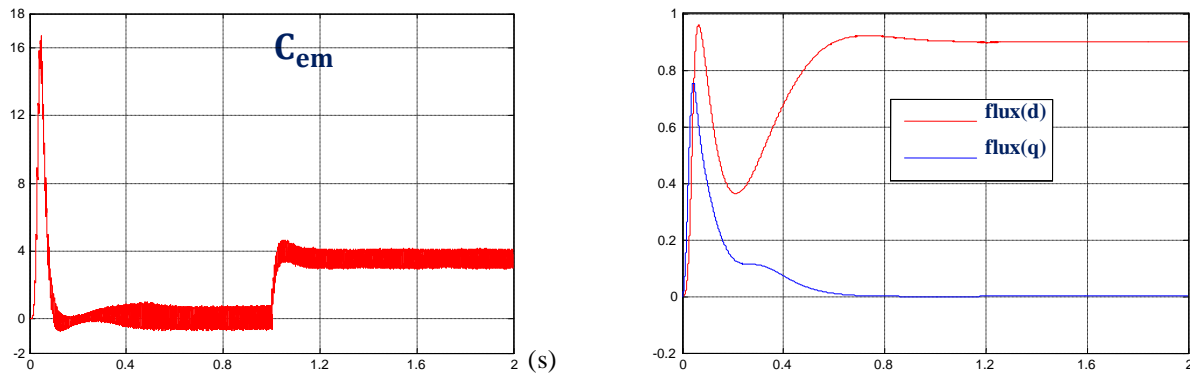
Les performances de notre commande ont été testées à partir de la simulation des modes de fonctionnement suivants :

- ✓ Démarrage à vide suivi d'une application d'un couple de charge.
- ✓ Inversion du sens de vitesse.
- ✓ Variation paramétrique.

### 2.9.1 Démarrage à vide suivi d'une application d'un couple de charge :

On a simulé le comportement d'un réglage de vitesse par PI classique de la machine asynchrone lors d'un démarrage à vide avec ( $\Omega_{ref} = 157$  rad/s), puis en appliquant un couple de charge ( $C_r = 3.5$  N.m) appliqué à l'instant ( $t = 1$  s).





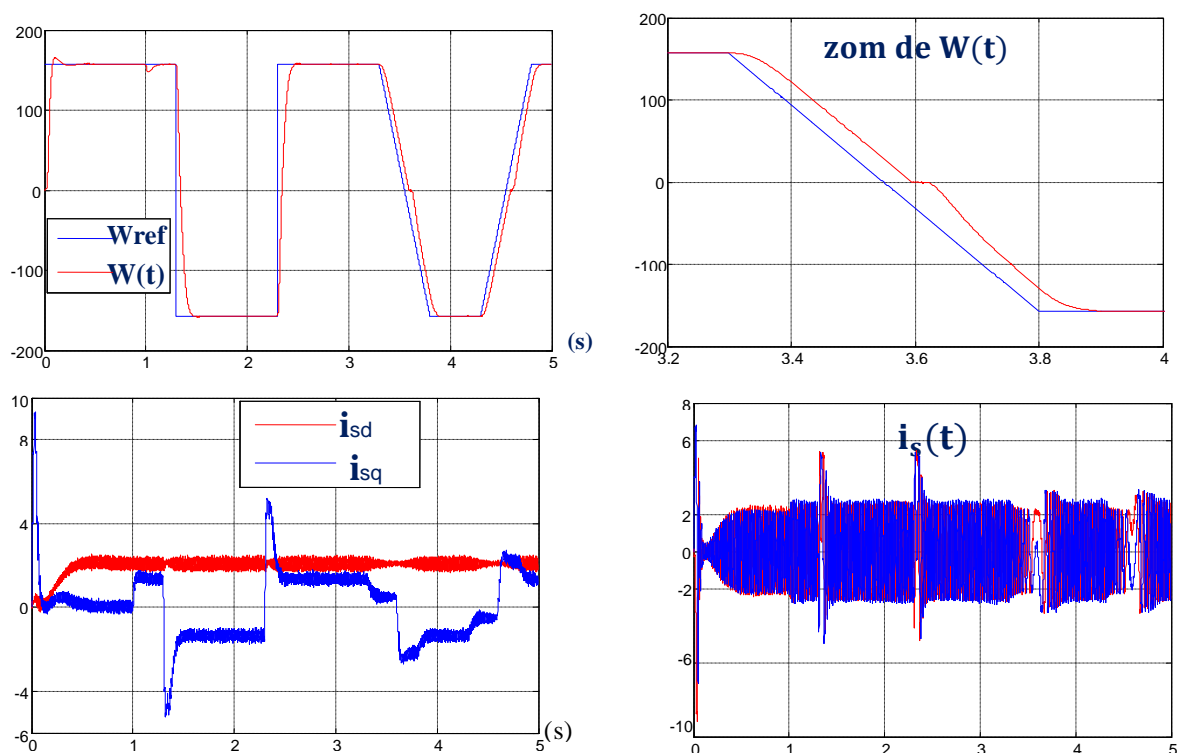
**Fig 2.8** Résultats de simulation de la CV lors du démarrage à vide suivi d'une application d'un couple de charge.

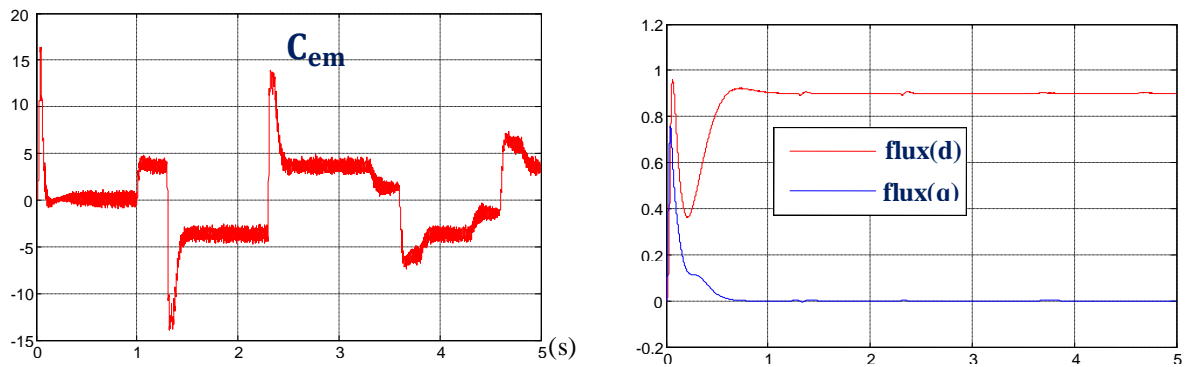
Ces résultats montrent le découplage entre le couple électromagnétique et le flux rotorique traduit par la réponse des composantes  $I_{ds}$  et  $I_{qs}$  du courant statorique. Lors de l'échelon de charge, le couple suit parfaitement la référence avec une influence sur la vitesse, qui rejoint par la suite sa valeur de référence.

## 2.9.2 Inversion du sens de rotation :

On introduit un changement de la consigne de vitesse de 157 rad/s à -157 rad/s à l'instant ( $t=1.3s$ ), un deuxième changement de 157rad/s à l'instant( $t=2.3s$ ) , un troisième changement à l'instant ( $t=3.3$ ) et un quatrième changement à l'instant ( $t=4,3$ ).

Les résultats de simulation sont montrés par la figure suivante :





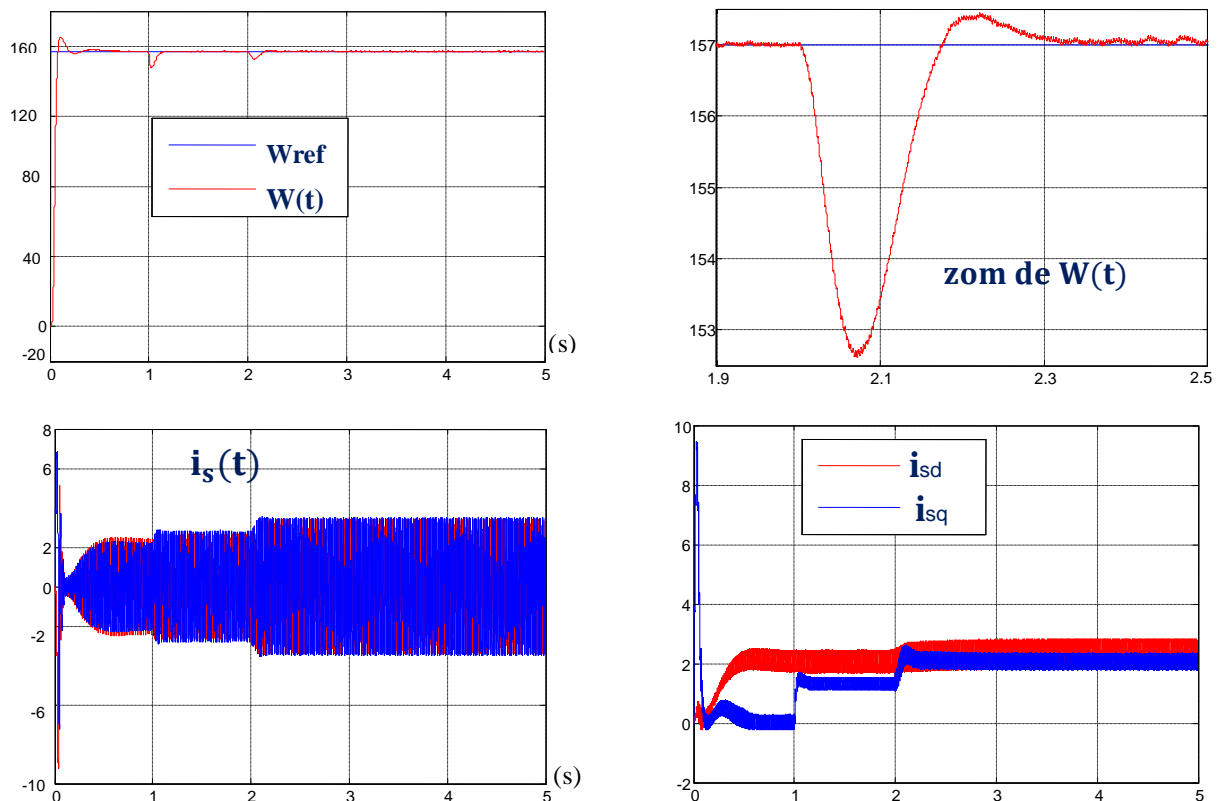
**Fig 2.9** Réponse du système lors du l'inversion de sens de vitesse.

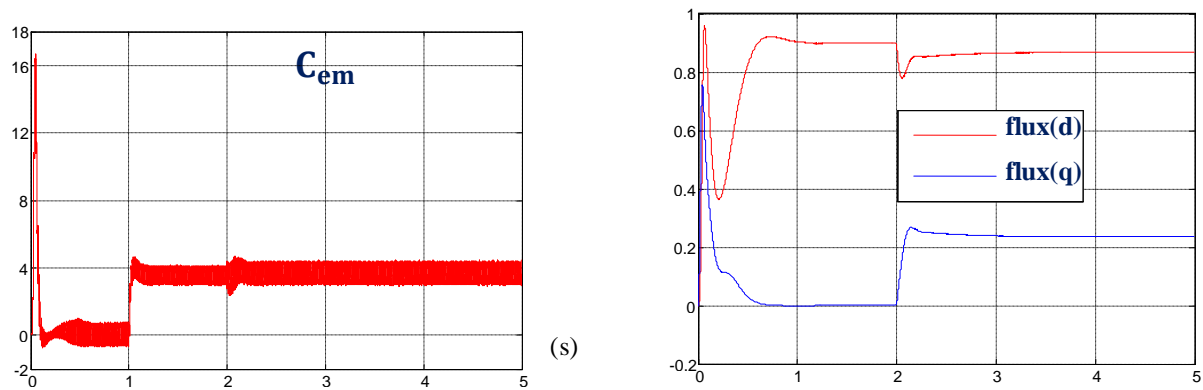
On remarque que la vitesse est obtenue sans dépassement malgré la dynamique du flux. Lors du démarrage on note un pic de couple électromagnétique qui devient également négatif lors que le sens de rotation est inversé. Celui-ci est nécessaire pour freiner la machine dans un sens, et de la faire tourner dans le deuxième sens. Les composants du flux présentent des fluctuations au moment de l'inversion du sens de rotation.

### 2.9.3 Variation paramétrique :

Dans le but de tester la robustesse de la commande par les régulateurs PI, nous avons également étudié l'influence de la variation de la résistance rotorique, inductance propre et mutuelle sur le découplage entre le flux et le couple. Pour cela nous avons simulé le système pour une augmentation de 50% de la résistance rotorique introduite a  $t=2$ s aussi une diminution de 25% des inductances propres est mutuelle introduite a  $t=2$ s.

Les résultats de simulation sont illustrés par la **fig 2.10**.





**Fig 2.10** Réponse dynamique de la machine lors de la variation des paramètres.

A partir des résultats obtenus, nous pouvons conclure que la commande vectorielle présente une faible robustesse dans le cas de variations paramétriques de la machine.

## 2.10 Conclusion:

Dans ce chapitre nous avons établi la technique de la commande vectorielle ayant pour principe le découplage entre le couple et le flux.

Dans la dernière partie de ce chapitre, on a présenté les résultats de simulation de la commande vectorielle, d'après ces résultats on peut noter la faible robustesse de la commande vectorielle face des variations paramétriques ce que nécessite un développement des commandes plus robuste. Dans le chapitre suivant, on va étudier la commande directe du couple.