

## Chapitre II

# *Commande Vectorielle Directe de La Machine Asynchrone*

---

### *II.1 Introduction*

La machine à courant continu à excitation indépendante offre comme principal avantage d'être facilement commandable du fait que le couple et le flux sont découplés. Ainsi ces derniers peuvent être contrôlés indépendamment. Le flux est contrôlé de l'inducteur et le couple est contrôlé par le courant d'induit. Or il est aujourd'hui possible d'obtenir des machines asynchrones aussi performantes que des machines à courant continu tout en étant plus robuste et facile à entretenir. Cependant, pour la machine asynchrone, l'expression du couple électromagnétique est complexe. En effet, l'expression du couple ne ressemble pas à celle d'une machine à courant continu ou le découplage entre le réglage du flux et celui de couple est naturel. De ce fait, la machine asynchrone est difficile à commander comparé à la machine à courant continu.

La commande vectorielle, introduite par **Blaschke** en 1972, est la première technique de commande capable de donner à la machine asynchrone de nouvelles performances au moins comparables à celle de la machine à courant continu [4]. Cette technique consiste à réécrire le modèle dynamique de la machine asynchrone dans un référentiel tournant avec le flux du rotor.

Dans ce chapitre, nous allons présenter la commande vectorielle directe par orientation de flux rotorique de la machine asynchrone. Après un découplage par compensation entre couple et flux, des régulateurs PI classiques seront utilisés dans la synthèse de la commande pour les deux boucles de flux et de couple. Quant à la régulation de vitesse, nous allons

utiliser une boucle externe du type IP. Tous ces régulateurs nécessitent des *mesures* de certaines variables pour leurs implémentations. Pour les variables non mesurés mais nécessaires à la commande, des estimations seront utilisés à leurs places à partir d'autres variables mesurées. Nous clôturons ce chapitre par une conclusion.

## II.2 Principe Générale de la Commande

L'objectif de la commande vectorielle est d'arriver à commander la machine asynchrone comme une machine à courant continu à excitation séparée. Ceci est atteint si on arrive à avoir un découplage entre la variable commandant le flux, et celle commandant le couple [2] [4]. Nous allons voir que ceci peut être atteint par changement de coordonnées et orientation du flux avec une commande découplante.

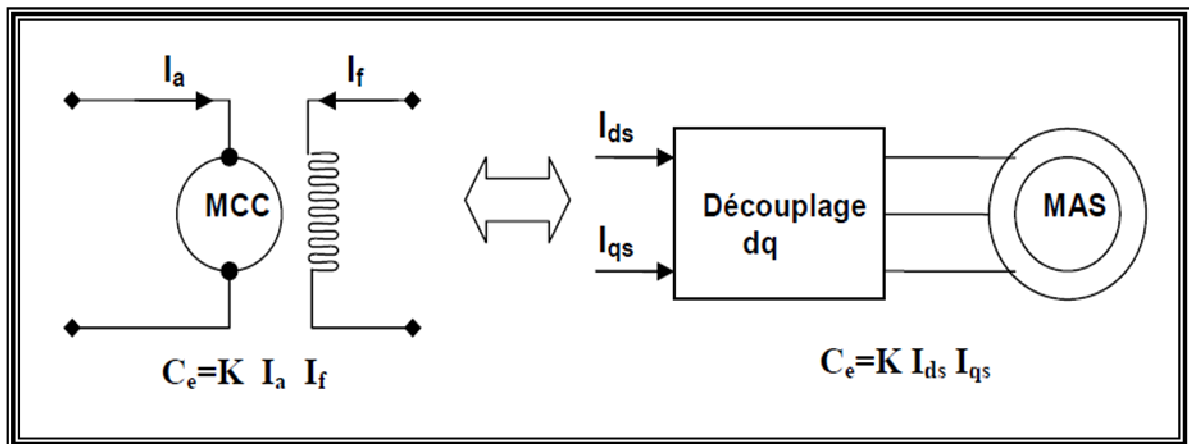


Figure II . 1 Schéma du principe de découplage pour la MAS par analogie avec la MCC

### II.2.1 Orientation de flux rotorique

La commande vectorielle à flux rotorique orienté est basée sur une orientation du repère tournant d'axes  $(d, q)$  tels que l'axe  $d$  soit confondu avec la direction de  $\Phi_r$  [1].

Le flux  $\Phi_r$  étant orienté sur l'axe  $d$ , l'équation d'état (I.29) nous permet d'exprimer  $V_{sd}$ ,  $V_{sq}$ ,  $\Phi_r$  et  $\omega_s$  avec  $\Phi_{rq} = 0$  et  $\Phi_{rd} = \Phi_r$  et obtenir les équations suivantes:

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{sd} = \sigma \cdot L_s \frac{dI_{sd}}{dt} + \left( R_s + \frac{L_m^2}{L_r \cdot T_r} \right) \cdot I_{sd} - \left[ \sigma \cdot L_s \cdot \omega_s \cdot I_{sq} + \frac{L_m}{L_r \cdot T_r} \cdot \Phi_r \right] \\ V_{sq} = \sigma \cdot L_s \frac{dI_{sq}}{dt} + \left( R_s + \frac{L_m^2}{L_r \cdot T_r} \right) \cdot I_{sq} - \left[ -\sigma \cdot L_s \cdot \omega_s \cdot I_{sd} - \frac{L_m}{L_r} \cdot \omega \cdot \Phi_r \right] \\ \frac{d\Phi_r}{dt} + \frac{1}{T_r} \cdot \Phi_r = \frac{L_m}{T_r} \cdot I_{sd} \\ \frac{L_m}{T_r} \cdot I_{sq} = (\omega_s - \omega) \cdot \Phi_r \\ C_e = P \frac{L_m}{L_r} (\Phi_r \cdot I_{sq}) \end{array} \right. \quad (\text{II.1})$$

Nous remarquons, grâce à l'utilisation du repère de PARK et de l'orientation du flux, que le couple et le flux sont commandés séparément par  $I_{sd}$  et  $I_{sq}$ . Or d'après les dynamiques de ces courants, nous remarquons qu'ils sont commandés par  $V_{sd}$  et  $V_{sq}$  avec des équations couplés. Afin d'avoir un découplage au niveau des commande en tension, nous allons commencer par synthétiser une commande découplante entrée/sortie.

### II.3 Découplage Entrée-Sortie

L'objectif du découplage entrée-sortie, comme son nom l'indique, est de limiter l'effet d'une entrée à une seule sortie. Le système découplé se présente par un ensemble d'équations différentielles entrée-sortie découplées. Cet effet découplant, s'il n'est pas naturel dans le système, on peut l'atteindre par bouclage d'état dit *bouclage découplant* ou *commande découplante*. De ce fait les commandes sont alors non interactives.

Il est évident que pour atteindre le découplage, certaines conditions doivent être vérifiées sur le système initial. Si ces conditions sont vérifiées, différentes techniques de découplage par retour d'état sont possibles. Dans la suite, nous allons détailler la commande dé-couplante de la machine asynchrone.

#### II.3.1 Découplage par compensation

Reprenons le modèle (II.1) et définissons deux *nouvelles variables de commande*  $v_{sd1}$  et  $v_{sq1}$  afin de découplée les deux première équations. Ces nouvelles commande sont données par

$$V_{sd} = v_{sd1} - e_{sd} \text{ et } V_{sq} = v_{sq1} - e_{sq} \quad (\text{II.2})$$

Où :  $e_{sd}$  et  $e_{sq}$  sont les termes de couplage donnée par

$$\begin{cases} e_{sd} = \sigma \cdot L_s \cdot \omega_s \cdot I_{sq} + \frac{L_m}{L_r \cdot T_r} \cdot \Phi_r \\ e_{sq} = -\sigma \cdot L_s \cdot \omega_s \cdot I_{sd} - \frac{L_m}{L_r} \cdot \omega \cdot \Phi_r \end{cases} \quad (II.3)$$

Avec la commande dé-couplante (II.2), le système devient

$$\begin{cases} v_{sd1} = \sigma \cdot L_s \frac{dI_{sd}}{dt} + \left( R_s + \frac{L_m^2}{L_r \cdot T_r} \right) \cdot I_{sd} \\ v_{sq1} = \sigma \cdot L_s \frac{dI_{sq}}{dt} + \left( R_s + \frac{L_m^2}{L_r \cdot T_r} \right) \cdot I_{sq} \end{cases} \quad (II.4)$$

Les fonctions de transfert de ce système découplé en prenant comme entrées  $v_{sd1}$  et  $v_{sq1}$  et comme sortie  $I_{sd}$  et  $I_{sq}$  est :

$$\begin{cases} \frac{I_{sd}}{v_{sd1}} = \frac{L_r^2}{(\sigma L_s L_r^2) \cdot s + (R_s L_r^2 + R_r L_m^2)} \\ \frac{I_{sq}}{v_{sq1}} = \frac{L_r^2}{(\sigma L_s L_r^2) \cdot s + (R_s L_r^2 + R_r L_m^2)} \end{cases} \quad (II.5)$$

Si on redéfinie comme sortie le flux et le couple de la machine, nous obtenons les fonctions de transfert suivante sous forme de schéma blocs.

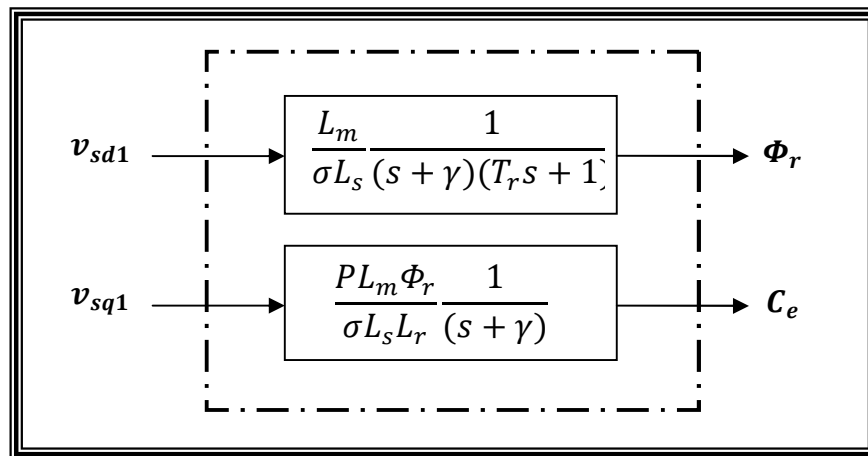


Figure II.2 : Commande découplée-Expressions de  $\Phi_r$  et  $C_e$

Avec :

$$\gamma = \frac{R_s L_r^2 + R_r L_m^2}{\sigma L_s L_r^2} = \frac{1}{\sigma T_s} - \frac{1 - \sigma}{\sigma T_r}$$

Avec ce modèle linéaire et découplé, on imagine plusieurs stratégies de commande pour le flux et le couple électromécanique. La commande de la machine avec découplage devient sous la forme générale du schéma de commande suivant :

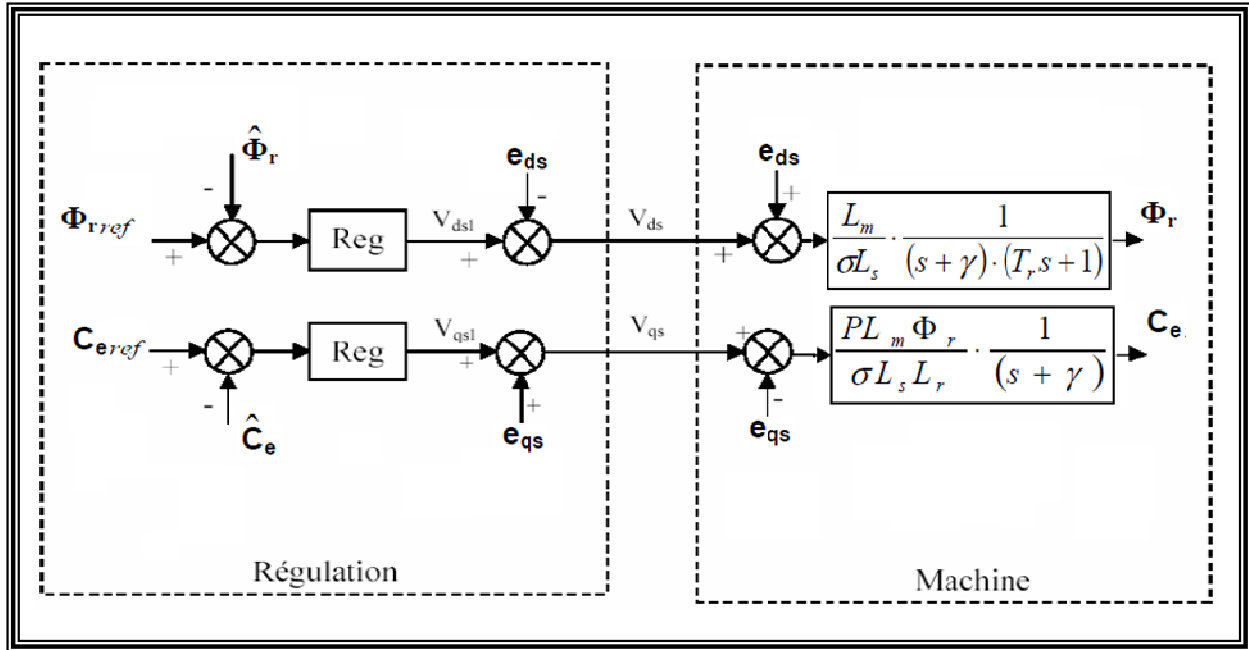


Figure II . 3 Compensation des termes de couplage

A fin de commander le flux et le couple électromécanique, nous allons développer des régulateurs linéaires, vu que le système découplé est linéaire.

### II.4 Commande à Flux Rotorique Orienté

Les régulateurs linéaires que nous allons développer utilisent en entrée les variable du flux  $\Phi_r$  et de couple  $C_e$ . Or en pratique ces variables ne sont pas mesurées et par conséquent il est nécessaire d’avoir une estimation de ces variables à partir des mesures. Nous allons commencer par établir des estimateurs de ces variables et par la suite présenter la commande.

*II.4.1 Les estimateurs utilisés dans la commande directe à flux rotorique orienté**Calcul de  $\Phi_r$  et  $C_e$* 

Les grandeurs d'état ou de sorties utilisées pour l'élaboration de la commande sont souvent difficilement accessibles pour des raisons techniques (c'est le cas du flux) ou pour des problèmes de coût. Par conséquent, il faut avoir des estimateurs de ces variables. Pour notre application ce sont flux  $\Phi_r$  et de couple  $C_e$  qui sont concernés par l'estimation.

Le système d'équations (II.1) permet d'estimer le flux  $\Phi_r$  :

$$\widehat{\Phi}_r = \frac{L_m}{1 + T_r s} \cdot I_{sd} \quad (\text{II. 6})$$

Alors l'estimation du couple électromagnétique  $C_e$  est donnée par :

$$C_e = P \frac{L_m}{L_r} (\widehat{\Phi}_r \cdot I_{sq}) \quad (\text{II. 7})$$

*Calcul de  $\omega_s$  et  $\theta_s$* 

La pulsation statorique s'écrit, d'après (II.1) :

$$\omega_s = P\Omega + \frac{L_m}{T_r} \frac{I_{sq}}{\widehat{\Phi}_r} \quad (\text{II. 8})$$

L'équation n'est pas exploitable telle quelle puisque  $\widehat{\Phi}_r$  est nul au démarrage du moteur. Nous utiliserons, pour l'implantation, l'équation suivante :

$$\omega_s = P\Omega + \frac{L_m}{T_r} \frac{I_{sq}}{\widehat{\Phi}_r + \varepsilon} \quad (\text{II. 9})$$

Nous avons alors :

$$\theta_s = \frac{1}{s} \omega_s \quad (\text{II. 10})$$

Le schéma suivant représente le bloc d'estimation des grandeurs nécessaires à la régulation à partir des mesures des courants statorique et de vitesse de rotation.

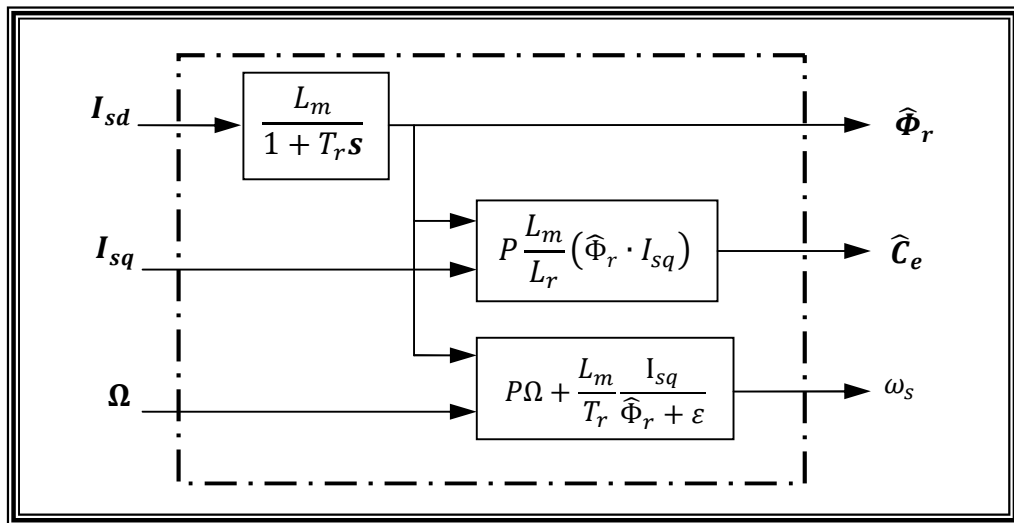


Figure II . 4 Représentation du bloc d'estimation

II.4.2 Schéma de principe de la commande vectorielle directe

A partir du modèle de la MAS, des équations de découplage et des équations d'estimation, nous pouvons élaborer un schéma de principe de la commande vectorielle directe.

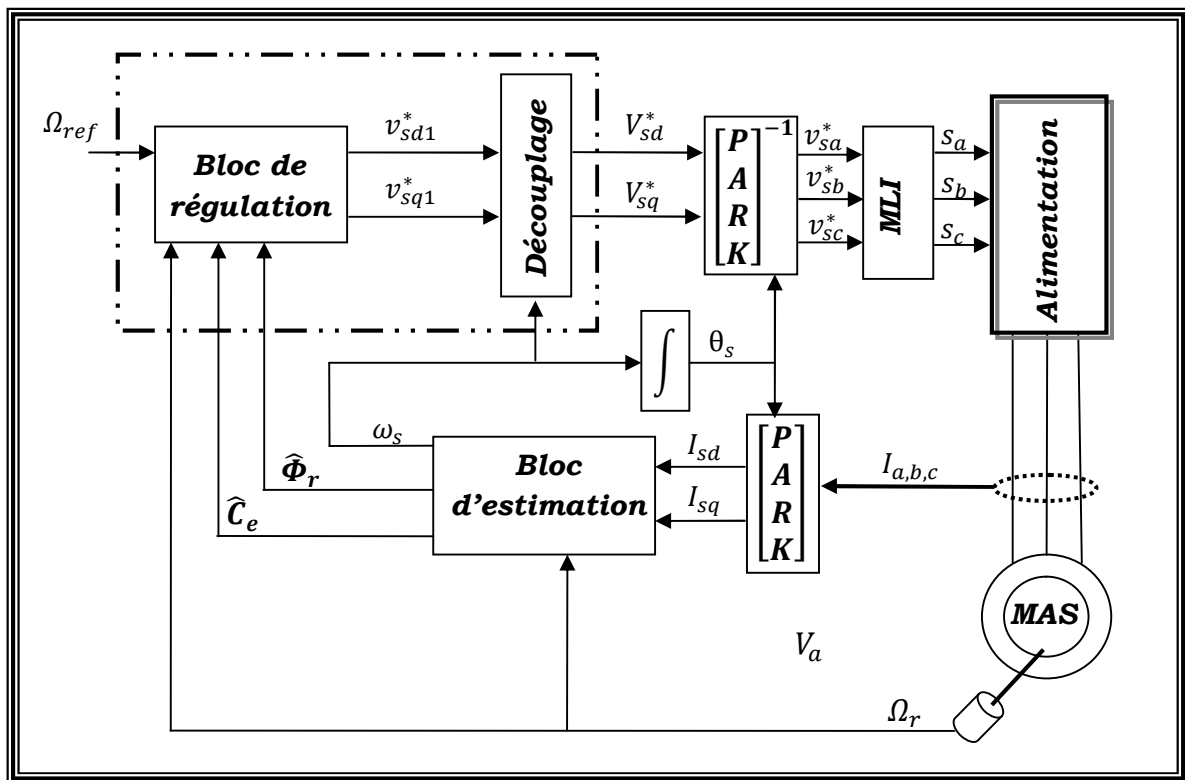


Figure II . 5 Schéma de la commande vectorielle directe de la machine asynchrone

Nous allons présenter la synthèse de chaque régulateur séparément afin d'explicitier la méthodologie de synthèse de chacun d'entre eux.

**Régulateur de flux**

Le découplage proposé Figure (II.3) permet d'écrire :

$$\Phi_r = \frac{K_1}{(s + \gamma) \left(s + \frac{1}{T_r}\right)} v_{sd1} \tag{II. 11}$$

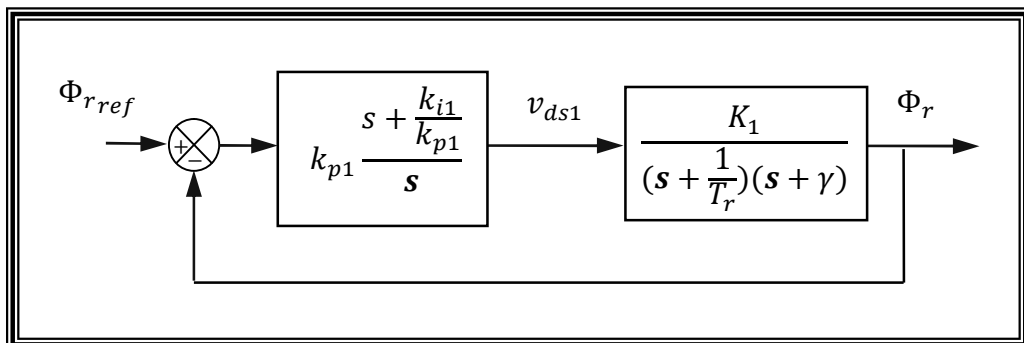
Avec

$$K_1 = \frac{L_m}{\sigma L_s T_r}$$

Nous souhaitons obtenir en boucle fermée une réponse de type 2<sup>eme</sup> ordre. Pour atteindre cet objectif, on prend un régulateur proportionnel-intégral classique de type :

$$PI(s) = k_p + \frac{k_i}{s} \tag{II. 12}$$

Nous pouvons représenter le système en boucle fermé par la Figure (II.6) ci-dessous



**Figure II . 6** Schéma en BF de régulation de flux

Compensons le pôle le plus lent par le numérateur de la fonction de transfert de notre régulateur, ce qui se traduit par la condition :

$$\frac{1}{T_r} = \frac{k_{i1}}{k_{p1}} \tag{II. 13}$$

En boucle ouverte, la fonction de transfert s'écrit maintenant :

$$F_{BO_1}(s) = \frac{k_{p1}K_1}{s(s + \gamma)} \tag{II. 14}$$



L'équation caractéristique du système en boucle fermée que nous cherchons à identifier à la forme canonique du 2<sup>ème</sup> ordre est la suivante :

$$1 + \frac{\gamma}{k_{p1}K_1}s + \frac{1}{k_{p1}K_1}s^2 \quad (II.15)$$

Nous avons donc à résoudre le système suivant :

$$\begin{cases} \frac{\gamma}{k_{p1}K_1} = \frac{2\xi_1}{\omega_{n1}} \\ \frac{1}{k_{p1}K_1} = \frac{1}{\omega_{n1}^2} \end{cases} \quad (II.16)$$

Finalement ;

$$\begin{cases} k_{p1} = \frac{\gamma^2}{K_1(2\xi_1)^2} \\ k_{i1} = \frac{k_{p1}}{T_r} \end{cases} \quad (II.17)$$

### Régulateur de couple

Les équations de découplage proposées Figure (II.2) permettent d'exprimer  $C_e$  par :

$$C_e = \frac{K_2}{(s + \gamma)} v_{sq1} \quad (II.18)$$

Avec

$$K_2 = \frac{PL_m\phi_{rref}}{\sigma L_s L_r}$$

L'utilisation d'un régulateur proportionnel-intégral donne le schéma en boucle fermé suivant

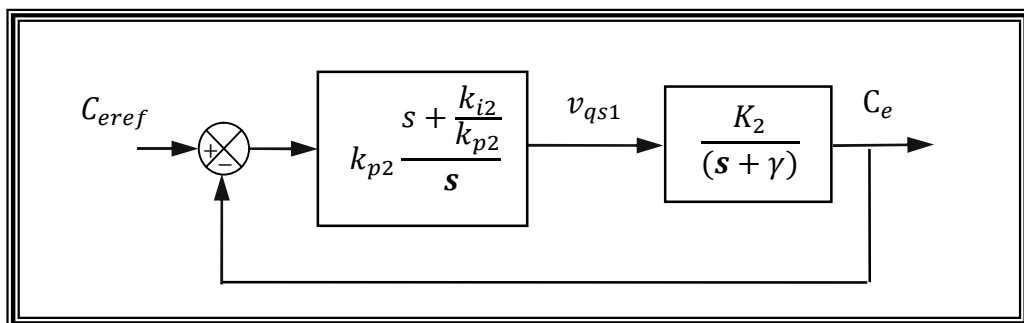


Figure II . 7 Schéma en BF de régulation de couple

Compensons le seul pôle, ce qui se traduit par la condition :

$$\gamma = \frac{k_{i2}}{k_{p2}} \tag{II. 19}$$

La fonction de transfert en boucle ouverte s'écrit maintenant:

$$F_{BO_2}(s) = \frac{k_{p2}K_2}{s} \tag{II. 20}$$

En boucle fermée, nous obtenons une réponse de type 1<sup>er</sup> ordre de constante de temps  $\frac{1}{k_{p2}K_2}$

Pour un temps de réponse imposé  $t_{rep2(5\%)} \approx 3\tau$ , nous obtenons les gains suivants :

$$\begin{cases} k_{p2} = \frac{3}{K_2 t_{rep2(5\%)}} \\ k_{i2} = \gamma k_{p1} \end{cases} \tag{II. 21}$$

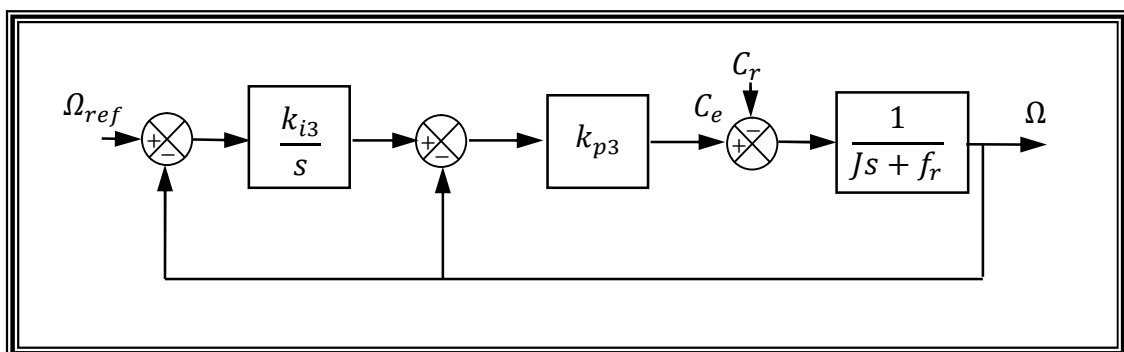
**Régulateur de vitesse**

Pour la chaine de régulation de vitesse il a été proposé la commande **IP** ayant comme avantage la boucle fermée ne contient pas de zéros ce qu'il nous permet d'obtenir une réponse apériodique.[5].

D'après l'équation mécanique de la machine l'équation (I.29), Nous avons :

$$\Omega = \frac{1}{Js + f_r} (C_e - C_r) \tag{II. 22}$$

Le schéma fonctionnel est comme suit ;



**Figure II . 8** Schéma en BF de régulation de vitesse par IP classique

Dans le cas de l'utilisation de régulateur *IP* classique,  $\Omega$  s'écrit alors:

$$\Omega = \frac{1}{J_s + f_r} \left[ k_{p3} \left( \frac{k_{i3}}{s} (\Omega_{ref} - \Omega) - \Omega \right) - C_r \right] \quad (\text{II. 23})$$

On boucle fermée on obtient ;

$$\Omega = \frac{1}{\frac{J}{k_{p3}k_{i3}}s^2 + \frac{k_{p3} + f_r}{k_{p3}k_{i3}}s + 1} \Omega_{ref} - \frac{s/k_{p3}k_{i3}}{\frac{J}{k_{p3}k_{i3}}s^2 + \frac{k_{p3} + f_r}{k_{p3}k_{i3}}s + 1} C_r \quad (\text{II. 24})$$

Cette fonction de transfert possède une dynamique de 2<sup>ème</sup> ordre.

En identifiant le dénominateur à la forme de réponse apériodique  $\tau_2^2 s^2 + 2\tau_2 s + 1$ , nous avons à résoudre le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} \tau_2^2 = \frac{J}{k_{p3}k_{i3}} \\ 2\tau_2 = \frac{k_{p3} + f_r}{k_{p3}k_{i3}} \end{cases} \quad (\text{II. 25})$$

Pour un temps de réponse imposé  $t_{rep3(5\%)} \approx 3\tau_2$ , nous obtenons les gains suivants :

$$\begin{cases} k_{p3} = \frac{6J}{t_{rep3(5\%)}} - f_r \\ k_{i3} = 3 \frac{k_{p3} + f_r}{2k_{p3} t_{rep3(5\%)}} \end{cases} \quad (\text{II. 26})$$

## II.5 Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons explicité la commande de la machine asynchrone par le contrôle vectoriel direct à flux rotorique orienté. La commande découplante nous a permis d'utiliser des régulateurs classiques linéaires et d'avoir un effet découplé sur la régulation du flux rotorique et du couple électromécanique. Les régulateurs classiques utilisés sont un régulateur classique PI dans les boucles de régulation de couple et de flux rotorique et un IP pour la boucle de vitesse.