

## TP 3

### Commande vectorielle de la machine asynchrone

#### Introduction

Dans les secteurs utilisant la motorisation électrique, le moteur à induction occupe une place importante. En effet, il présente plusieurs avantages par rapport au moteur à courant continu (*MCC*), entre autres une maintenance minimale, une bonne robustesse, un prix d'achat relativement intéressant, etc.

Cependant, la *MCC* présente une commande simple en offrant des bonnes réponses dynamiques. Ce résultat dû au fait que les circuits induit et inducteur sont physiquement séparés et les f.m.m des deux armatures constamment orthogonales [SEG 81], [BAR 87], [ROU 03]. Le courant d'induit peut être contrôlé indépendamment du courant d'inducteur. Cela offre un découplage du couple et du flux, ce qui n'est pas le cas de la machine à induction.

Pour remédier à ce problème *Blaschke* proposa au début des années 70 la solution rendant possible ce découplage par la commande vectorielle à flux orienté (*CV-OF*) [ROU 03]. Celle-ci est une loi de commande conduisant à une caractéristique du couple similaire à celle d'une *MCC* à excitation séparée. Avec cette technique de commande de flux, on améliore les performances du moteur asynchrone. En effet, on obtient un couple plus grand que le couple nominal même lorsque le moteur est à l'arrêt et le temps pour passer du couple nul au couple maximal, correspond au temps de réponse au niveau du courant [KEN 95].

En général, deux types de commandes sont utilisés : commande directe (*CVD*) et commande indirecte (*CVI*).

Le présent chapitre consiste à présenter ces deux types de commande vectorielle de la machine asynchrone alimentée en tension. La deuxième partie est consacrée à l'étude de la commande de l'onduleur de tension utilisant la technique *MLI*.

## I. Commande de la machine asynchrone

### I.1. Commande vectorielle à flux rotorique oriente (CV-OFR)

La méthode du flux orienté consiste à choisir un système d'axes  $(d, q)$ , repère tournant biphasé orienté sur  $\psi_r$  (flux rotorique),  $\psi_s$  (flux statorique) ou  $\psi_m$  (flux d'entrefer) et un type de commande qui permettent de découpler le couple et le flux.

Dans les trois types d'orientation, le couple est proportionnel au produit du flux par la composante du courant  $I_{sq}$ , mais seul le choix du flux rotorique permet un découplage caractérisé par une indépendance du flux et de la composante du courant en quadrature avec ce flux. De plus, ce choix permet d'avoir de meilleurs résultats que les méthodes basées sur l'orientation du flux statorique ou d'entrefer.

En parlant d'orientation du flux, c'est plutôt le système d'axe  $(d, q)$  que l'on oriente de manière à ce que l'axe  $d$  soit en phase avec le flux.

Dans ce travail, nous nous intéressons à la commande à flux rotorique orienté.

Posant  $\omega_a = \omega_s$  dans les expressions (I.8) du chapitre I, on obtient un système d'équations dans un référentiel lié au champ tournant. La CV-OFR exige l'imposition de  $\psi_{rq} = 0$ . Ainsi, les expressions de la machine deviennent :

$$\left\{ \begin{array}{l} \psi_r = \psi_{rd} \\ u_{sd} = R_s I_{sd} + \sigma L_s \frac{dI_{sd}}{dt} + \frac{L_m}{L_r} \cdot \frac{d\psi_r}{dt} - \omega_s \sigma L_s I_{sq} \\ u_{sq} = R_s I_{sq} + \sigma L_s \frac{dI_{sq}}{dt} + \omega_s \frac{L_m}{L_r} \psi_r + \omega_s \sigma L_s I_{sd} \\ \tau_r \frac{d\psi_r}{dt} + \psi_r = L_m I_{sd} \\ \omega_r = \frac{L_m}{\tau_r \psi_r} I_{sq} \\ C_e = \frac{3pL_m}{2L_r} \psi_r I_{sq} \end{array} \right. \quad (II.1)$$



Les réglages selon l'axe d servent à imposer le flux rotorique, alors que ceux selon l'axe q permettent de contrôler le couple électromagnétique.

Cette régulation comporte deux boucles internes rapides pour réguler les deux courants  $I_{sd}$  et  $I_{sq}$  une boucle externe lente pour réguler le flux et une boucle externe plus lente pour la régulation de vitesse.

La sortie du régulateur de vitesse est le courant de référence  $I_{sq}^*$  (ou le couple électromagnétique de référence  $C_e^*$ ). Il est limité de manière à tenir compte les caractéristiques des interrupteurs de l'onduleur et de la surcharge de la machine. La composante  $I_{sd}^*$  est obtenue grâce au régulateur de flux. Le courant  $I_{sq}^*$  est comparé à la valeur  $I_{sq}$  issue de la mesure des courants réels. L'erreur entre ces deux valeurs sollicite l'entrée du régulateur dont la sortie est la tension de référence  $u_{sq}^*$ . En parallèle, la sortie du régulateur de  $I_{sd}$  donne la tension de référence  $u_{sd}^*$ . Notons que  $u_{sd}^*$  et  $u_{sq}^*$  sont obtenues après l'ajout des termes de compensation.

Les deux tensions de référence  $u_{sd}^*$  et  $u_{sq}^*$  sont alors transformées en grandeurs statoriques  $u_{s\alpha}^*$  et  $u_{s\beta}^*$  à l'aide d'une rotation d'angle  $(-\theta_s)$ , puis en grandeurs triphasées à l'aide d'une transformation de Clarke  $P^{-1}(0)$ .

L'onduleur à MLI génère des créneaux de tensions à la machine dont les valeurs moyennes sur une période de MLI correspondent aux valeurs  $u_{as}^*, u_{bs}^*, u_{cs}^*$ . Les courants  $I_{as}$  et  $I_{cs}$  sont mesurés puis transformés dans le référentiel tournant et donnent  $I_{sd}$  et  $I_{sq}$  qu'on utilise pour la régulation des courants.

Le flux de référence  $\psi_r^*$  est déduit de la vitesse de rotation à partir du bloc de défluxage. Le "défluxage" permet à la machine d'atteindre des vitesses supérieures à la vitesse nominale. Dans ce fonctionnement, le couple maximal que l'on peut imposer devient faible. Le procédé de défluxage est utilisé en particulier en traction électrique où l'on a besoin d'un fort couple pendant la phase de démarrage et d'un couple plus faible (qui ne sert qu'à compenser les frottements) pendant la marche normale [BAG 99].

Alors, le "défluxage" permet l'exploitation optimale des capacités magnétiques de la machine en sous-vitesse ( $\Omega < \Omega_{\text{nom}}$ ) et en sur-vitesse ( $\Omega > \Omega_{\text{nom}}$ ).

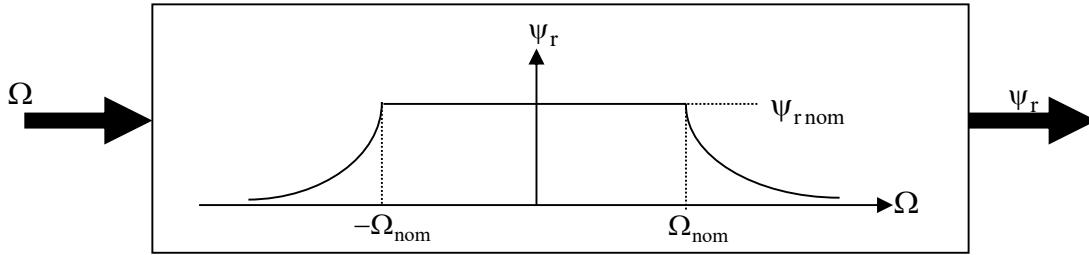


Figure II.2. Bloc de défluxage

Il est défini par la relation non linéaire suivante:

$$\begin{cases} \psi_r^* = \psi_{r \text{ nom}} & \text{si } \Omega < \Omega_{\text{nom}} \\ \psi_r^* = \frac{\psi_{r \text{ nom}}}{\Omega} \cdot \Omega_{\text{nom}} & \text{si } \Omega > \Omega_{\text{nom}} \end{cases} \quad (\text{II.3})$$

Dans cette commande directe, le module du flux  $\psi_r$  et l'angle  $\theta_s$  ( $\theta_s$  utilisé dans les transformations directe et inverse) sont calculés directement à l'aide des composantes mesurées ou estimées  $\psi_{r\alpha}$  et  $\psi_{r\beta}$  par les relations (II.4):

$$\begin{cases} \psi_r = \sqrt{\psi_{r\alpha}^2 + \psi_{r\beta}^2} \\ \theta_s = \arctg\left(\frac{\psi_{r\beta}}{\psi_{r\alpha}}\right) \end{cases} \quad (\text{II.4})$$

### a.1. Découplage

L'alimentation en tension est obtenue en imposant les tensions de référence à l'entrée de la commande de l'onduleur. Ces tensions permettent de définir les rapports cycliques sur les bras de l'onduleur de manière à ce que les tensions délivrées par cet onduleur aux bornes du stator de la machine soient les plus proches possible des tensions de références. Mais il faut définir des termes de compensation, car dans les deux premières expressions du système (II.2), il y a des termes de couplage entre les deux axes d et q [BAG 99], [ABE 00].

A partir de ce système (II.2), on peut tirer les expressions des tensions statoriques suivante:

$$\begin{cases} u_{sd} = (R_s + s\sigma L_s)I_{sd} + s \frac{L_m}{L_r} \psi_r - \omega_s \sigma L_s I_{sq} \\ u_{sq} = (R_s + s\sigma L_s)I_{sq} + \omega_s \frac{L_m}{L_r} \psi_r + \omega_s \sigma L_s I_{sd} \end{cases} \quad (\text{II.5})$$

Le schéma bloc de la figure (II.3) représente la machine avec le couplage entre les axes d et q. Il est déduit des expressions (II.5).

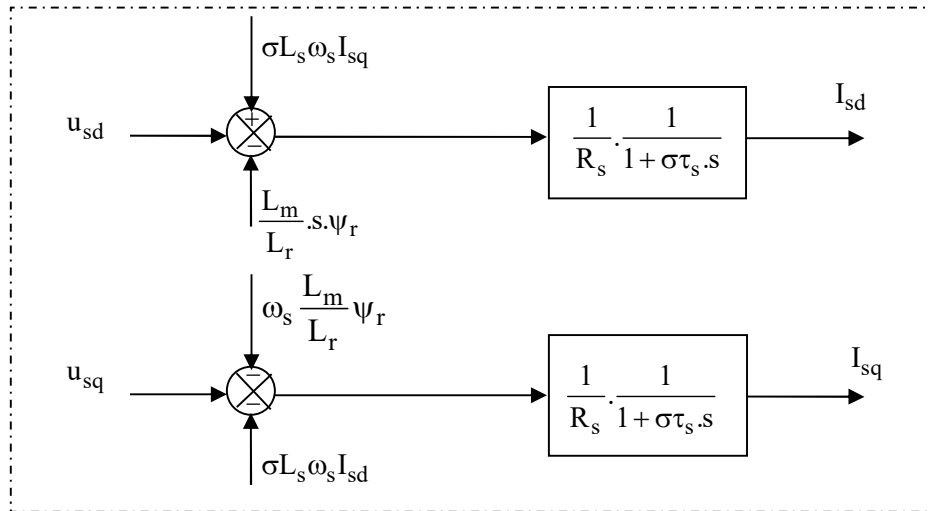


Figure II.3. Modèle de la machine

La compensation a pour effet de découpler les axes d et q. Ce découplage permet d'écrire les équations de la machine et de la partie régulation d'une manière simple et, ainsi, de calculer aisément les coefficients des régulateurs.

A partir des expressions (II.5), il est possible de définir les termes de découplage qui sont considérés, dans la suite, comme des perturbations vis-à-vis de la régulation. Pour ne pas compliquer cette étude, nous considérons le cas de décomposition des tensions.

Dans la première expression, on sépare la tension selon l'axe d en deux parties :

$$u_{sd} = U_{sd}^* + e_d \quad (II.6)$$

avec: 
$$e_d = \frac{L_m}{L_r} \cdot s \cdot \psi_r - \omega_s \sigma L_s I_{sq}$$

On obtient donc la fonction de transfert suivante:

$$\frac{I_{sd}}{U_{sd}^*} = \frac{1}{R_s} \cdot \frac{1}{1 + \sigma \tau_s \cdot s} \quad (II.7)$$

La perturbation  $e_d$  est compensée par un terme identique de manière à ce que la fonction de transfert équivalente soit toujours celle indiquée dans (II.7). On peut considérer de manière analogue la deuxième expression et définir :

$$u_{sq} = U_{sq}^* + e_q \quad (II.8)$$

avec : 
$$e_q = \omega_s \frac{L_m}{L_r} \psi_r + \omega_s \sigma L_s I_{sd}$$

De la même façon, le terme  $e_q$  est ajouté de manière à obtenir la fonction de transfert suivante :

$$\frac{I_{sq}}{U_{sq}^*} = \frac{1}{R_s} \cdot \frac{1}{1 + \sigma \tau_s \cdot s} \tag{II.9}$$

Enfin, le schéma bloc suivant représente la régulation découplée souhaitée:

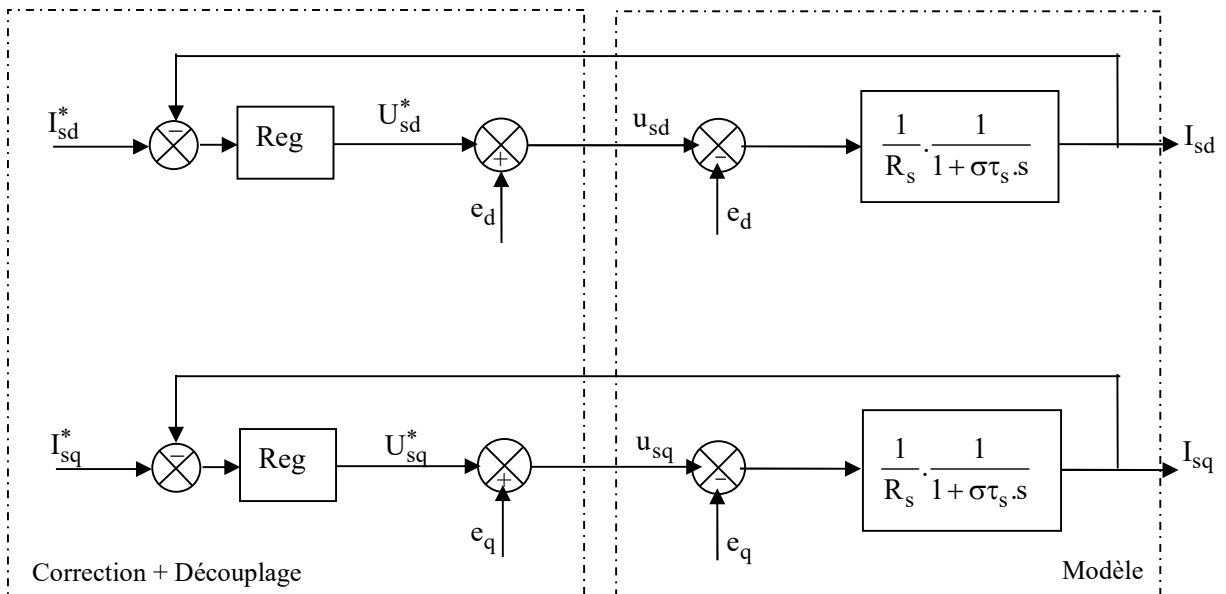


Figure II.4. Découplage par addition des termes de compensation

## a.2. Régulation

Les structures des régulations sont choisies pour répondre à plusieurs nécessités. Il convient d'abord de régler la machine de façon à imposer à la charge: la vitesse ou la position et le couple. Il est également nécessaire d'assurer certaines fonctions supplémentaires, les plus importantes concernent les sécurités [ABE 00].

Pour calculer les paramètres des régulateurs, on adopte des modèles linéaires continus et les méthodes classiques de l'automatique sont utilisables. Ces méthodes ont l'avantage d'être simples et faciles à mettre en œuvre.

Dans notre étude, pour les boucles des courants et de flux, nous avons adopté classiquement un régulateur Proportionnel-Integral (*PI*). Il comporte une action proportionnelle qui sert à régler la rapidité avec laquelle la régulation doit avoir lieu et une action intégrale qui sert à éliminer l'erreur statique entre la grandeur régulée et la grandeur de consigne [GRE 00].

### a.2.1. Régulation des courants

Les retards dus à l'onduleur *MLI* ainsi que de la boucle de régulation sont réduits à un retard pur ayant l'expression:  $e^{-s.T_D}$  qui est approximé par  $\frac{1}{1+s.T_D}$  [BAG 99].

avec :  $T_D = T_{MLI} + T_{Reg.I_{dq}}$

Le schéma bloc pour la régulation de  $I_{sd}$  est donné comme suit :

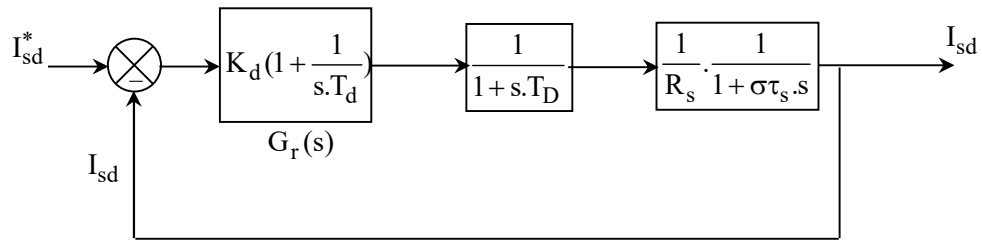


Figure II.5. Boucle de régulation du courant  $I_{sd}$

La fonction de transfert en boucle ouverte  $F_{do}(s)$  est :

$$F_{do}(s) = K_d \left(1 + \frac{1}{s.T_d}\right) \cdot \frac{1}{1+s.T_D} \cdot \frac{1}{R_s} \cdot \frac{1}{1+\sigma\tau_s.s} \quad (\text{II.10})$$

Nous avons choisi d'utiliser  $T_d$  afin d'éliminer le pôle le plus lent, donc :

$$\begin{cases} T_d = \sigma\tau_s \\ F_{do}(s) = \frac{K_d}{R_s} \cdot \frac{1}{s.\sigma\tau_s(1+T_D.s)} \end{cases} \quad (\text{II.11})$$

La fonction de transfert en boucle fermée  $F_{df}(s)$  est alors :

$$F_{df}(s) = \frac{F_{do}(s)}{1+F_{do}(s)} = \frac{K_d}{R_s \sigma\tau_s T_D} \cdot \frac{1}{s^2 + 2\frac{1}{2T_D}.s + \frac{K_d}{R_s \sigma\tau_s T_D}} \quad (\text{II.12})$$

Elle est sous la forme standard :  $\frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n.s + \omega_n^2}$

avec :

$$\begin{cases} \xi = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R_s \sigma\tau_s}{K_d T_D}} \\ \omega_n = \sqrt{\frac{K_d}{R_s \sigma\tau_s T_D}} \end{cases} \quad (\text{II.13})$$



Un amortissement  $\xi = 0.7$  détermine un temps de réponse optimal et permet d'obtenir une bonne stabilité du système.

On a donc pour  $\xi = 0.7$ :

$$\begin{cases} K_d = \frac{R_s \sigma \tau_s}{2.T_D} = \frac{\sigma L_s}{2.T_D} \\ T_d = \sigma \tau_s = \frac{\sigma L_s}{R_s} \end{cases} \quad (\text{II.14})$$

L'écriture du régulateur (*PI*) sous la forme:  $G_r(s) = K_{pd} + \frac{K_{id}}{s}$  donne:

$$\begin{cases} K_{pd} = K_d = \frac{\sigma L_s}{2.T_D} \\ K_{id} = \frac{K_d}{T_d} = \frac{R_s}{2.T_D} \end{cases} \quad (\text{II.15})$$

On retrouve la même boucle de régulation pour le courant  $I_{sq}$ . On a donc:

$$\begin{cases} K_{pq} = K_d = \frac{\sigma L_s}{2.T_D} \\ K_{iq} = \frac{K_d}{T_d} = \frac{R_s}{2.T_D} \end{cases} \quad (\text{II.16})$$

Les boucles des courants jouent un rôle primordial puisque, tout en assurant le contrôle vectoriel, elles garantissent les protections nécessaires à l'ensemble convertisseur- machine. Ainsi, l'introduction de limitations sur les références des courants  $I_{sd}^*$  et  $I_{sq}^*$  assure la maîtrise des courants même s'il apparaît un problème sur les boucles de régulation externe [BAG 99].

### a.2.2. Régulation de flux

Le schéma bloc de la régulation du flux rotorique est donné par la figure (II.6).

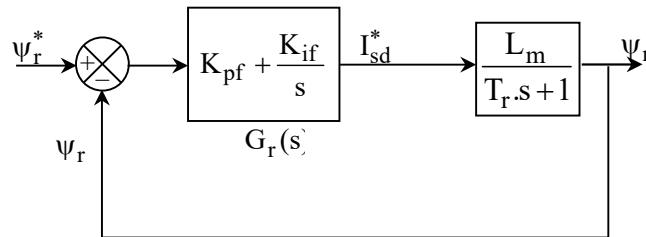


Figure II.6. Boucle de régulation du flux rotorique

La fonction de transfert du système en boucle ouverte est donnée par :

$$F_{fo}(s) = K_{pf} \cdot \frac{s + z_f}{s} \cdot \frac{\frac{L_m}{T_r}}{s + \frac{1}{T_r}} \quad (\text{II.17})$$

avec :  $z_f = \frac{K_{if}}{K_{pf}}$

On choisit le zéro du correcteur de façon à compenser le pôle du processus avant régulation,

ce qui revient à poser :  $z_f = \frac{1}{T_r}$

D'où  $F_{fo}$  devient :

$$F_{fo}(s) = \frac{K_{if} \cdot \frac{L_m}{T_r}}{s} \quad (\text{II.18})$$

La fonction de transfert en boucle fermée sera donnée comme suit :

$$F_{ff}(s) = \frac{1}{1 + \tau_f \cdot s} \quad (\text{II.19})$$

et :  $\tau_f = \frac{T_r}{L_m \cdot K_{pf}}$

$\tau_f$  est la constante de temps après régulation du flux. La dynamique du processus est choisie en fonction de ce paramètre de manière à permettre une installation du flux dans le système le plus rapidement possible (avant la boucle de la vitesse).

Une fois  $\tau_f$  est fixé, le gain de l'action proportionnelle et le gain de l'action intégrale du correcteur du flux seront donnés par (II.20).

$$\begin{cases} K_{pf} = \frac{T_r}{\tau_f} \cdot \frac{1}{L_m} \\ K_{if} = \frac{1}{\tau_f} \cdot \frac{1}{L_m} \end{cases} \quad (\text{II.20})$$

### a.2.3. Régulation de vitesse

Il est clair que le réglage du couple se fera par l'action sur le courant  $I_{sq}$  plutôt que par une action sur le flux. Par conséquent, la sortie du régulateur de la boucle externe (vitesse) constitue la référence (l'entrée) de la boucle interne (courant  $I_{sq}$ ).

Pour cette régulation, nous avons adopté un régulateur *IP* (figure II.7).

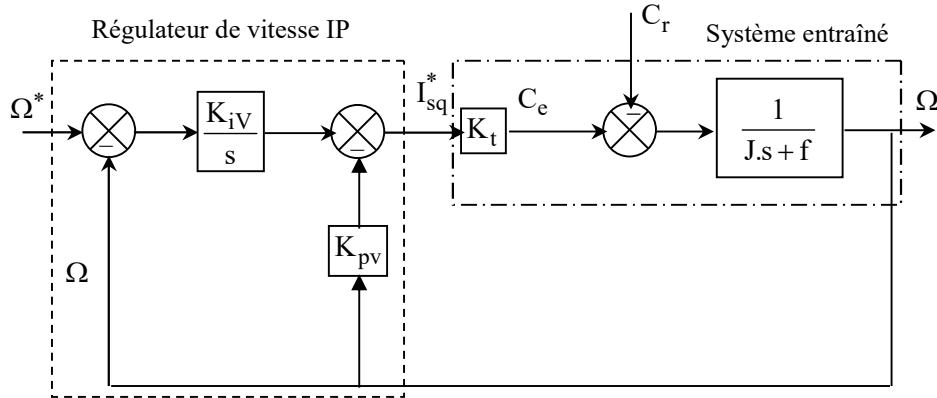


Figure II.7. Boucle de régulation de la vitesse, structure *IP*

avec :

$$C_e = K_t \cdot I_{sq}^*$$

$$K_t = \frac{3 \cdot p \cdot L_m^2}{2 \cdot L_r} \cdot I_{sd}^*$$

En considérant le couple de charge comme une perturbation, on obtient la fonction de transfert par rapport à la consigne :

$$\frac{\Omega(s)}{\Omega^*(s)} = \frac{K_t \cdot K_{iv}}{J \cdot s^2 + (f + K_{pv} \cdot K_t) \cdot s + K_{iv} \cdot K_t} \quad (\text{II.21})$$

La comparaison de (II.21) avec la fonction de transfert standard :  $\frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2}$  donne :

$$\begin{cases} \xi = \frac{f + K_{pv} K_t}{2(J K_t K_{iv})^{1/2}} \\ \omega_n = \left(\frac{K_{iv} K_t}{J}\right)^{1/2} \end{cases} \quad (\text{II.22})$$

Si on choisit  $\xi = 1$ , la réponse indicielle de (II.21) est comme suit:

$$\Omega(t) = 1 - e^{-\omega_n \cdot t} (1 + \omega_n \cdot t) \quad (\text{II.23})$$

Le temps de réponse est le temps nécessaire pour que la réponse indicielle croisse de 0 jusqu'à 90% de sa valeur finale. On note le temps de réponse par  $t_{rep}$  et on obtient:

$$0.9 = 1 - e^{-\omega_n \cdot t_{rep}} (1 + \omega_n \cdot t_{rep}) \quad (II.24)$$

On choisit un  $t_{rep}$  souhaité, la résolution de (II.24) donne  $\omega_n$  et, d'après (II.22), les paramètres du régulateur  $IP$  sont:

$$\begin{cases} K_{iv} = \frac{J \cdot \omega_n^2}{K_t} \\ K_{pv} = \frac{(2 \cdot J \cdot \omega_n - f)}{K_t} \end{cases} \quad (II.25)$$

### b. Commande vectorielle indirecte (CVI)

La figure (II.8) représente le schéma bloc de la *CVI* de la machine asynchrone, avec la régulation de vitesse et la régulation des deux courants  $I_{sd}$  et  $I_{sq}$  dans le repère (d,q). Le régulateur de vitesse prend en entrée la vitesse de référence et la vitesse mesurée. Il agit sur le courant  $I_{sq}^*$  pour régler la vitesse. La régulation des courants donne les tensions de références  $u_{sd}^*$  et  $u_{sq}^*$ . Le filtre passe bas  $\frac{1}{T_0 \cdot s + 1}$  permet de rendre les blocs physiquement réalisables (le degré de numérateur d'une fonction de transfert doit être inférieur ou égal à celui du dénominateur). Il reste une partie importante qui différencie cette *CVI* de la *CVD*. Il s'agit du calcul de l'angle de transformation  $\theta_s$ .

Dans ce cas, le calcul de  $\theta_s$  peut se faire en sommant la "pulsation de glissement" avec la vitesse électrique, ce qui donne la "pulsation statorique" puis en intégrant cette dernière, on obtient  $\theta_s$  :

$$\theta_s = \int \omega_s dt = \int \left( p\Omega + \frac{I_{sq}^*}{\tau_r \cdot I_{sd}^*} \right) dt \quad (II.26)$$

La commande indirecte est obtenue en suivant les mêmes étapes (découplage, régulation) de la commande directe. Le flux n'est pas réglé. Il est déduit de la vitesse à partir du bloc de défluxage.

