

## Annexe 1

### Paramètres du moteur utilisés

$$R_r = 6.3 \Omega$$

$$R_s = 7.828 \Omega$$

$$J = 0.006093 \text{ kg m}^2$$

$$R = 0.03575 \text{ m (rayon)}$$

$$L = 0.065 \text{ m (longueur)}$$

$$e = 0.00025 \text{ m}$$

$$N_s = 160 \text{ spires par phase}$$

$$N_r = 16$$

$$L_{sf} = 0.018 \text{ H}$$

$$R_b = 150 \cdot 10^{-6} \Omega$$

$$R_e = 72 \cdot 10^{-6} \Omega$$

$$L_b = 10^{-7} \text{ H}$$

$$L_e = 10^{-7} \text{ H}$$

$$P = 1$$

$$P = 1.1 \text{ kW}$$

Les coefficients des différents régulateurs

Régulateurs (PI) des courants

$$T_e = 200 \mu\text{s}$$

$$K_p = K_q = k_d = 34$$

$$K_i = 0.2869$$

## Annexe 2

II Calcul des régulateurs [GAB 01], [EDO 00] :

## II.1 Régulateur PI de flux

Le découplage proposé (4-9), permet d'écrire :

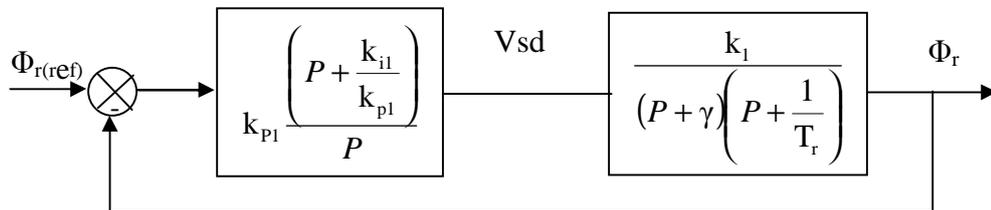
$$\Phi_r = \frac{k_1}{(P + \gamma) \left( P + \frac{1}{T_r} \right)} V_{sd}$$

avec : 
$$k_1 = \frac{M_s}{\sigma \cdot L_{sc} \cdot T_r}$$

Nous souhaitons obtenir en boucle fermée une réponse de type 2<sup>nd</sup> ordre. Soit un régulateur proportionnel intégral classique de type.

$$G(P) = k_{pi} + \frac{k_{il}}{P}$$

La figure (1) présente un schéma bloc simplifié du système de control avec un régulateur PI.



**Figure 1** : Schéma en bloc simplifié de régulateur de flux

Compensons le pole le plus lent par le numérateur de la fonction de transfert du régulateur, soit :

$$\left( P + \frac{1}{T_r} \right)$$

Par  $\left( P + \frac{k_{il}}{k_{pi}} \right)$ , ce qui se traduit par la condition :

$$\frac{k_{i1}}{k_{p1}} = \frac{1}{T_r} \quad (1)$$

en boucle ouverte, après compensation, la fonction de transfert s'écrira alors :

$$FT_{bo} = \frac{k_{p1}k_1}{P(P + \gamma)}$$

L'équation caractéristique du système en boucle fermée est la suivante :

$$\frac{\Phi_r}{\Phi_{ref}} = \frac{1}{1 + \frac{\gamma}{k_{p1}k_{i1}}P + \frac{1}{k_{p1}k_1}P^2}$$

En comparant cette fonction de transfert avec l'équation caractéristique de second, on trouve que :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{1}{k_1 k_{p1}} = \frac{1}{\omega_n^2} \\ \frac{\gamma}{k_{p1} k_1} = \frac{2\xi_1}{\omega_n} \end{array} \right.$$

Le gain  $k_{p1}$ , est donné par :

$$k_{p1} = \frac{\gamma}{k_1 4\xi_1^2} \quad (2)$$

L'équation (1) permet de déduire  $k_{i1}$

$$k_{i1} = \frac{1}{T_r} k_{p1} \quad (3)$$

$$k_{p1}=691; k_{i1}=3036;$$

## II.2 Régulateur PI de couple

De même, les équations de découplage (4-9) permettent d'exprimer  $C_e$  :

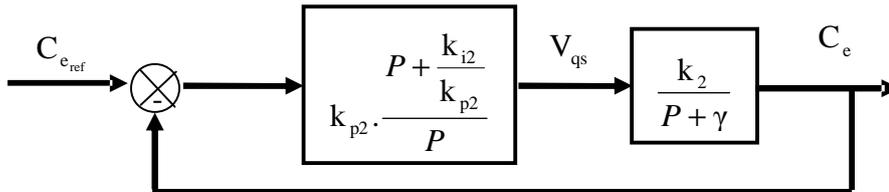
$$C_e = \frac{k_2}{P + \gamma} \cdot V_{qs}$$

avec :

$$k_2 = \frac{P \cdot M_s \cdot \Phi_{ref}}{\sigma L_{sc} L_{rc}}$$

Les paramètres du régulateur sont donc dépendants de la consigne de flux  $\Phi_{ref}$ .

Le schéma –bloc du régulateur de couple est donnée par la Figure 2 :



**Figure 2** : Schémas bloc simplifié de régulateur de couple

Compensons le pôle  $(P + \gamma)$  par :

$$P + \frac{k_{i2}}{k_{p2}}$$

Ce qui se traduit par la condition :

$$\frac{k_{i2}}{k_{p2}} = \gamma \quad (4)$$

La fonction de transfert du système en boucle fermée s'écrit maintenant :

$$\frac{C_e}{C_{eref}} = \frac{1}{1 + \frac{1}{k_{p1} \cdot k_2} P}$$

: En comparant cette fonction de transfere avec l'équation caractéristique du 1<sup>ere</sup> ordre,

on trouve que :

$$\tau = \frac{1}{k_{p2} k_2} .$$

Pour un temps de réponse imposé  $t_{rep2(5\%)}$  nous obtenons la condition suivante :

$$t_{rep2(5\%)} = 3 \cdot \frac{1}{k_{p2} k_2}$$

Soit :

$$k_{p2} = \frac{3}{k_2 t_{rep2(5\%)}}$$

Et, d'après l'équation (4) :

$$k_{i2} = \gamma k_{p2} \quad k_{i1}=0.35; k_{p1}= 60.6;$$

### II.3 Régulateur PI de vitesse

La dynamique de la machine, pour le contrôle de la vitesse, est donnée par l'équation mécanique, La chaîne de régulateur de vitesse peut être représentée par le schéma fonctionnel suivant Figure3 :

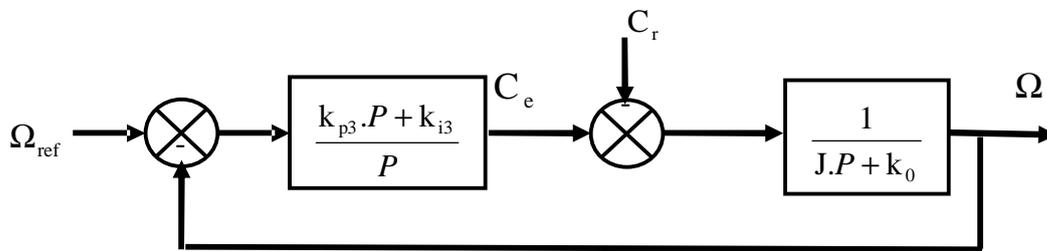


Figure 3 : Schémas bloc simplifié de régulateur de vitesse

Nous avons :

$$\Omega = \frac{1}{JP + k_0} (C_{em} - C_r)$$

$$\Omega = \frac{1}{JP + k_0} \left( \frac{k_{p3}P + k_{i3}}{P} \right) (\Omega_{ref} - \Omega) - \frac{1}{JP + k_0} C_r$$

$$\frac{\Omega}{\Omega_{ref}} = \frac{1 + \frac{k_{p3}}{k_{i3}}P}{\frac{J}{k_{i3}}P^2 + \frac{k_{p3} + k_0}{k_{i3}}P + 1}$$

En comparant cette fonction de transfert avec l'équation caractéristique du second ordre, on trouve que :

$$\frac{J}{k_{i3}} = \frac{1}{\omega_0^2}$$

$$\frac{2 \cdot \zeta_3}{\omega_0} = \frac{k_{p3} + k_0}{k_{i3}}$$

Les paramètres du régulateur PI sont alors les suivants :

$$k_{i3} = J \cdot \left( \frac{\omega_0 \cdot t_{rep3}}{t_{rep3}} \right)^2 \tag{5}$$

$$k_{p3} = J \cdot \frac{2 \cdot (\omega_0 \cdot t_{rep}) \cdot \zeta_3}{t_{rep}} - k_0$$

$$k_{p3}=10; k_{i3}=2;$$

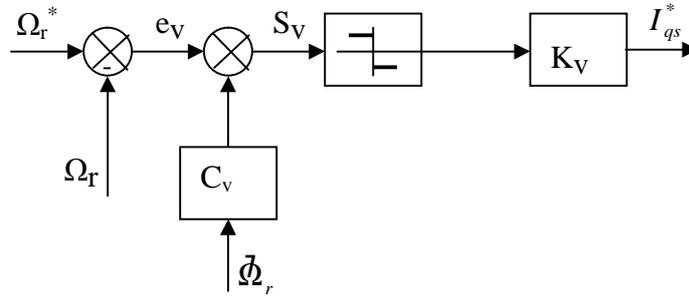
### Annexe3

#### III.1 Détermination des paramètres pour la loi de CSV

Les paramètres de la commande sont à définir à partir d'une seule condition nécessaire et suffisante d'existence du régime glissant :

##### III.1.1 Boucle de vitesse

On utilise une régulation à structure variable de vitesse qui génère le courant de référence  $i_{qs}^*$ . Le contrôle direct du couple électromagnétique du moteur se fait par l'imposition des courants statoriques.



**Figure1** : Schéma bloc pour la régulation de vitesse

La synthèse de la loi de commande à structure variable pour la régulation de vitesse de la machine asynchrone est effectuée à partir de l'équation mécanique :

$$\dot{\Omega}_r = -\frac{k_0}{J} \Omega_r + \frac{1}{J} (C_e - C_r) \quad (1)$$

Le couple électromagnétique est donné par :

$$C_e = \frac{3}{2} \cdot p \cdot \frac{M}{L_{rc}} \Phi_r I_{qs} \quad (2)$$

D'où, pour une référence constante on a :

$$\begin{aligned} \mathfrak{J}_v &= \dot{\Omega}_r = -\frac{k_0}{J} \Omega_r + \frac{1}{J} \frac{3 p M}{2 L_{rc}} \Phi_r I_{qs} - \frac{1}{J} C_r \\ \mathfrak{H}_v &= \mathfrak{H}_r = -\frac{k_0}{J} \left[ -\frac{k_0}{J} \Omega_r + \frac{1}{J} \frac{3 p M}{2 L_{rc}} \Phi_r I_{qs} - \frac{1}{J} C_r \right] + \frac{1}{J} \frac{3 p M}{2 L_{rc}} \Phi_r I_{qs} \end{aligned} \quad (3)$$

A partir de l'équation (5-10), on a :

$$\mathfrak{J}_v = C_v \mathfrak{H}_v + \mathfrak{e}_v \quad (4)$$

Rapportons (3) dans (4), on a:

$$J \cdot \mathfrak{J}_v = -k_0 \Omega_r + \frac{3 p M}{2 L_{rc}} \Phi_r I_{qs} - C_r \quad (5)$$

Selon le théorème de Lyapunov, et à partir des équations (5-8), (5-9) et (5-14), on a :

si  $\dot{\mathcal{S}}_v > 0 \Rightarrow \dot{\mathcal{S}}_v < 0$  :

$$(5) \Leftrightarrow -k_0 \Omega_r + \frac{3 pM}{2 L_{rc}} \Phi_r K_v - C_r < 0 \Rightarrow K_v < \frac{k_0 \cdot \Omega_r + C_r}{\frac{3 pM}{2 L_{rc}} \Phi_r} \quad (6)$$

si  $\dot{\mathcal{S}}_v < 0 \Rightarrow \dot{\mathcal{S}}_v > 0$  :

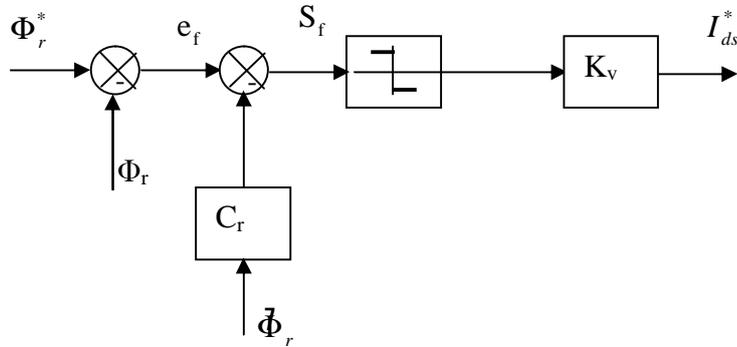
$$(5) \Leftrightarrow -k_0 \Omega_r - \frac{3 pM}{2 L_{rc}} \Phi_r K_v - C_r > 0 \Rightarrow K_v < -\frac{k_0 \Omega_r + C_r}{\frac{3 pM}{2 L_{rc}} \Phi_r} \quad (7)$$

A partir de (6) et (7), le gain  $K_v$  est donnée par :

$$K_v < \max_{C_r, \Omega_r, \Phi_r} \left| -\frac{k_0 \Omega_r + C_r}{\frac{3 pM}{2 L_{rc}} \Phi_r} \right| \quad (8)$$

### III.1.2 Boucle de flux

On utilise aussi, comme pour la vitesse, une régulation à structure variable de flux qui génère le courant de référence  $I_{ds}^*$ .



**Figure2** : Schéma bloc pour la régulation du flux

La synthèse de la loi de commande à structure variable pour la régulation du flux de la machine asynchrone est effectuée à partir de l'équation (4-6).

$$\dot{\Phi}_r = -\frac{1}{T_r} \Phi_r + \frac{M}{T_r} I_{ds} \quad (9)$$

D'où, pour une référence constante ( $\Phi_r^* = \text{constante}$ ) on a :

$$\begin{aligned}\bar{\mathcal{J}}_f &= \bar{\Phi}_r = -\frac{1}{T_r}\Phi_r + \frac{M}{T_r}I_{ds} \\ \bar{\mathcal{J}}_f &= \bar{\Phi}_r = -\frac{1}{T_r}\left[-\frac{1}{T_r}\Phi_r + \frac{M}{T_r}I_{ds}\right] + \frac{M}{T_r}I_{ds}^*\end{aligned}\quad (10)$$

A partir de l'équation (11), on a :

$$\bar{\mathcal{J}}_f = C_f \bar{\mathcal{J}}_f + \bar{\mathcal{J}}_f \quad (11)$$

Rapportons (10) dans (11), on obtient:

$$T_r^2 \bar{\mathcal{J}}_f = C_f \Phi_r + (T_r M - C_f M) I_{ds} - T_r \Phi_r \quad (12)$$

Selon le théorème de Lyapounov, et à partir des équations (5-8), (5-9) et (5-14), on a :

$$\text{si } \bar{\mathcal{J}}_f > 0 \Rightarrow \bar{\mathcal{J}}_f < 0 :$$

$$(12) \Leftrightarrow C_f \Phi_r + M(T_r - C_f)K_f - T_r \Phi_r < 0 \Rightarrow K_f < \frac{\Phi_r}{M} \quad (13)$$

$$\text{si } S_f < 0 \Rightarrow \bar{\mathcal{J}}_f > 0 :$$

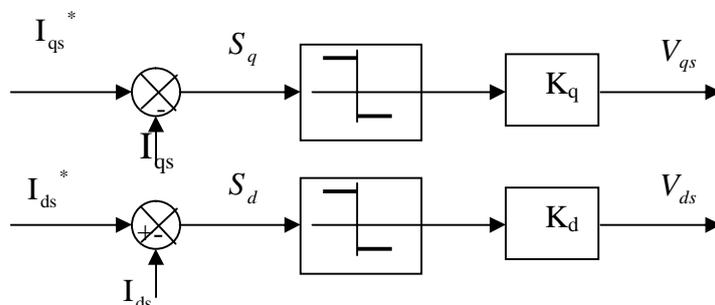
$$(12) \Leftrightarrow C_f \Phi_r - M(T_r - C_f)K_f - T_r \Phi_r > 0 \Rightarrow K_f > -\frac{\Phi_r}{M} \quad (14)$$

a partir de (13) et (14), le gain  $K_f$  est donnée par :

$$K_f < \max_{\Phi_r} \left| \frac{\Phi_r}{M} \right| \quad (15)$$

### III.1.3 Boucles de courants

On utilise une régulation à structure variable des courants statoriques pour génère les tensions ( $V_{qs}$  et  $V_{ds}$ )



La synthèse de la loi de commande à structure variable pour la régulation des courants de la machine asynchrone est effectuée à partir des équations suivantes :

$$\begin{aligned} I_{ds}^* &= -\frac{1}{L_{sc}\sigma} \left( R_s + \frac{M^2}{L_{rc}T_r} \right) I_{ds} + \omega_s I_{qs} + \frac{M \cdot R_r}{L_{sc} \cdot \sigma \cdot L_{rc}^2} \Phi_r + \frac{1}{L_{sc}\sigma} V_{ds} \\ I_{qs}^* &= -\frac{1}{L_{sc} \cdot \sigma} \left( R_s + \frac{M^2}{L_{rc}T_r} \right) I_{qs} - \omega_s I_{ds} - \frac{M}{L_{sc} \cdot \sigma \cdot L_{rc}} \omega_r \Phi_r + \frac{1}{L_{sc}\sigma} V_{qs} \end{aligned} \quad (16)$$

A partir des équations (5-12) et (5-13), on a :

$$\begin{aligned} \mathfrak{J}_q &= -I_{qs}^* \\ \mathfrak{J}_d &= -I_{ds}^* \end{aligned} \quad (17)$$

Rapportons (16) dans (17), on obtient:

$$L_{sc}\sigma \cdot \mathfrak{J}_q = \left( R_s + \frac{M^2}{L_{rc}T_r} \right) I_{qs} + L_{sc}\sigma \cdot \omega_s I_{ds} + \frac{M}{L_{rc}} \omega_r \Phi_r - V_{qs} \quad (18)$$

$$L_{sc}\sigma \cdot \mathfrak{J}_d = \left( R_s + \frac{M^2}{L_{rc}T_r} \right) I_{ds} - L_{sc}\sigma \cdot \omega_s I_{qs} - \frac{M}{L_{rc}T_r} \Phi_r - V_{ds} \quad (19)$$

Selon le théorème de Lyapunov, et à partir des équations (5-8), (5-9) et (5-14) on a :

$$\begin{aligned} \text{si } S_q > 0 \Rightarrow \mathfrak{J}_q < 0 : (18) \Leftrightarrow \left( R_s + \frac{M^2}{L_{rc}T_r} \right) I_{qs} + L_{sc}\sigma \cdot \omega_s I_{ds} + \frac{M}{L_{rc}} \omega_r \Phi_r - K_q < 0 \\ \Rightarrow K_q > \left( R_s + \frac{M^2}{L_{rc}T_r} \right) I_{qs} + L_{sc}\sigma \cdot \omega_s I_{ds} + \frac{M}{L_{rc}} \omega_r \Phi_r \end{aligned} \quad (20)$$

$$\begin{aligned} \text{si } S_q < 0 \Rightarrow \mathfrak{J}_q > 0 : (18) \Leftrightarrow \left( R_s + \frac{M^2}{L_{rc}T_r} \right) I_{qs} + L_{sc}\sigma \cdot \omega_s I_{ds} + \frac{M}{L_{rc}} \omega_r \Phi_r - K_q < 0 \\ \Rightarrow K_q > - \left( \left( R_s + \frac{M^2}{L_{rc}T_r} \right) I_{qs} + L_{sc}\sigma \cdot \omega_s I_{ds} + \frac{M}{L_{rc}} \omega_r \Phi_r \right) \end{aligned} \quad (21)$$

$$\begin{aligned}
\text{si } S_d > 0 \Rightarrow \mathfrak{J}_d < 0 : (19) &\Leftrightarrow \left( R_s + \frac{M^2}{L_{rc} T_r} \right) I_{ds} - L_{sc} \sigma \cdot \omega_s I_{qs} - \frac{M}{L_{rc} T_r} \Phi_r - K_d < 0 \\
\Rightarrow K_d &> \left( R_s + \frac{M^2}{L_{rc} T_r} \right) I_{ds} - L_{sc} \sigma \cdot \omega_s I_{qs} - \frac{M}{L_{rc} T_r} \Phi_r \quad (22)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
\text{si } S_d < 0 \Rightarrow \mathfrak{J}_d > 0 : (19) &\Leftrightarrow \left( R_s + \frac{M^2}{L_{rc} T_r} \right) I_{ds} - L_{sc} \sigma \cdot \omega_s I_{qs} - \frac{M}{L_{rc} T_r} \Phi_r + K_d > 0 \\
\Rightarrow K_d &> - \left( \left( R_s + \frac{M^2}{L_{rc} T_r} \right) I_{ds} - L_{sc} \sigma \cdot \omega_s I_{qs} - \frac{M}{L_{rc} T_r} \Phi_r \right) \quad (23)
\end{aligned}$$

A partir de (20), (21) et (22), (23), respectivement, les gains  $K_q$  et  $K_d$  sont données par :

$$K_q > \left| \left( R_s + \frac{M^2}{L_{rc} T_r} \right) I_{qs} + L_{sc} \sigma \cdot \omega_s I_{ds} + \frac{M}{L_{rc}} \omega_r \cdot \Phi_r \right| \quad (24)$$

$$K_d > \left| \left( R_s + \frac{M^2}{L_{rc} T_r} \right) I_{ds} - L_{sc} \sigma \cdot \omega_s I_{qs} - \frac{M}{L_{rc} T_r} \Phi_r \right| \quad (25)$$