

Commande vectorielle de la MSAP pour l'asservissement en vitesse ou en position

II.1 Introduction

Le développement de nouvelles technologies des semi-conducteurs et des convertisseurs statiques a permis une augmentation des fréquences de commutation et, par conséquent, une meilleure maîtrise de la conversion d'énergie. Parallèlement, les moyens de calcul ont considérablement évolué. Tous ces progrès ont permis l'application de nouveaux algorithmes de commande assurant un découplage du flux et du couple dans les machines à courant alternatif, en régime transitoire et permanent [HAD 02].

Le contrôle vectoriel porte en général sur des machines alimentées en tension et régulées en courant sur les axes d et q . Cette topologie permet une meilleure dynamique dans le contrôle du couple tout en évitant les inconvénients d'une alimentation en courant [GRE 00].

Afin de contrôler le couple d'une machine synchrone à aimants permanents, il est nécessaire de contrôler le vecteur courant. Ceci est possible en contrôlant instantanément soit son amplitude et son retard par rapport à la f.e.m, soit ces composantes suivant l'axe direct et l'axe en quadrature.

Il existe deux méthodes distinctes pour contrôler le vecteur courant [HCH 99]:

§ l'une ne nécessite pas la connaissance au préalable du modèle électrique de la machine et consiste à imposer directement les courants de phase dans une bande autour des courants de référence: c'est la méthode de contrôle par régulateurs à hystérésis,

§ l'autre méthode exige la connaissance du modèle de la machine et permet, en fonction de l'erreur des courants de phase par rapport à leurs références, de déterminer les références des tensions qui seront imposées aux bornes de la machine grâce à un onduleur de tension commandé en modulation de largeur d'impulsion (*MLI*).

II.2 Commande vectorielle de la MSAP pour l'asservissement de la vitesse ou de la position

II .2.1 Principe

L'objectif de la commande vectorielle de la MSAP est d'aboutir à un modèle équivalent à celui d'une machine à courant continu, c-à-d un modèle linéaire et découplé, ce qui permet d'améliorer son comportement dynamique [GRE 00], [BUH 97].

L'équation (II.1), donnant le couple, montre que celui-ci dépend de deux variables qui sont choisies comme variables d'états I_d et I_q (respectivement courants longitudinal et en quadrature).

$$C_e = p \cdot [(L_d - L_q) \cdot I_d \cdot I_q + \Phi_{sf} \cdot I_q] \quad (\text{II.1})$$

Il s'agit donc de définir une relation entre ces deux variables, puisqu'il n'y a qu'une grandeur à commander (le couple) et deux variables à réguler (I_d et I_q).

Parmi les stratégies de commande, on utilise souvent celle qui consiste à maintenir la composante I_d nulle. Nous contrôlons le couple uniquement par le courant I_q . On règle ainsi la vitesse ou la position par la composante I_q [BOU 96] [ZIA 02].

II .2.2 Description du système global

La figure 2.1 représente le schéma global de la commande vectorielle en vitesse ou en position d'une machine synchrone à aimants permanents dans le repère (d, q).

La référence du courant direct I_{dref} est fixe et la sortie du régulateur de vitesse I_{qref} constitue la consigne de couple C_e^* . Les références des courants I_{dref} et I_{qref} sont comparées séparément avec les courants réels de la machine I_d et I_q .

Les erreurs sont appliquées à l'entrée des régulateurs classiques de type PI. Un bloc de découplage génère les tensions de références V_d^*, V_q^* .

Le système est muni d'une boucle de régulation de vitesse ou de position, qui permet de générer la référence de courant I_{qref} . Cette référence est limitée au courant maximal. Par contre, le courant I_{dref} est imposé nul dans notre cas.

Les sorties de la régulation des courants I_d et I_q , après passage dans le repère (a, b, c), servent de références de tensions (V_a^*, V_b^*, V_c^*) pour la commande de l'onduleur à *MLI*.

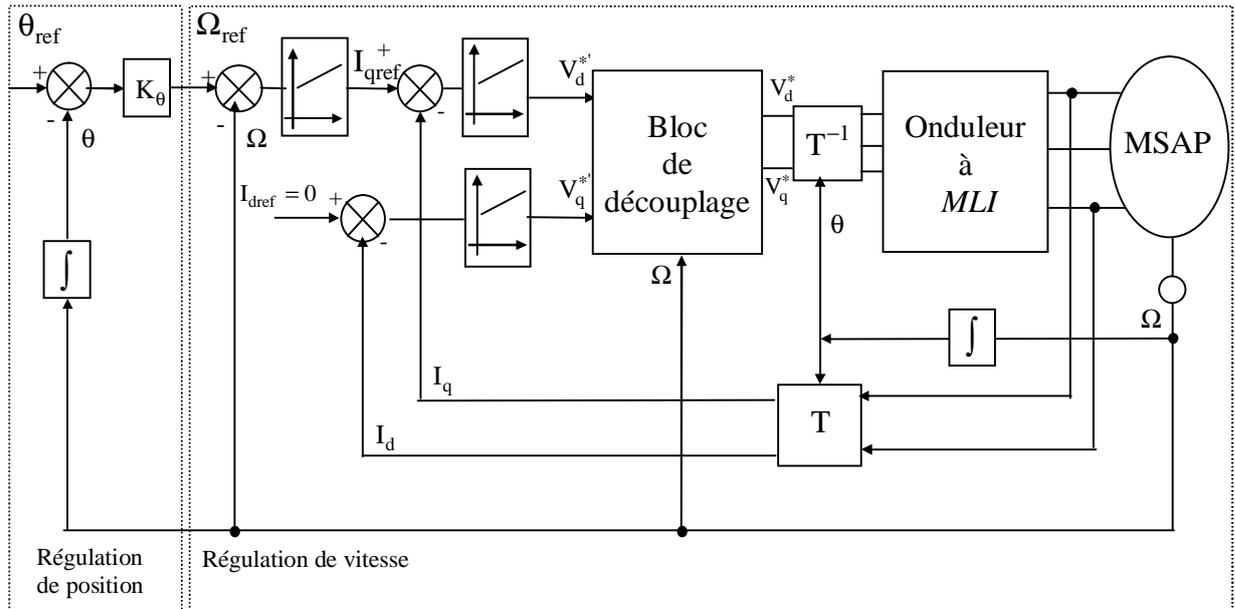


Figure 2.1: Schéma global de la commande vectorielle de la MSAP.

II .2.3 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 référence. Mais, il faut définir des termes de compensation, car, dans les équations statoriques, il y a des termes de couplage entre les axes d et q .

La compensation a pour but 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 [BOU 96].

Les équations statoriques comprennent, en effet, des termes qui font intervenir des courants de l'autre axe. Ces équations s'écrivent:

$$\begin{cases} V_d = (R_s + P \cdot L_d) \cdot I_d - \omega \cdot L_q \cdot I_q \\ V_q = (R_s + P \cdot L_q) \cdot I_q + \omega \cdot L_d \cdot I_d + \omega \cdot \phi_{sf} \end{cases} \quad (\text{II.2})$$

La figure 2.2 représente le couplage entre les axes d et q .

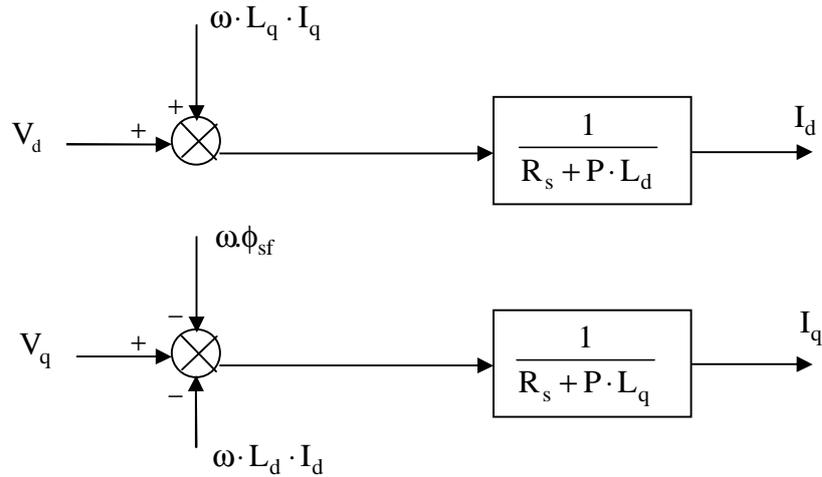


Figure 2.2: Description des couplages.

A partir des équations (II.2), il est possible de définir les termes de découplage qui sont considérés, dans la suite, comme des perturbations vis-à-vis des régulations. Pour ne pas compliquer cette étude, nous considérons le cas de décomposition des tensions (figure 2.3).

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

$$\begin{cases} V_d = V'_d + e_d \\ e_d = -\omega \cdot L_q \cdot I_q \end{cases} \quad (\text{II.3})$$

alors:

$$\frac{I_d}{V'_d} = \frac{1}{R_s + P \cdot L_d} \quad (\text{II.4})$$

La perturbation e_d est compensée par un terme identique de manière à ce que la fonction de transfert équivalente soit celle indiquée ci-dessus. On peut considérer de manière analogue la deuxième équation et définir :

$$\begin{cases} V_q = V'_q + e_q \\ e_q = \omega \cdot L_d \cdot I_d + \omega \cdot \phi_{sf} \end{cases} \quad (\text{II.5})$$

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

$$\frac{I_q}{V'_q} = \frac{1}{R_s + P \cdot L_q} \quad (\text{II.6})$$

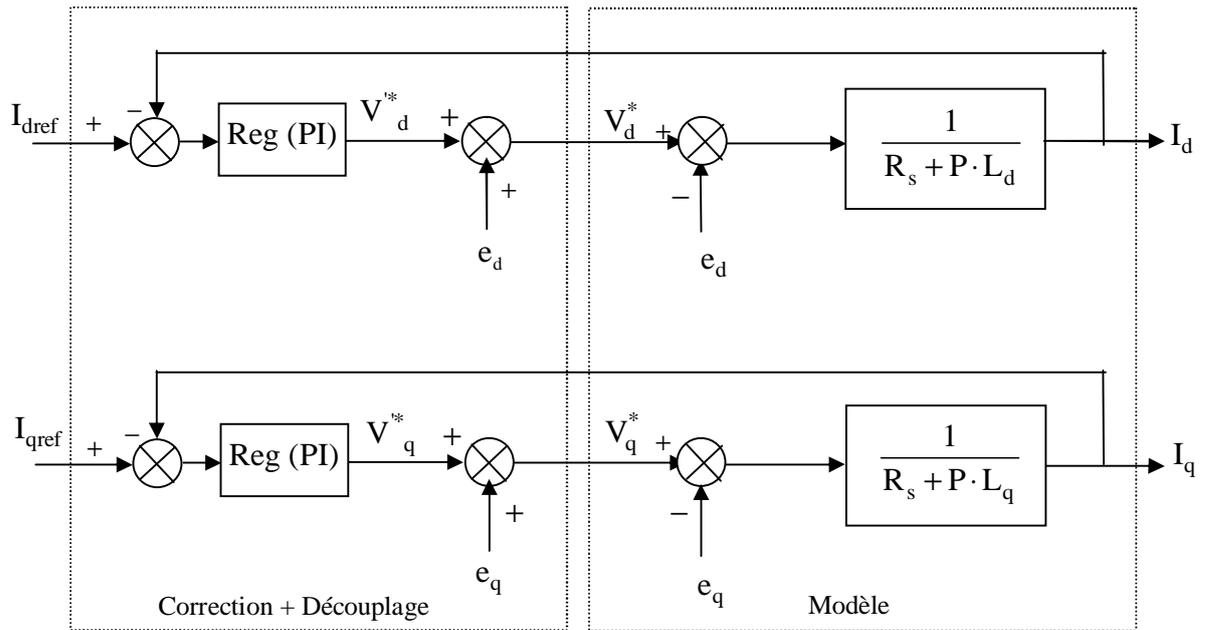


Figure 2.3: Découplage par compensation.

Les actions sur les axes d et q sont donc découplées.

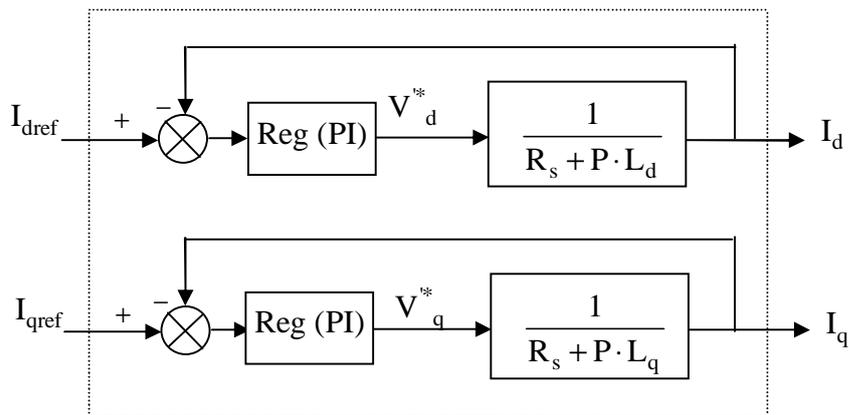


Figure 2.4: Commande découplée.

II .2.4 Détermination des régulateurs de courants

Les structures des régulateurs 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 protections.

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

Les éléments fondamentaux pour la réalisation des régulateurs sont les actions P.I.D (proportionnelle, intégrale, dérivée). Les algorithmes, même les plus performants, sont toujours une combinaison de ces actions. Pour notre étude, nous avons adopté un régulateur proportionnel – intégral (PI). L'action intégrale a pour effet de réduire l'écart entre la consigne et la grandeur régulée. L'action proportionnelle permet le réglage de la rapidité du système [ABE 02].

Le système présente donc pour la régulation de I_d un schéma bloc selon la figure 2.5.

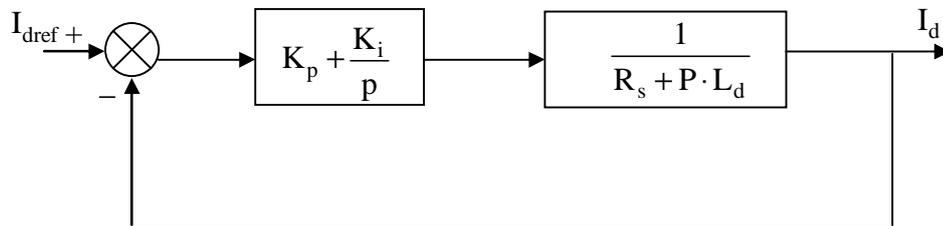


Figure 2.5: Boucle de régulation de courant I_d .

On retrouve la même boucle de régulation pour le courant I_q .

La fonction de transfert en boucle ouverte $F_{bo}(P)$ est :

$$F_{bo}(P) = \left(K_p + \frac{K_i}{P}\right) \cdot \left(\frac{1}{R_s + P \cdot L_d}\right) \quad (\text{II.7})$$

Compensons le pôle $\left(\frac{L_d}{R_s}\right)$ par $\left(\frac{K_p}{K_i}\right)$, ce qui se traduit par la condition :

$$\frac{K_p}{K_i} = \frac{L_d}{R_s} \quad (\text{II.8})$$

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

$$F_{bo}(P) = \frac{K_i}{P \cdot R_s} \quad (\text{II.9})$$

En boucle fermée, nous obtenons un système de type 1^{er} ordre avec une constante de temps:

$$\tau_{bf} = \frac{R_s}{K_i}$$

$$F_{bf}(P) = \frac{1}{\frac{R_s}{K_i} \cdot P + 1} \quad (\text{II.10})$$

L'action intégrale du PI est obtenue comme suit: $K_i = \frac{R_s}{\tau_{bf}}$

Si l'on choisit le temps de réponse $t_{rep} = 3 \cdot \tau_{bf}$, on a:

$$\begin{cases} K_p = \frac{3 \cdot L_d}{t_{rep}} \\ K_i = \frac{3 \cdot R_s}{t_{rep}} \end{cases} \quad (II.11)$$

II .2.5 Détermination du régulateur de vitesse

Dans les conditions de la commande des courants avec compensation, la situation est effectivement devenue similaire à celle de la machine à courant continu. Ceci facilite la conception du contrôle de vitesse. Ainsi, le réglage peut être envisagé suivant le schéma fonctionnel (figure 2.6) où le régulateur adopté est un régulateur IP [ABE 02].

On a :

$$\Omega(P) = \frac{1}{J \cdot P + f} (C_e(P) - C_r(P)) \quad (II.12)$$

avec:

$$C_e(P) = p \cdot \phi_{sf} \cdot I_{qref} = K_t \cdot I_{qref}$$

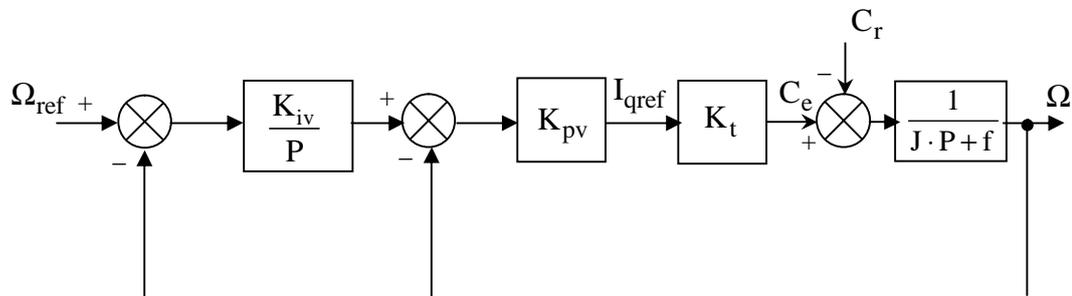


Figure 2.6: Schéma fonctionnel du contrôle de la vitesse.

avec:

K_{pv}, K_{iv} Coefficients du régulateur IP

$$K_t = p \cdot \phi_{sf}$$

En considérant le couple de charge comme une perturbation, on dispose d'une fonction de transfert en boucle fermée par rapport à la consigne sous la forme :

$$F_{bf}(P) = \frac{\omega_0^2}{P^2 + 2 \cdot \xi \cdot \omega_0 \cdot P + \omega_0^2} \quad (II.13)$$

avec:

$$\begin{cases} \omega_0 = \sqrt{\frac{K_{pv} \cdot K_t \cdot K_{iv}}{J}} \\ 2 \cdot \xi \cdot \omega_0 = \frac{f}{J} + \frac{K_{pv} \cdot K_t}{J} \end{cases} \quad (\text{II.14})$$

Pour la détermination des caractéristiques du régulateur, on choisit un facteur d'amortissement égal à 0.7 et on définit la pulsation des oscillations non amorties à partir de la dynamique souhaitée.

II .2.6 Détermination du régulateur de position

Ce régulateur de position nous permet de générer la vitesse de référence $\Omega_{\text{ref}}(P)$. Par définition, on a :

$$\frac{\theta(P)}{\Omega(P)} = \frac{1}{P} \quad (\text{II.15})$$

Le schéma fonctionnel de la boucle de position est présenté sur la figure 2.7 :

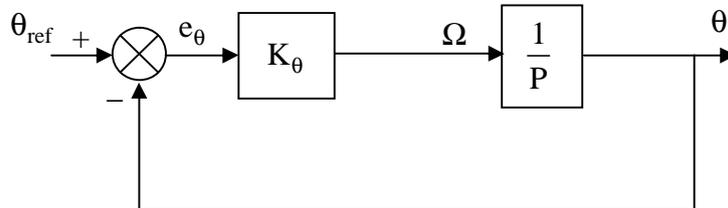


Figure 2.7: Schéma fonctionnel du régulateur de position.

La fonction de transfert en boucle fermée est :

$$\frac{\theta(P)}{\theta_{\text{ref}}(P)} = \frac{K_{\theta}}{K_{\theta} + P} \quad (\text{II.16})$$

La cascade (position, vitesse et courant I_q) impose une dynamique de position très lente par rapport à celle de la vitesse. La constante de temps de position doit être 5 à 10 fois plus grande que celle de la vitesse. Ceci permet de déterminer le coefficient K_{θ} du régulateur de position [CAN 00].

II.3 Résultats de simulation

Nous avons testé en simulation la loi de commande vectorielle de la vitesse ou de la position sur la MSAP. Les paramètres de la machine sont donnés en annexe.

II.3.1 Commande en vitesse

On remarque d'après la figure 2.8 que, lors du démarrage à vide du MSAP pour un échelon de consigne de 200 rad/s , suivie d'une application de charge de 5 Nm à partir de $t=0.2 \text{ s}$ que:

- L'allure de la vitesse suit parfaitement sa référence qui est atteinte très rapidement avec un temps de réponse acceptable. L'effet de la perturbation est rapidement éliminé et que le couple électromagnétique se stabilise à la valeur 5 Nm .
- La réponse des deux composantes du courant montre bien le découplage introduit par la commande vectorielle de la MSAP (le courant I_d est nulle).
- le courant I_q est l'image du couple.

Dans l'essai de la figure 2.9. On a inversé la vitesse de rotation du MSAP de la valeur référentielle $+200 \text{ rad/s}$ à la valeur -200 rad/s à l'instant $t=0.3 \text{ s}$. Les résultats de simulation sont satisfaisants et la robustesse de cette commande est garantie vis-à-vis de ce fonctionnement.

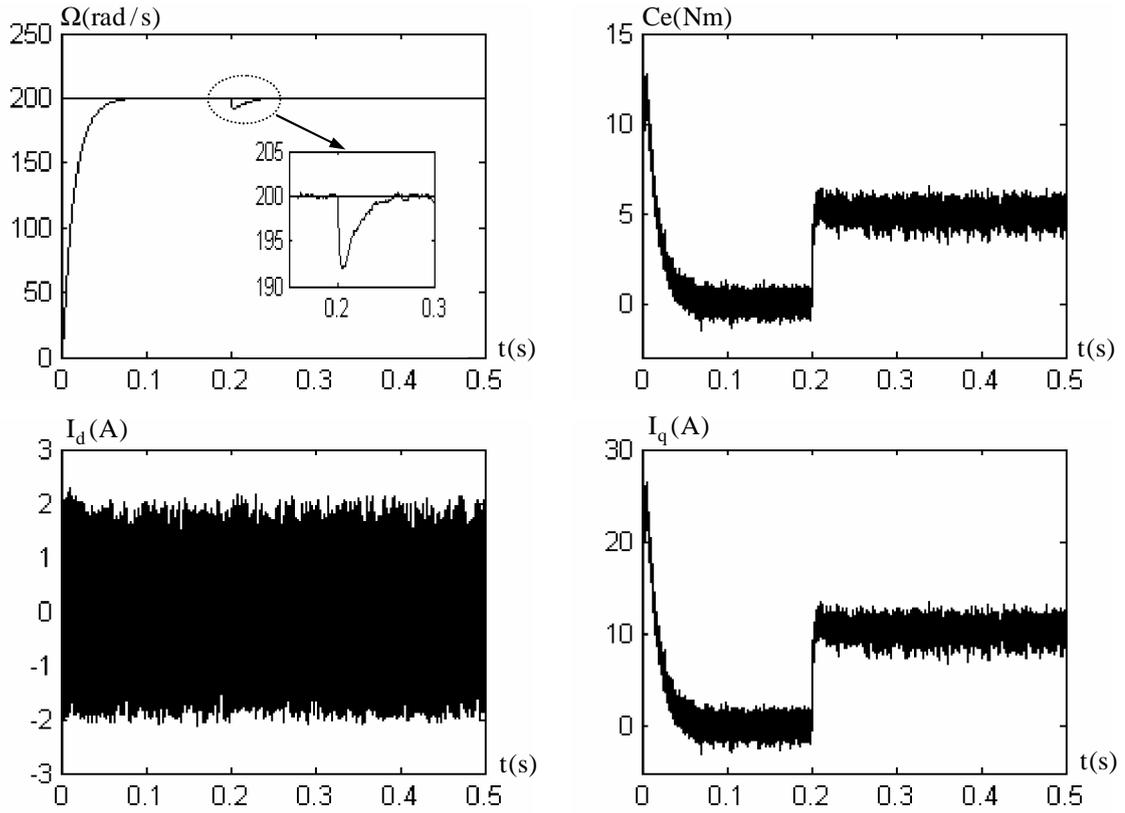


Figure 2.8: Réponses de la MSAP en charge avec ($C_t=5$ N.m à $t=0.2$ s)

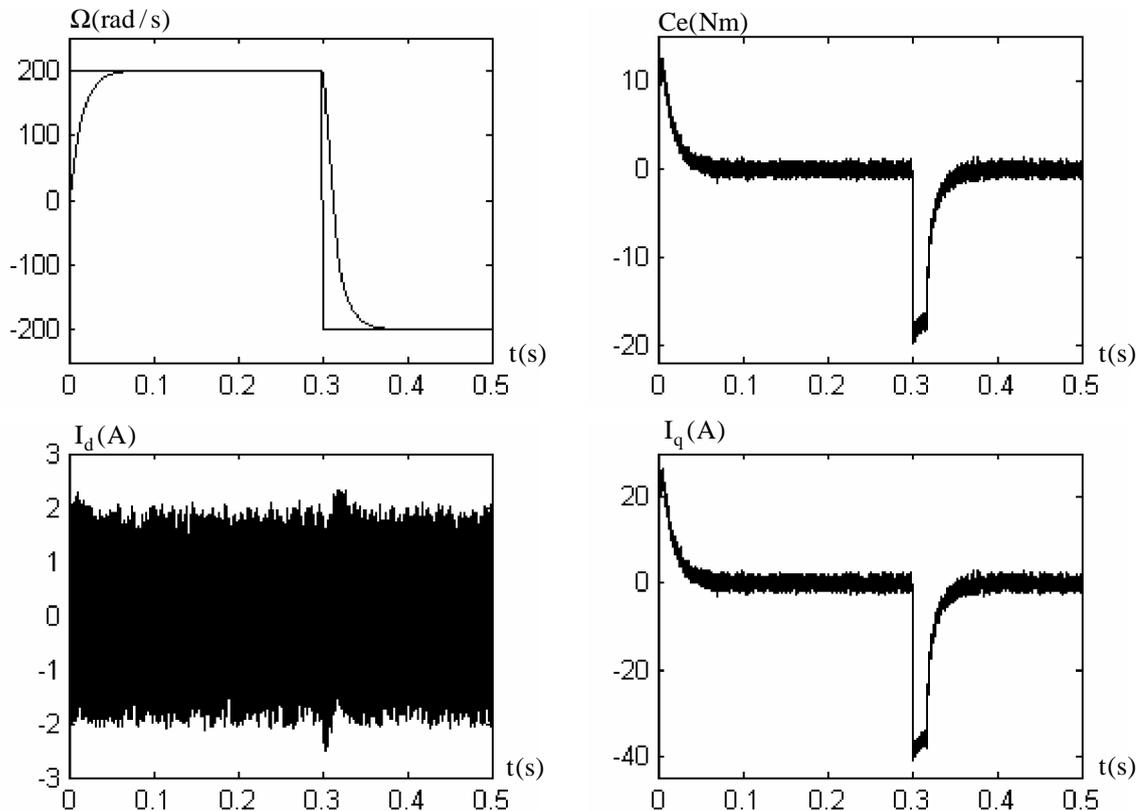


Figure 2.9: Réponse de la MSAP pour une inversion de la vitesse à $t = 0.3$ s .

II.3.2 Commande en position

La figure 2.10 représente la réponse en position, le couple, la vitesse et les courants I_d, I_q pour une consigne de position de 360° (1 tour mécanique), suivi d'un échelon de couple résistant de 5 Nm à $t=0.2 \text{ s}$. On remarque que l'arbre du MSAP suit l'angle de référence avec un temps de réponse et un dépassement acceptable. Les courants montrent bien le découplage (I_d est nulle, I_q est l'image du couple).

Quand on change le sens de rotation de l'arbre du moteur de 360° à -360° à $t=0.2 \text{ s}$ sans charge, la réponse est donnée dans les courbes de la figure 2.11. La position suit sa référence avec un léger dépassement. La vitesse s'annule quand la position atteint sa valeur désirée en régime permanent. Le courant I_d est nul, Le courant I_q est l'image du couple.

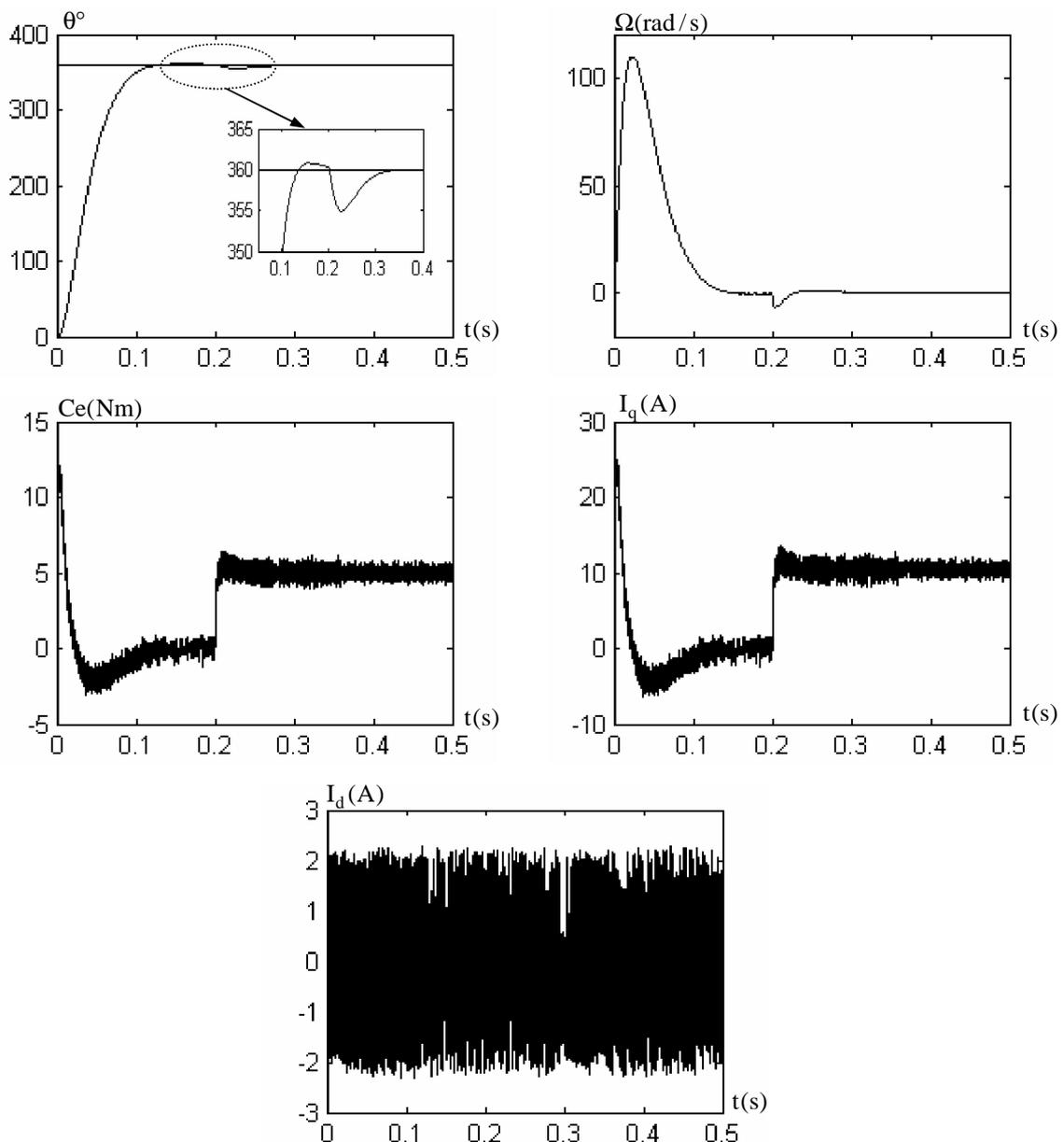


Figure 2.10: Réponses de la MSAP en charge avec ($C_r=5 \text{ Nm}$ à $t = 0.2 \text{ s}$)

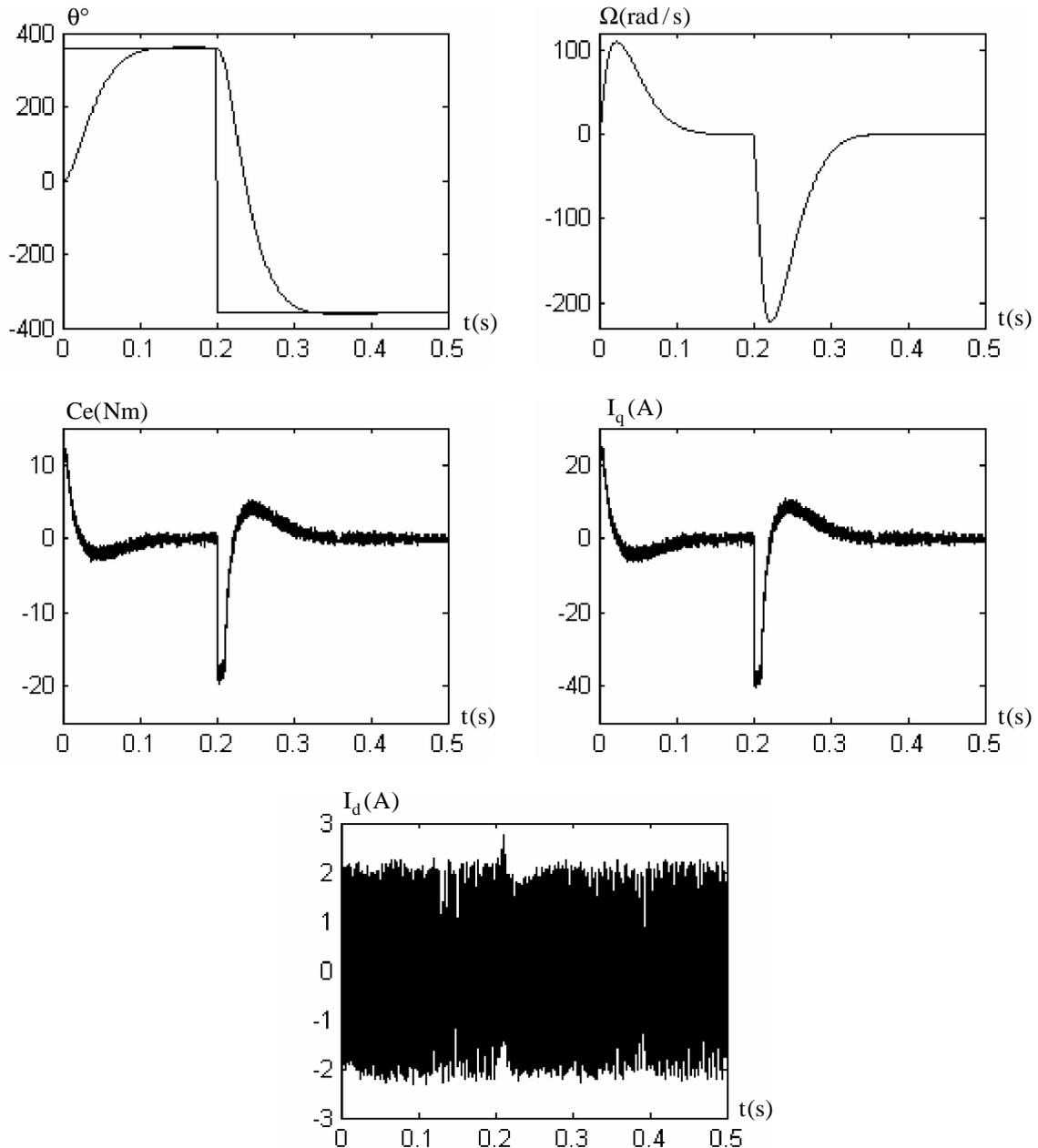


Figure 2.11: Réponse de la MSAP pour une inversion de la position à $t = 0.2s$.

Conclusion

Ce chapitre présente la commande vectorielle de la MSAP pour l'asservissement de la vitesse ou de la position. Les résultats de simulation obtenus montrent bien les performances de la commande vectorielle: la perturbation est rejetée en un temps très court, une réponse rapide et un dépassement négligeable sauf lors de l'asservissement de position.

Les régulateurs PI dépendent fortement des paramètres de la machine et de la charge. Ceci nécessite une identification paramétrique correcte en vue d'une régulation performante. Il est donc nécessaire de recourir à une commande robuste telle que la commande par mode de glissement qui est le sujet du chapitre suivant.