

# CHAPITRE II

**COMMANDE VECTORIELLE DE LA MACHINE**

**SYNCHRONE À AIMANTS PERMANENTS**

**POUR L'ASSERVISSEMENT EN VITESSE**

## 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 [BEL 05].

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 en vitesse

### 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'est-à-dire un modèle linéaire et découplé, ce qui permet d'améliorer son comportement dynamique [BEL 05][GRE 00].

L'équation (2.1), 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).

$$C_e = p[(L_d - L_q)I_d I_q + \phi_{sf} I_q] \quad (2.1)$$

Il s'agit donc de définir une relation entre ces deux variables, puisqu'il n'y a aucune grandeur à commander le couple ( $C_e$ ) 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 la vitesse par la composante  $I_q$  [BEL 05][BOU 96].

## II.2.2 Description du système global

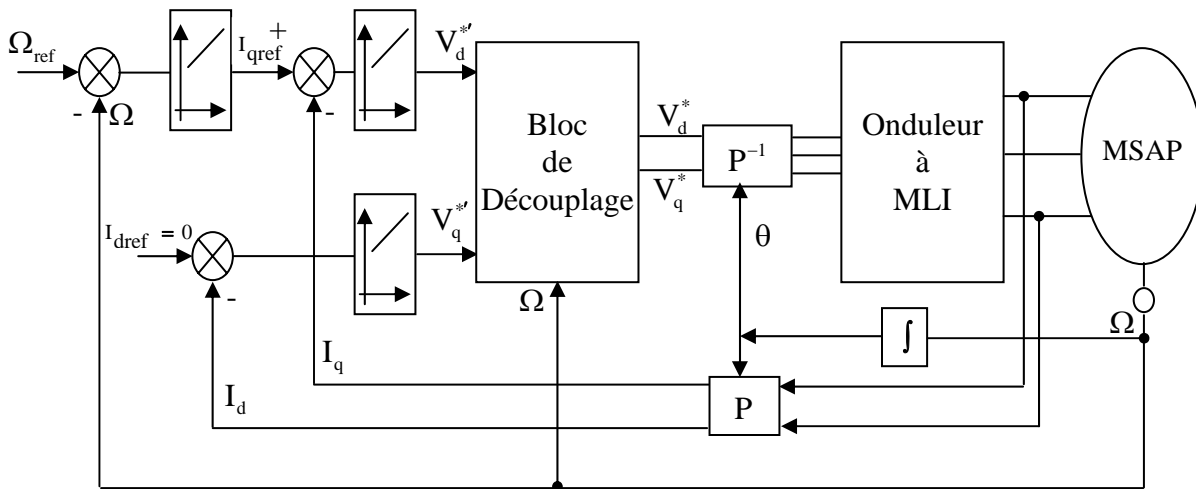
La figure (II-1) représente le schéma global de la commande vectorielle en vitesse d'une machine synchrone à aimants permanents dans le repère (d, q).

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, 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.



**Fig II-1** : Schéma global de la commande vectorielle de la MSAP

## II .2.3 Découplage

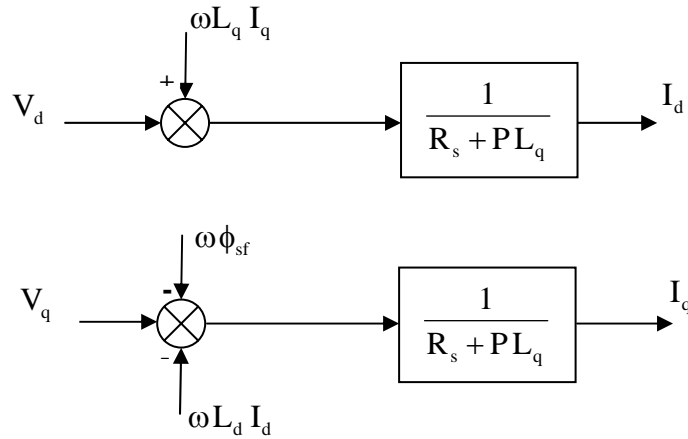
L'alimentation en tension est obtenue en imposant les tensions de référence à l'entrée de la commande de l'onduleur. Ces tensions permettent de définir les rapports cycliques sur les bras de l'onduleur de manière à ce que les tensions délivrées par cet onduleur aux bornes du stator de la machine soient les plus proches possibles 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 [BEL 05].

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

$$\begin{cases} V_d = (R_s + PL_d) I_d - \omega L_q I_q \\ V_q = (R_s + PL_q) I_q - \omega L_d I_d + \omega \phi_{sf} \end{cases} \quad (2.2)$$

La figure (II-2) représente le couplage entre les axes d et q .



**Fig II-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 II-3).

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

$$\begin{cases} V_d = V'_d + e_d \\ e_d = -\omega L_q I_q \end{cases} \quad (2.3)$$

alors :

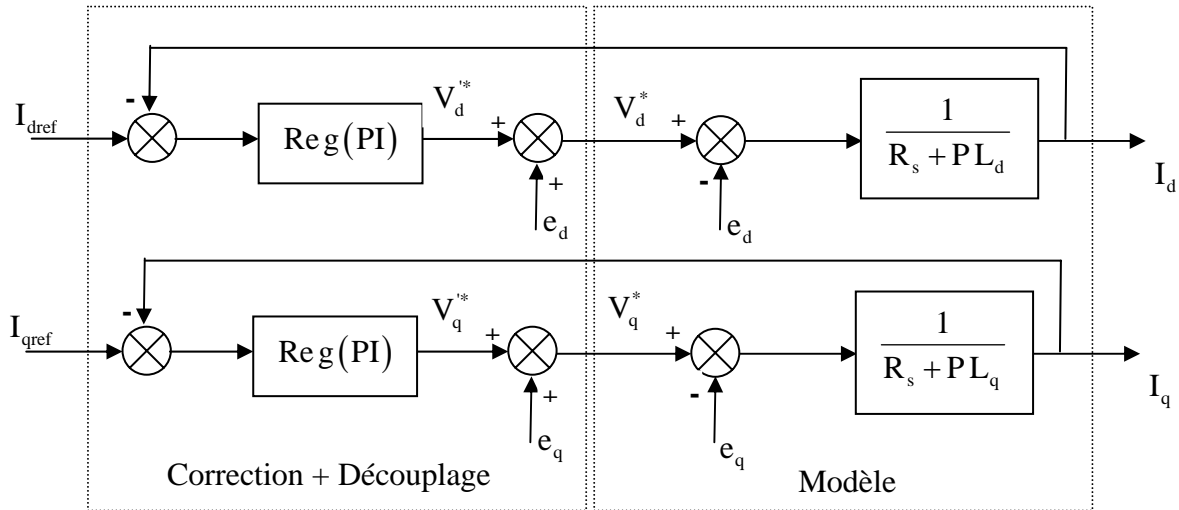
$$\frac{I_d}{V'_d} = \frac{1}{R_s + PL_d} \quad (2.4)$$

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 :

$$\begin{cases} V_q = V'_q + e_q \\ e_q = \omega L_d I_d + \omega \phi_{sf} \end{cases} \quad (2.5)$$

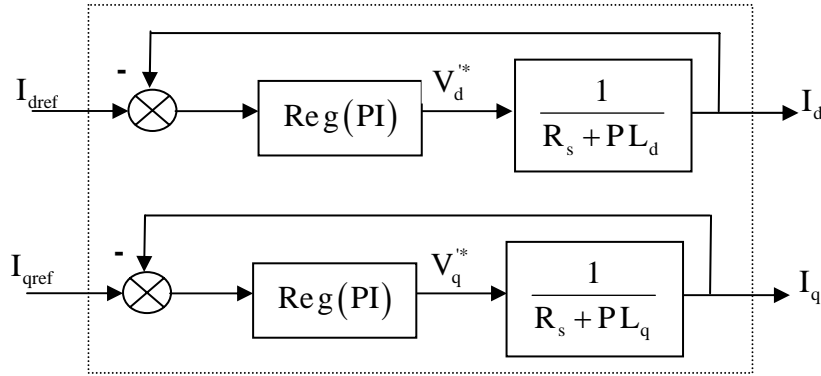
De la même façon, le terme  $e_q$  est ajouté de manière à obtenir la fonction de transfert suivante :

$$\frac{I_q}{V'_q} = \frac{1}{R_s + PL_q} \quad (2.6)$$



**Fig II-3:** Découplage par compensation.

Les actions sur les axes d et q sont donc découplées



**Fig II-4:** Commande découplée.

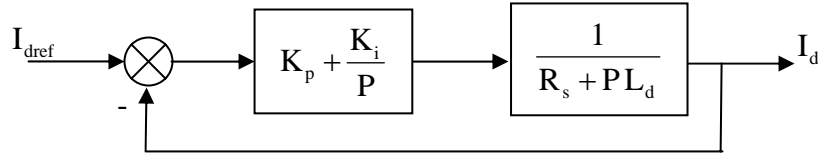
## II .2.4 Détermination des régulateurs de courants

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 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 **PID** (proportionnelle, intégrale, dérivée). Les algorithmes, même les plus performants, sont toujours une combinaison de ces actions. Pour notre étude, nous avons adopté un régulateur **PI** (proportionnel – intégral). 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 [BEL 05] [ABE 02].

Le système présente donc pour la régulation de  $I_d$  un schéma bloc selon la figure (II-5).



**Fig II-5 :** Boucle de régulation du 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 :

$$F_{bo}(P) = \left(K_p + \frac{K_i}{P}\right) \left(\frac{1}{R_s + P L_d}\right) \quad (2.7)$$

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 :

$$\frac{K_p}{K_i} = \frac{L_d}{R_s} \quad (2.8)$$

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

$$F_{bo}(P) = \frac{K_i}{P R_s} \quad (2.9)$$

En boucle fermée, nous obtenons un système de type (1er ordre) avec une constante de temps:

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

$$F_{bf} = \frac{1}{\frac{R_s}{K_i} P + 1} \quad (2.10)$$

L'action intégrale du **PI** est obtenue comme suit:

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

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

$$\begin{cases} K_p = \frac{3 L_d}{t_{rep}} \\ K_i = \frac{3 R_s}{t_{rep}} \end{cases} \quad (2.11)$$

## II .2.5 Détermination du régulateur de vitesse

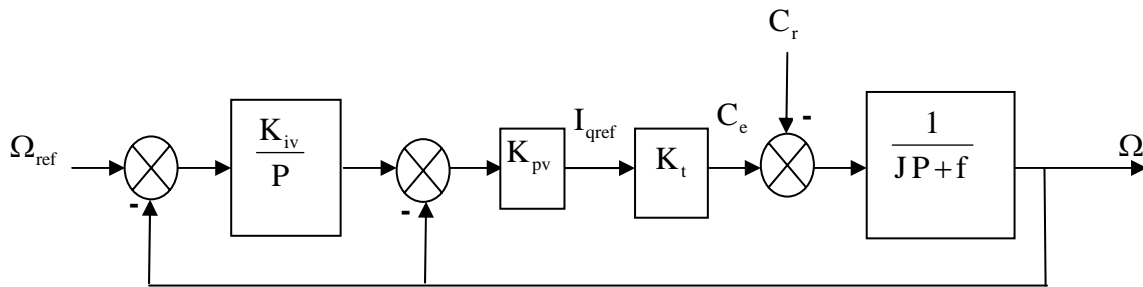
Dans les conditions de la commande des courants avec compensation, la situation est effectivement devenue similaire à celle de la machine à courant continu. Ceci facilite la conception du contrôle de vitesse. ainsi, le réglage peut être envisagé suivant le schéma fonctionnel (figure II-6) où le régulateur adopté est un régulateur **IP** [BEL05] [ABE 02].

On a :

$$\Omega(p) = \frac{1}{JP + f} [C_e(P) - C_r(P)] \quad (2.12)$$

avec:

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



**Fig II-6:** Schéma fonctionnel du contrôle de la vitesse.



avec:

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

$$K_t = P \phi_{sf}$$

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 :

$$F_{bf}(P) = \frac{\omega_0^2}{P^2 + 2\xi\omega_0 P + \omega_0^2} \quad (2.13)$$

avec:

$$\begin{cases} \omega_0 = \sqrt{\frac{K_{pv} K_t K_{iv}}{J}} \\ 2\xi\omega_0 = \frac{f}{J} + \frac{K_{pv} K_t}{J} \end{cases} \quad (2.14)$$

### II.3 Résultats de simulation

Nous avons testé en simulation la loi de commande vectorielle de la vitesse sur la MSAP.

Les paramètres de la machine sont donnés en annexe.

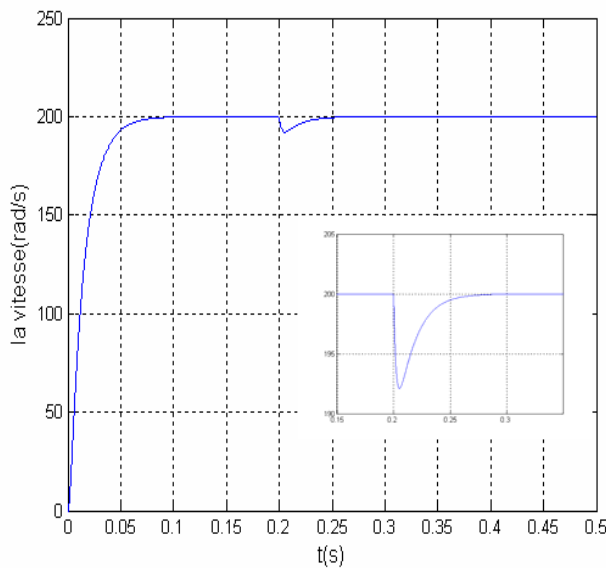
#### II.3.1 Commande en vitesse sans onduleur

La figure (II-7) représente les résultats de simulation de l'essai à vide et en charge, lors de démarrage à vide de la MSAP. La vitesse est de consigne 200 rad/s, après l'application de charge à  $t = 0.2$  s ( $C_r = 5$  N.m), la courbe présente une chute dans sa valeur puis stabilise à sa valeur de référence dans un temps de réponse acceptable.

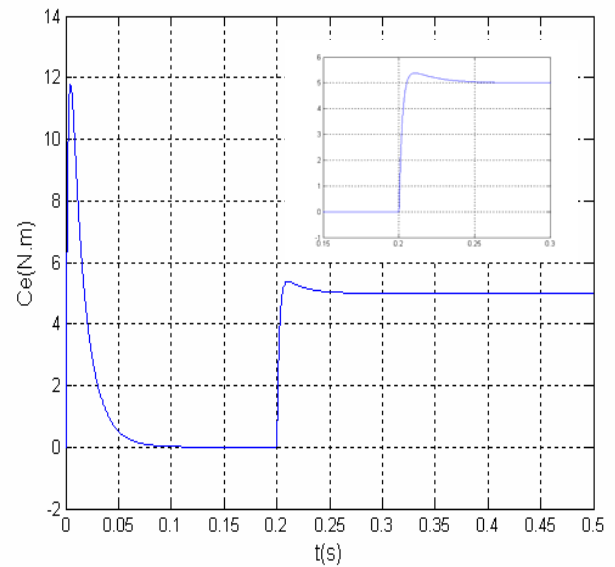
On remarque que le couple présente un pic au début, puis se stabilise à la valeur 5 N.m.

La réponse des deux composantes du courant illustre bien le découplage introduit par la commande vectorielle de la MSAP, la composante  $I_d$  est nulle.

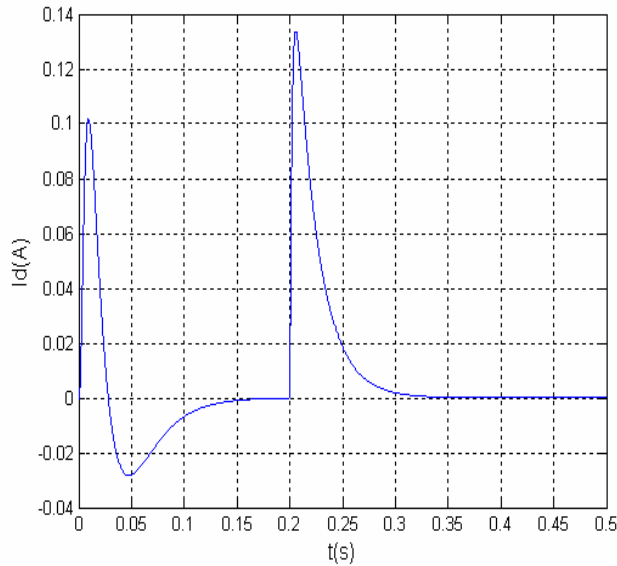
Le courant  $I_q$  est l'image du couple .



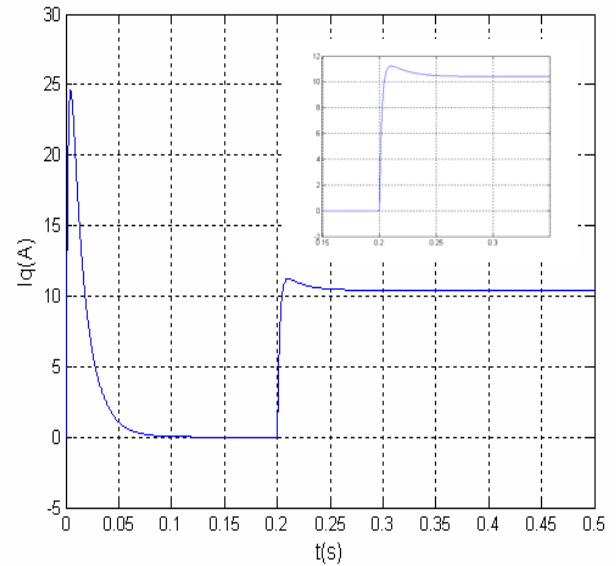
a) la vitesse de rotation



b) le couple électromagnétique



c) le courant direct



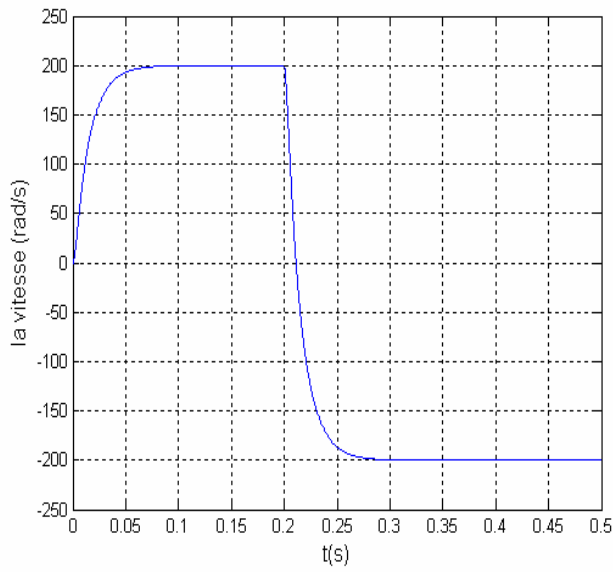
d) le courant quadratique

**Fig II-7 : Réponses de la MSAP en charge a partir de  $t = 0.2$  s**

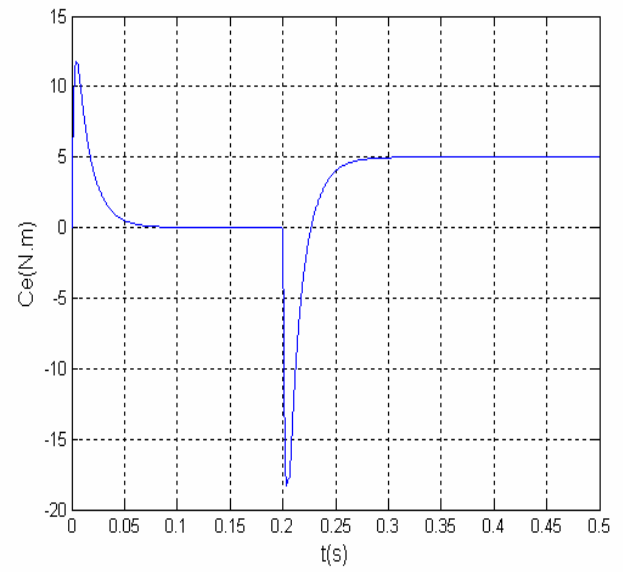
### II.3.2 Commande en inversion de la vitesse sans onduleur

La figure (II-8) porte les résultats de simulation obtenus pour l'inversion de la vitesse de rotation de la MSAP de la valeur référentielle 200 rad/s à la valeur -200 rad/s à l'instant  $t = 0.2$  s . L'allure de vitesse montre que la réponse en vitesse suit la consigne avec même temps de réponse . L'allure du couple et du courant  $I_q$  présente des pics lors de l'inversion de la vitesse puis se stabilise à la valeur désirée.

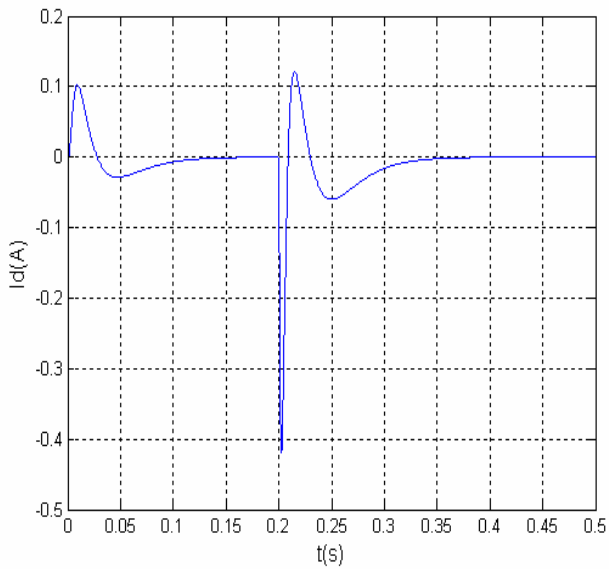
Alors, les résultats de simulation sont satisfaisants et la robustesse de cette commande est garantie.



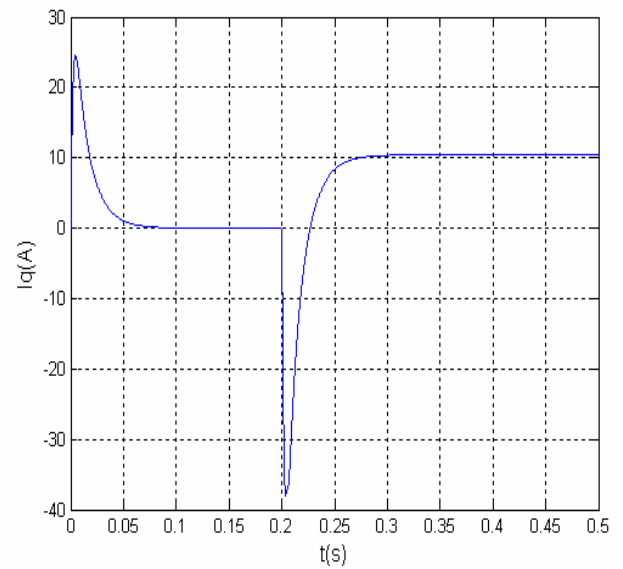
a) la vitesse de rotation



b) le couple électromagnétique



c) le courant direct



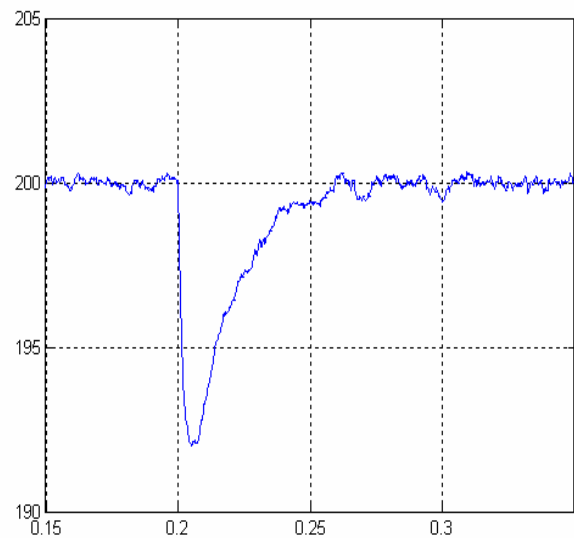
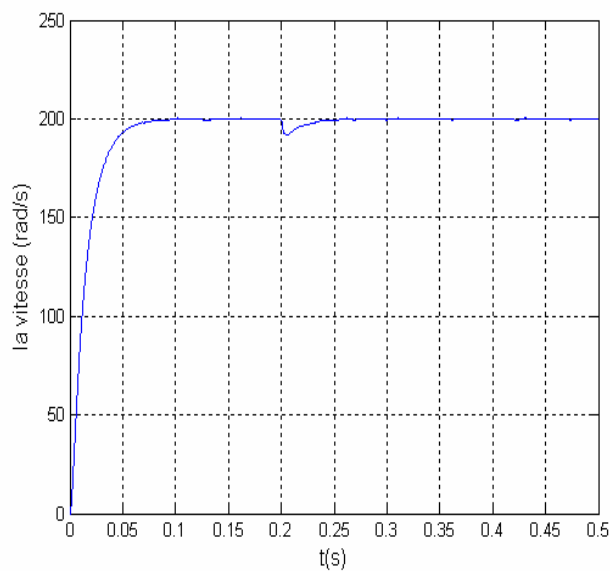
d) le courant quadratique

**Fig II-8 :** Réponses de la MSAP pour une inversion de la vitesse à  $t = 0.2s$

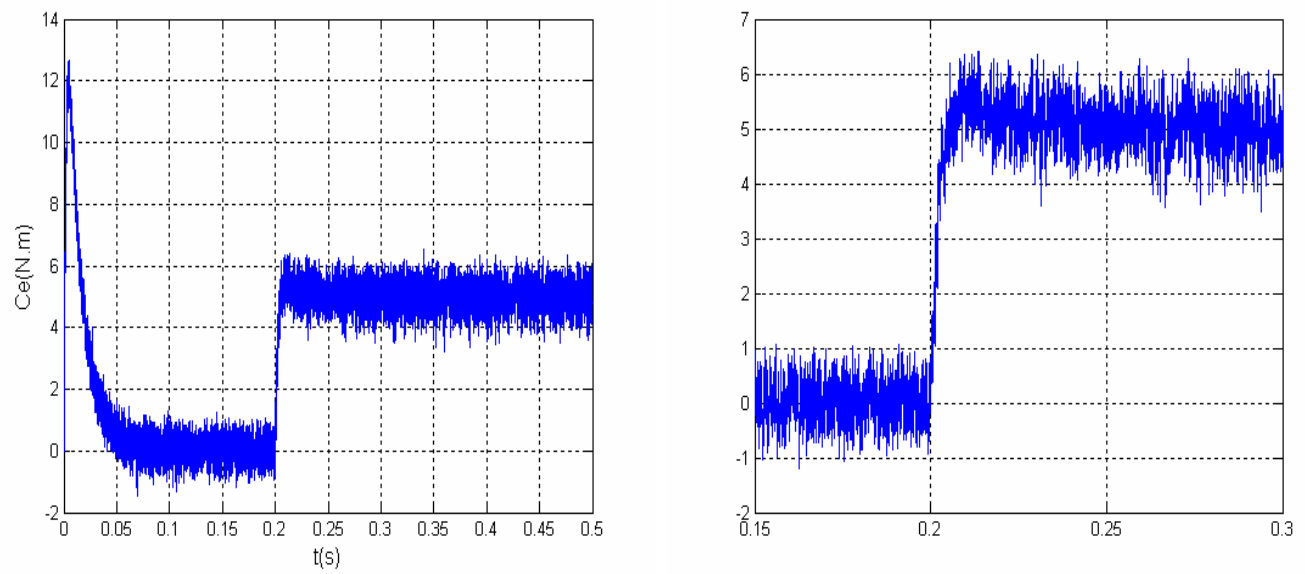
### II.3.3 Commande en vitesse avec onduleur

La figure (II-9) représente les réponses de la MSAP avec onduleur, cette figure montre avant l'application de la charge, la vitesse possède une caractéristique presque linéaire stabilisée à la valeur de vitesse de référence. A près l'application de charge (  $C_r = 5 \text{ N.m}$  à  $t = 0.2 \text{ s}$ ), la courbe présente une chute dans sa valeur puis stabilise à sa valeur de référence (200 rad/s). Le couple subit un pic au premier moment de démarrage, puis atteint la valeur du couple résistant après l'application de charge. Le courant  $I_d$  est nul qui montre le découplage introduit par la commande vectorielle de la MSAP.

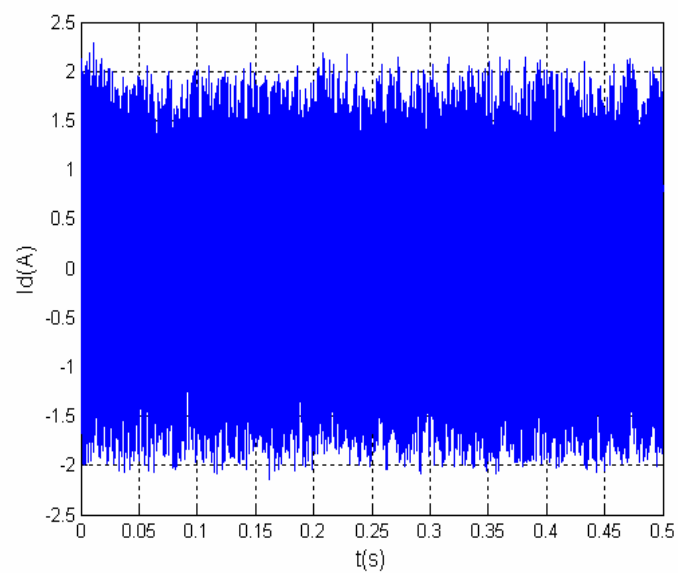
Le courant  $I_q$  est l'image du couple .



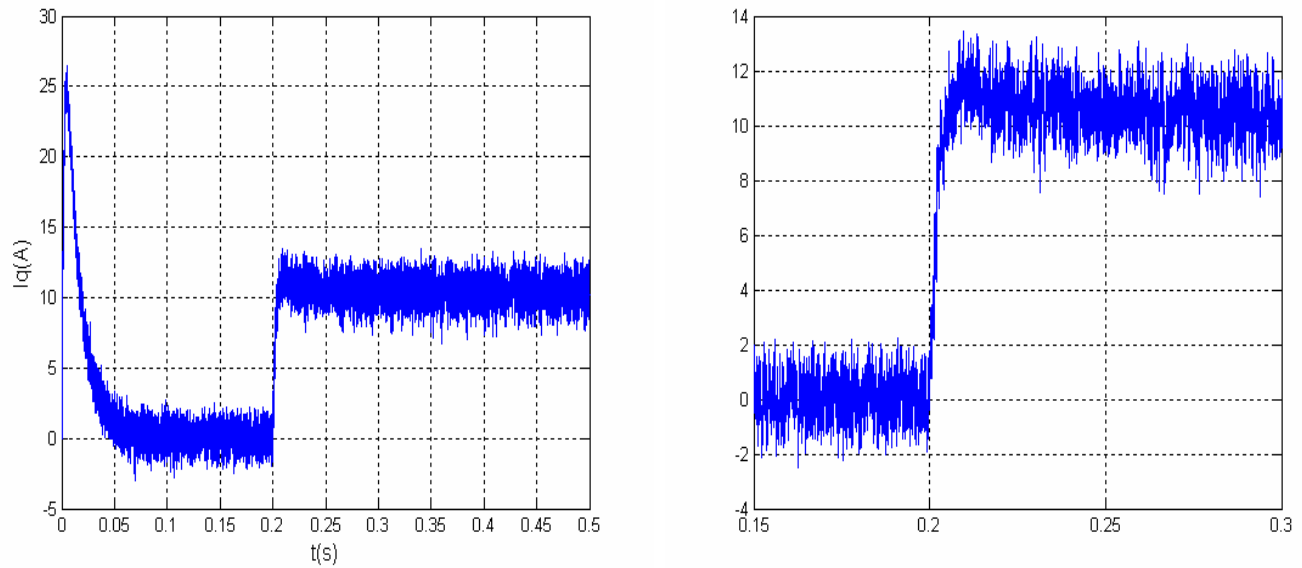
a) la vitesse de rotation



b) le couple électromagnétique



c) le courant direct



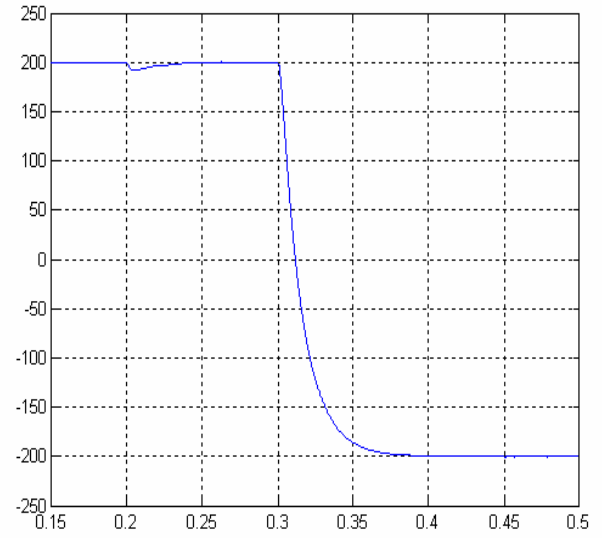
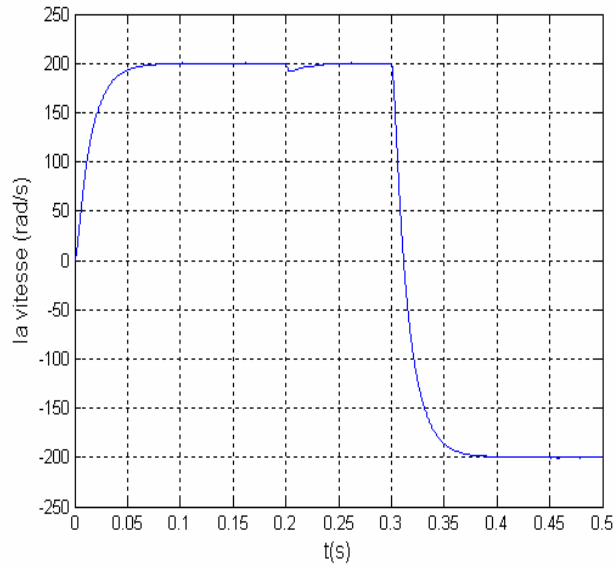
d) le courant quadratique

**Fig II-9 :** Réponses de la MSAP avec onduleur

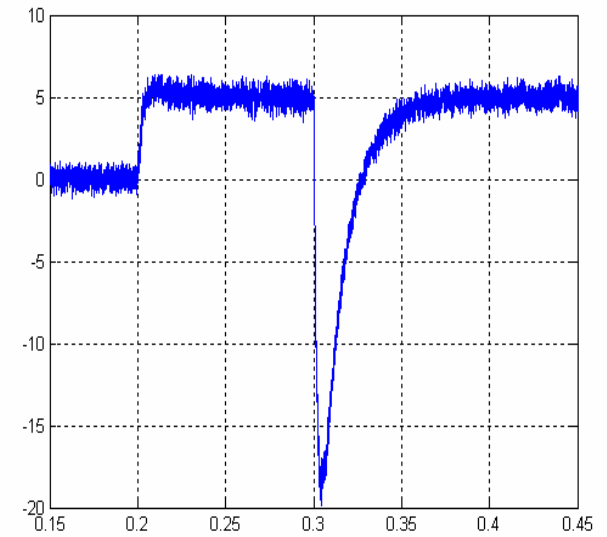
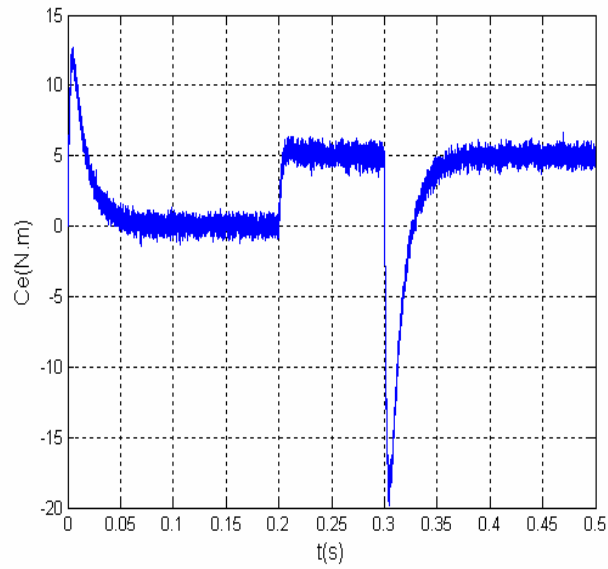
### II-3.4 Commande en inversion de la vitesse avec onduleur

La figure (II-10 ) montre les réponses de la MSAP avec onduleur pour une inversion de la vitesse ( 200 rad/s à -200 rad/s ) avec couple résistant égale 5 N.m à l'instant  $t = 0.3$  s.

On remarque que l'allure de la vitesse suit sa valeur de consigne dans un temps de réponse acceptable et la réponse du couple et du courant  $I_q$  au moment de l'inversion de la vitesse présente des pics avant la stabilité à la valeur désirée. Le courant  $I_d$  est nul. La robustesse de cette commande est garantie vis-à-vis de ce fonctionnement .

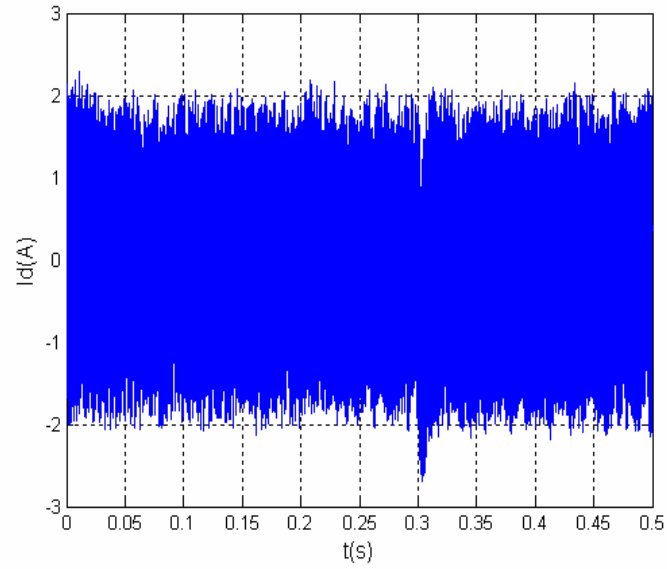


a) la vitesse de rotation

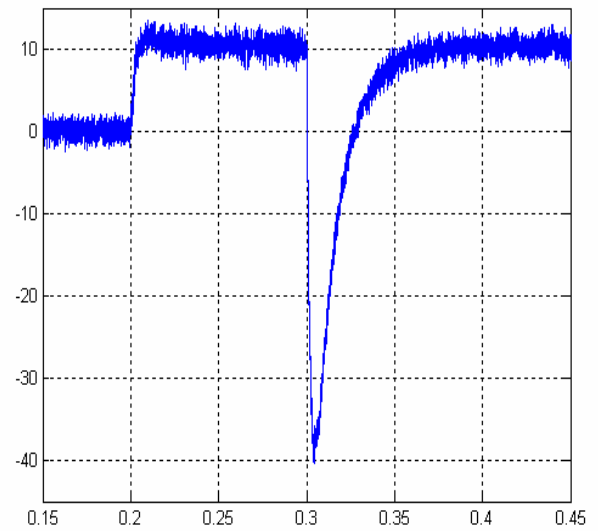
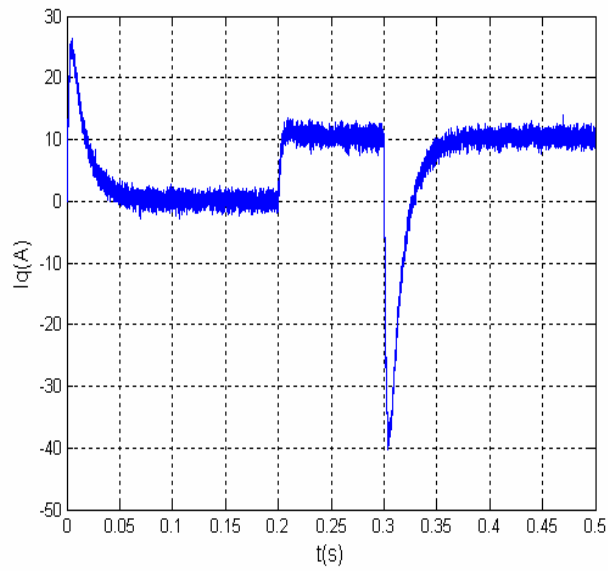


b) le couple électromagnétique





c) le courant direct



d) le courant quadratique

**Fig II-10** : Réponses de la MSAP en inversion de vitesse avec onduleur (  $C_r = 5 \text{ N.m}$  à  $t = 0.3 \text{ s}$  )

## I.4 Conclusion

Les résultats de simulation obtenus, nous ont permis de juger la qualité de la commande vectorielle dans le plan de *Park* de la MSAP alimenté par un onduleur de tension et nous ont permis d'obtenir des performances dynamiques du couple très satisfaisantes, caractérisées par des faibles temps de réponse et par une absence de dépassement de consigne où oscillations transitoires. Ces performances sont réalisées avec une structure simple. A partir d'un modèle non linéaire et couplé, nous avons obtenu un modèle simple et découplé, qui permet de contrôler la vitesse du rotor.

Pour pouvoir réaliser la commande vectorielle **PI**, il est nécessaire de connaître à chaque instant certaines grandeurs dont les plus importantes sont le module et la phase du flux pour les méthodes directes et seulement la phase du flux pour les méthodes indirectes.

La commande **PI** donne des résultats dans le cas d'un système linéaire à paramètres constants, pour des systèmes non linéaire où ayant des paramètres non constants, ces lois peuvent être insuffisantes, pour cela, on va étudier dans le troisième chapitre la commande à structure variable.