

## VI-1 Introduction

Il est possible aujourd'hui d'obtenir les machines asynchrones aussi performantes que les machines à courant continu, il est nécessaire d'appliquer la commande vectorielle afin d'assurer le contrôle du flux et celui du courant générant le couple électromagnétique [45].

La commande vectorielle de la MADA pour le contrôle de puissances par orientation du flux statorique basé sur les régulateurs classiques. Cependant, il existe des commandes modernes qui s'adaptent mieux avec ces exigences et qui sont moins sensibles et robustes. Le contrôle direct de puissances a été développé après le contrôle direct de couple (DTC) proposée par Takahashi [46]. La technique (DPC) propose de contrôler directement de la puissance active et réactive, en faisant l'analogie avec le (DTC). Le DPC pour des machines asynchrones est basé sur les erreurs entre les puissances mesurées et de références sont réduites et maintenues entre les limites des bandes d'hystérésis.

Le but visé dans ce chapitre consiste à introduire un algorithme de commande des puissances active et réactive pour un système de production de l'énergie électrique à la base de la machine asynchrone à double alimentation alimentée par un convertisseur matriciel contrôlé par la technique de modulation de Venturini.

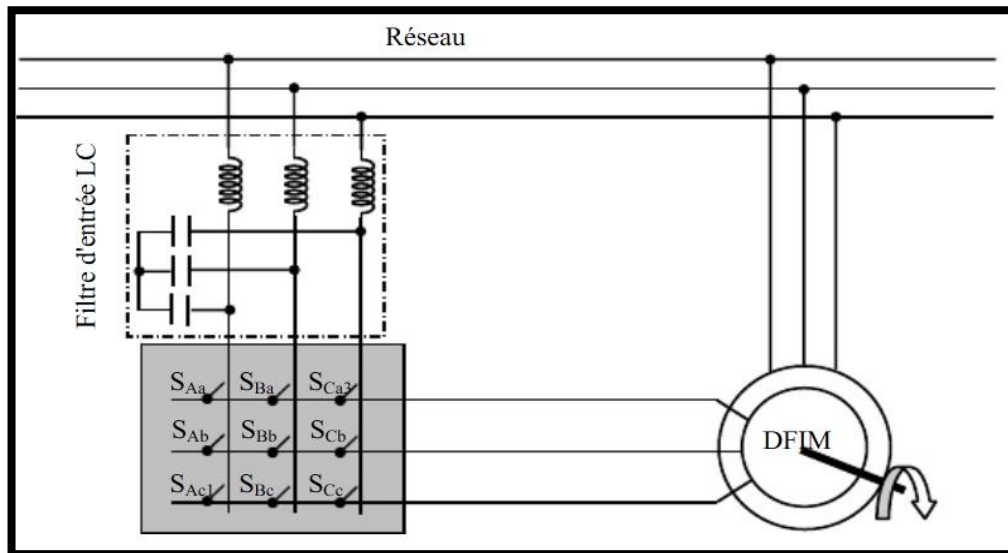


Figure VI 1 : Schéma de connexion typique de la MADA

### VI-2 Modélisation de la MADA en vue d'un réglage découplé

Le modèle de la MADA dans le référentiel lié au champ tournant, est donné par :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s I_{ds} + \frac{d\varphi_{ds}}{dt} - \omega_s \varphi_{qs} \\ V_{qs} = R_s I_{qs} + \frac{d\varphi_{qs}}{dt} - \omega_s \varphi_{ds} \\ V_{dr} = R_r I_{dr} + \frac{d\varphi_{dr}}{dt} - (\omega_s - \omega_r) \varphi_{qr} \\ V_{qr} = R_r I_{qr} + \frac{d\varphi_{qr}}{dt} - (\omega_s - \omega_r) \varphi_{dr} \end{cases} \quad (\text{VI.1})$$

Avec

$$\begin{cases} \varphi_{ds} = L_s I_{ds} + L_m I_{dr} \\ \varphi_{qs} = L_s I_{qs} + L_m I_{qr} \\ \varphi_{dr} = L_r I_{dr} + L_m I_{ds} \\ \varphi_{qr} = L_r I_{qr} + L_m I_{qs} \end{cases} \quad (\text{VI.2})$$

Ainsi que le couple électromagnétique est donné par:

$$C_{em} = p(\varphi_{dr} i_{qs} - \varphi_{qr} i_{ds}) \quad (\text{VI.5})$$

### VI-3 Contrôle vectoriel découplé des puissances active et réactive

Pour réaliser une commande vectorielle découplée des puissances active et réactive, on oriente le repère (d,q) afin que l'axe d soit aligné sur le vecteur du flux statorique.

Dans ce cas, on obtient :

$$\varphi_{sd} = \varphi_s \text{ et } \varphi_{sq} = 0 \quad (\text{VI.6})$$

Le couple électromagnétique de l'équation (VI.5) s'écrit alors :

$$C_{em} = n_p \frac{3L_m}{2L_s} \varphi_{sd} i_{rq} \quad (\text{VI.7})$$

Si on suppose le réseau électrique stable, ayant pour tension simple  $V_s$ , cela conduit à un flux statorique constant. Par conséquent le couple électromagnétique de l'équation (VI.7) devient proportionnel directement au courant rotorique en quadrature  $i_{rq}$ .

D'autre part, si on néglige la résistance des enroulements statoriques, les équations des tensions statoriques se réduisent à :

$$\begin{cases} V_{sd} = 0 \\ V_{sq} = \omega_s \varphi_{sd} \end{cases} \quad (\text{VI.9})$$

D'après l'équation (VI.9), on obtient :

$$\varphi_{sd} = \frac{V_{sq}}{\omega_s} \quad (\text{VI.10})$$

Donc on peut rétablir le lien entre les courants statoriques et rotoriques :

$$\begin{aligned} i_{sd} &= -\frac{L_m}{L_s} i_{rd} + \frac{V_{sq}}{L_s \omega_s} \\ i_{sq} &= -\frac{L_m}{L_s} i_{rq} \end{aligned} \quad (\text{VI.11})$$

Les puissances active et réactive au niveau du stator s'écrivent :

$$\begin{cases} P_s = \frac{3}{2} V_{ds} I_{ds} + \frac{3}{2} V_{qs} I_{qs} \\ Q_s = \frac{3}{2} V_{qs} I_{ds} - \frac{3}{2} V_{ds} I_{qs} \end{cases} \quad (\text{VI.12})$$

Ainsi que, les puissances active et réactive au niveau du rotor s'écrivent :

$$\begin{cases} P_r = \frac{3}{2} V_{rd} I_{rd} + \frac{3}{2} V_{rq} I_{rq} \\ Q_r = \frac{3}{2} V_{rq} I_{rd} - \frac{3}{2} V_{rd} I_{rq} \end{cases} \quad (\text{VI.13})$$

En tenant compte de l'équation (VI.9), on peut écrire :

$$\begin{cases} P_s = \frac{3}{2} V_{sq} I_{sq} \\ Q_s = \frac{3}{2} V_{sq} I_{sd} \end{cases} \quad (\text{VI.14})$$

Pour exprimer les puissances active et réactive au niveau du stator en fonction des courants rotoriques, on remplace dans l'équation précédente les courants par l'équation (VI.11):

$$\begin{aligned} P_s &= -\frac{3L_m}{2L_s} V_{sq} i_{rq} \\ Q_s &= -\frac{3L_m}{2L_s} V_{sq} i_{rd} + \frac{3V_{sq}}{2L_s \omega_s} V_{sq} \end{aligned} \quad (\text{VI.15})$$

Si on considère l'inductance mutuelle  $L_m$  constante, on remarque d'après l'équation (VI.14) que la puissance active  $P_s$  est directement proportionnelle au courant rotorique en quadrature  $i_{rq}$ , alors que la puissance réactive  $Q_s$  est proportionnelle au courant rotorique direct  $i_{rd}$ .

Le couple électromagnétique est donné par :

$$C_{em} = -n_p \frac{3L_m}{2L_s} \varphi_{sd} i_{rq} \quad (VI.16)$$

Pour pouvoir contrôler correctement la machine, il nous faut alors établir la relation entre les courants et les tensions rotoriques qui seront appliqués à la machine. D'après les expressions des flux rotoriques suivantes :

$$\begin{aligned} \varphi_{rd} &= L_r i_{rd} + L_m i_{sd} \\ \varphi_{rq} &= L_r i_{rq} + L_m i_{sq} \end{aligned} \quad (VI.17)$$

En remplaçant dans l'équation précédente les courants statoriques par l'expression (VI.11), on obtient :

$$\begin{aligned} \varphi_{rd} &= L_r \sigma i_{rd} + \frac{L_m V_{sq}}{L_s \omega_s} \\ \varphi_{rq} &= L_r \sigma i_{rq} \end{aligned} \quad (VI.18)$$

D'autre part, les tensions rotoriques sont données par :

$$\begin{aligned} V_{rd} &= R_r i_{rd} + \frac{d\varphi_{rd}}{dt} - \omega_r \varphi_{rq} \\ V_{rq} &= R_r i_{rq} + \frac{d\varphi_{rq}}{dt} + \omega_r \varphi_{rd} \end{aligned} \quad (VI.19)$$

En remplaçant dans l'équation précédente les flux rotoriques par (VI.18), on obtient :

$$\begin{aligned} V_{rd} &= R_r i_{rd} + L_r \sigma \frac{di_{rd}}{dt} - \omega_r L_r \sigma i_{rq} \\ V_{rq} &= R_r i_{rq} + L_r \sigma \frac{di_{rq}}{dt} - \omega_r L_r \sigma i_{rd} + \omega_r \frac{L_m V_{sq}}{L_s \omega_s} \end{aligned} \quad (VI.20)$$

En tenant compte de l'orientation de flux statorique, nous pouvons établir un modèle simplifié qui tient compte des relations entre les tensions appliquées au rotor de la MADA et les puissances active et réactive statoriques.

#### VI-4 Réglage direct des puissances active et réactive

Dans cette, nous présentons la régulation indépendante des puissances active et réactive au niveau du stator de la MADA en utilisant des régulateurs PI (Proportionnel Intégral).

### VI-4-1 Schéma bloc de la régulation

Pour réguler la MADA, nous avons mis en place une boucle de régulation sur chaque puissance avec un régulateur PI, tout en compensant les termes de perturbation qui sont présents dans l'équation (VI.20) [53], [55].

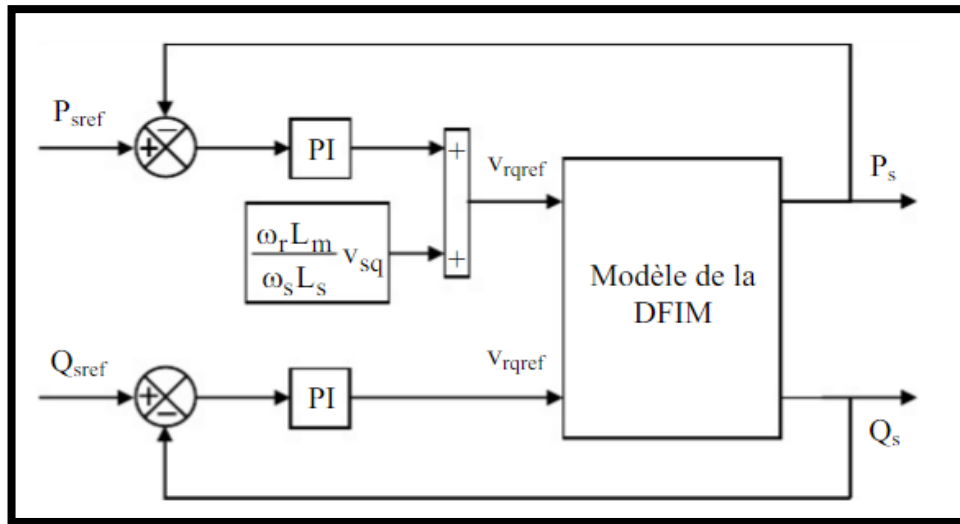


Figure VI 2 : Schéma bloc du réglage direct des puissances active et réactive

Nous négligerons les termes de couplage entre les deux axes de contrôle du fait de la faible valeur de la pulsation des courants rotoriques. Par conséquent, on obtient une commande vectorielle avec un seul régulateur pour chaque puissance, présentée sur la figure (VI 3).

### VI-4-2 Calcul des paramètres du régulateur PI

Le régulateur PI utilisé pour le réglage des puissances active et réactive, offre plusieurs avantages notamment la rapidité et la simplicité à mettre en œuvre, ainsi qu'il offre des performances acceptables à la régulation du système considéré [53]. Dans la littérature, il existe plusieurs méthodes de la conception des régulateurs PI. Dans notre travail, nous nous intéressons à la méthode de conception qui est basée sur la compensation de la constante de temps du régulateur avec celle du processus de la grandeur à réguler [54], [53].

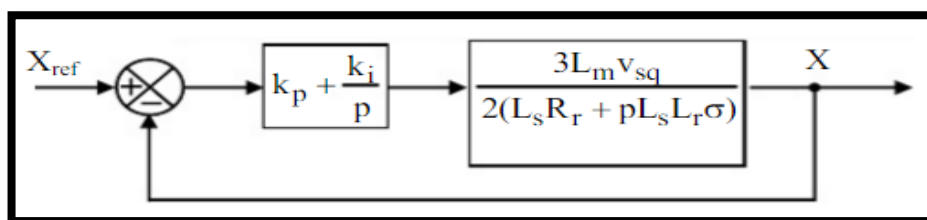


Figure VI 3 : Schéma bloc du système de régulation

La figure (5.3) montre un système de réglage de chaque puissance au niveau du stator de laMADA en boucle fermée par un régulateur PI. Dans ce cas, la fonction de transfert de chaque puissance est déduite à partir du modèle de la MADA en tenant compte de l'équation (VI.15).

La fonction de transfert en boucle ouverte (FBO) du système de régulation de la figure (VI.3) s'écrit comme suit :

$$F_{bo} = \frac{p + \frac{k_i}{k_p} \frac{3L_m V_{sq}}{2L_s L_r \sigma}}{\frac{p}{k_p} \frac{R_r}{L_r \sigma} + p} \quad (VI.21)$$

La méthode de compensation des pôles consiste à éliminer le zéro de la fonction de transfert et ceci nous conduit à l'égalité suivante :

$$\frac{k_i}{k_p} = \frac{R_r}{L_r \sigma} \quad (VI.22)$$

Notons toutefois ici que la compensation des pôles n'a d'intérêt que si les paramètres de la machine sont connus avec une certaine précision car les gains des régulateurs dépendent de ces paramètres. Si ce n'est pas le cas, la compensation est moins performante [53]. Après la compensation, on obtient la fonction FBO suivante :

$$F_{bo} = \frac{3k_p L_m V_{sq}}{2L_s L_r \sigma p} \quad (VI.23)$$

Ce qui nous donne la fonction de transfert en boucle fermée suivante :

$$F_{bf} = \frac{1}{1 + Tp} \quad (VI.24)$$

Avec :

$$T = \frac{2L_s L_r \sigma}{3k_p L_m V_{sq}}$$

T est le temps de réponse du système que l'on se fixe de l'ordre de 10 ms. Dans ce cas, les gains des régulateurs PI sont exprimés en fonction des paramètres de la machine et du temps de réponse comme suit :

$$\begin{aligned} k_p &= \frac{2L_s L_r \sigma}{3TL_m V_{sq}} \\ k_i &= \frac{2R_r L_s}{3TL_m V_{sq}} \end{aligned} \quad (VI.25)$$

#### VI-4-3 Schéma synoptique du contrôle de la MADA

La figure ci-dessous représente le schéma synoptique de la simulation, avec les paramètres de la MADA illustrés par l'annexe. La machine est connectée directement au réseau du côté statorique ; de plus, le circuit rotorique est alimenté à travers un convertisseur

matriciel contrôlé par la technique de modulation de Venturini. Les erreurs entre les puissances de références et celles mesurées au niveau du stator sont traitées par l'algorithme de commande considéré, afin de concevoir les tensions de références du rotor. Ces tensions de référence ainsi que celles à l'entrée du convertisseur matriciel sont utilisées par la technique de modulation considérée pour la synthèse des signaux de commande pour les interrupteurs bidirectionnels du convertisseur matriciel (figure VI4).

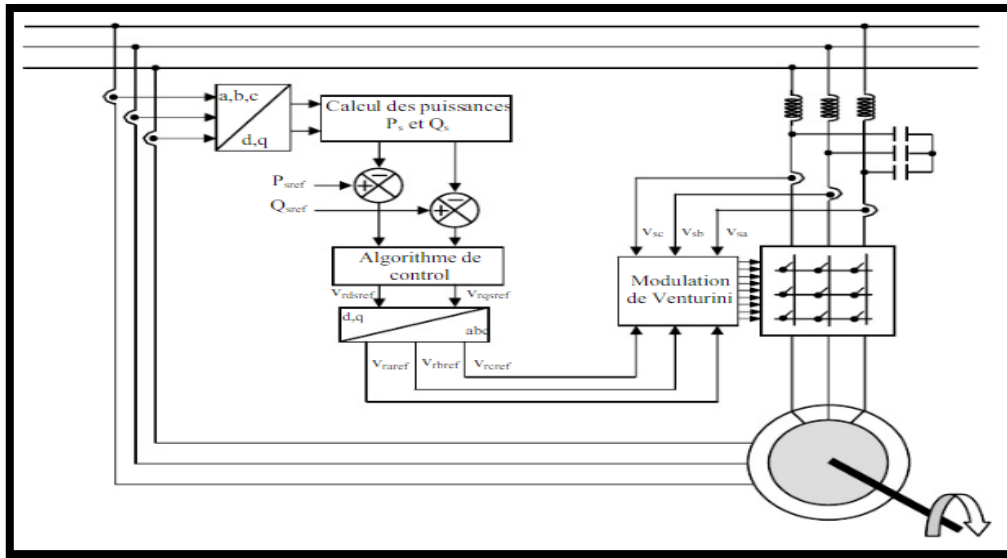


Figure VI 4: Schéma synoptique du contrôle direct des puissances active et réactive de la MADA

#### VI-4-4 Résultats de simulation et interprétations

Le système de conversion est schématisé par la figure (VI.4) sur la base de la machine asynchrone à double alimentation en mode moteur alimentée par un convertisseur matriciel. La stratégie de commande directe à base des régulateurs PI des puissances active et réactive. D'après les résultats obtenus, on constate que le contrôle direct utilisant des régulateurs PI présente un bon découplage au réglage des puissances active et réactive au niveau du stator et une bonne poursuite à leurs valeurs de références imposées dans la MADA. Cependant, cette méthode est moins performante pour un fonctionnement à vitesse variable et ceci dû à la présence de certaines perturbations aux niveaux des puissances active et réactive ainsi qu'au niveau du couple à l'instant de chaque variation de la vitesse d'entraînement et par conséquent cette méthode de contrôle est moins rependue dans les applications à vitesse variable.

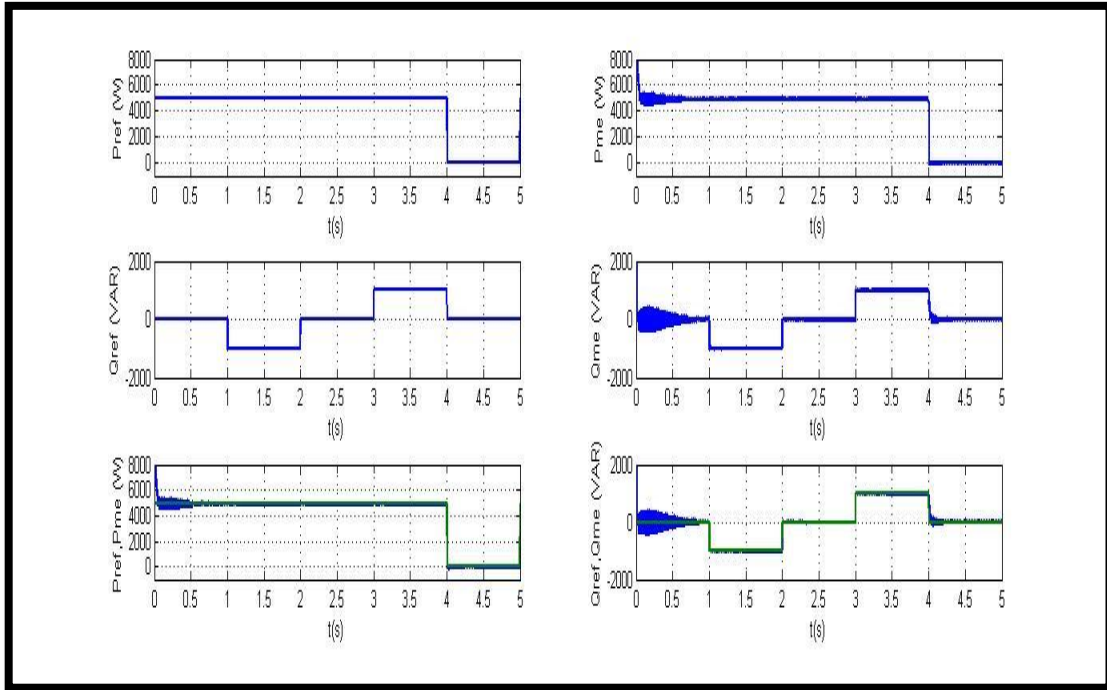


Figure VI 5: Dynamiques de variation imposée pour les puissances active et réactive mesurée et leur référence

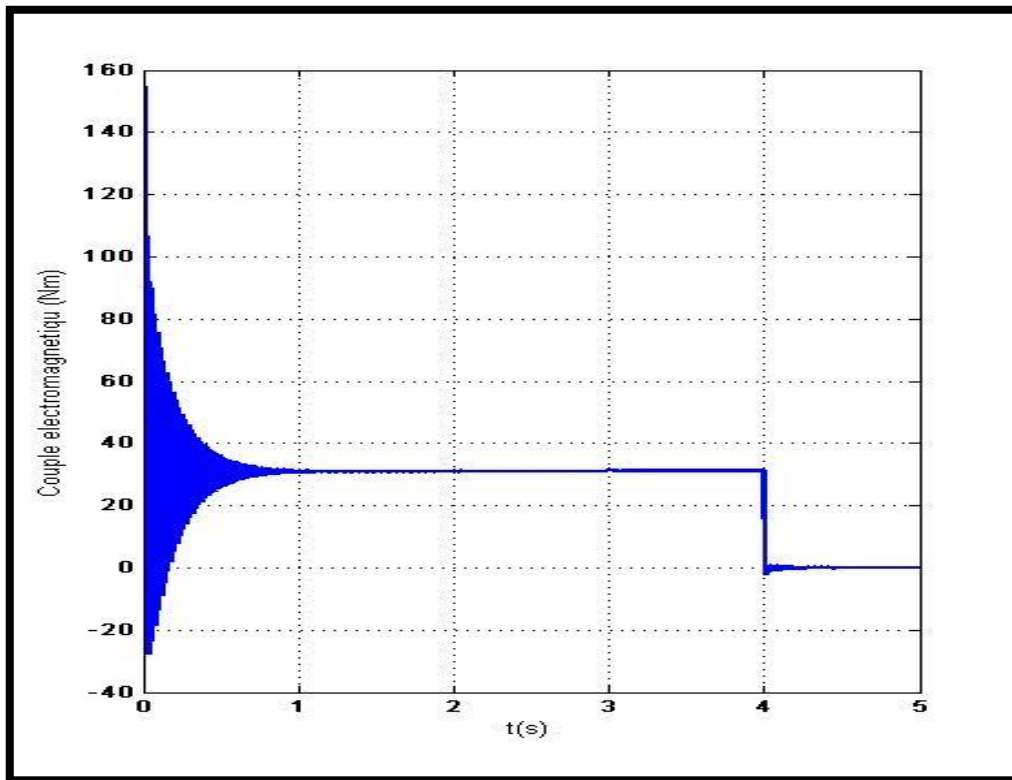


Figure VI 6: Couple électromagnétique de la MADA



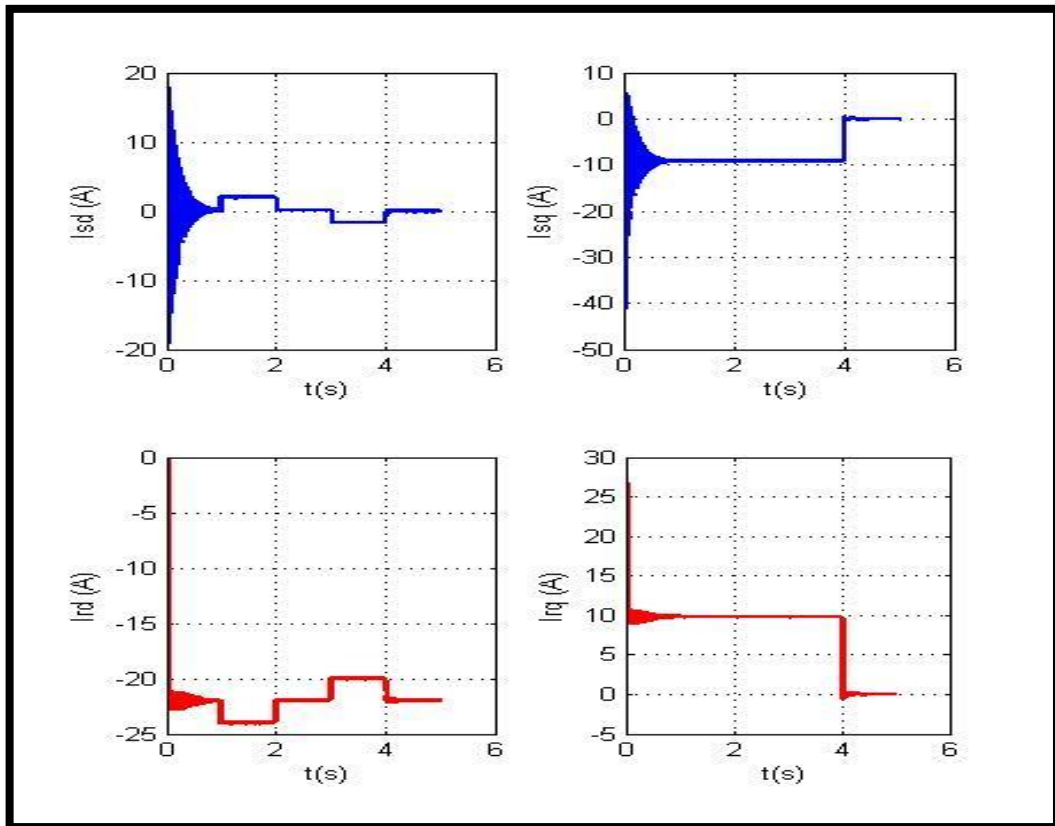


Figure VI 7 : Courants statorique et rotorique

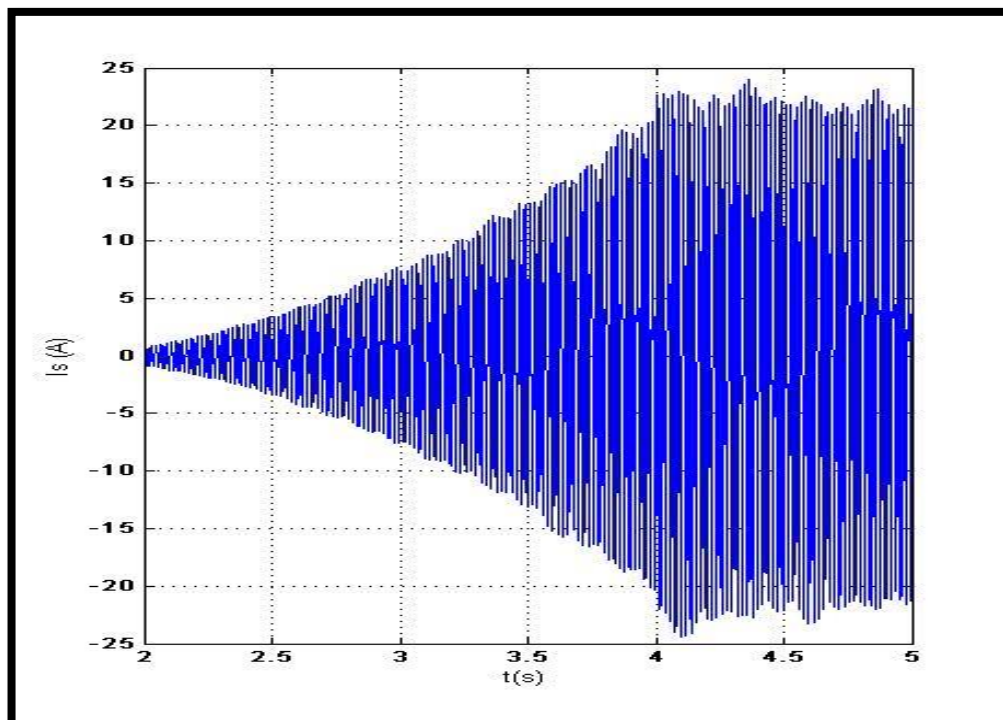


Figure VI 8 : Courant de sortie du convertisseur matriciel

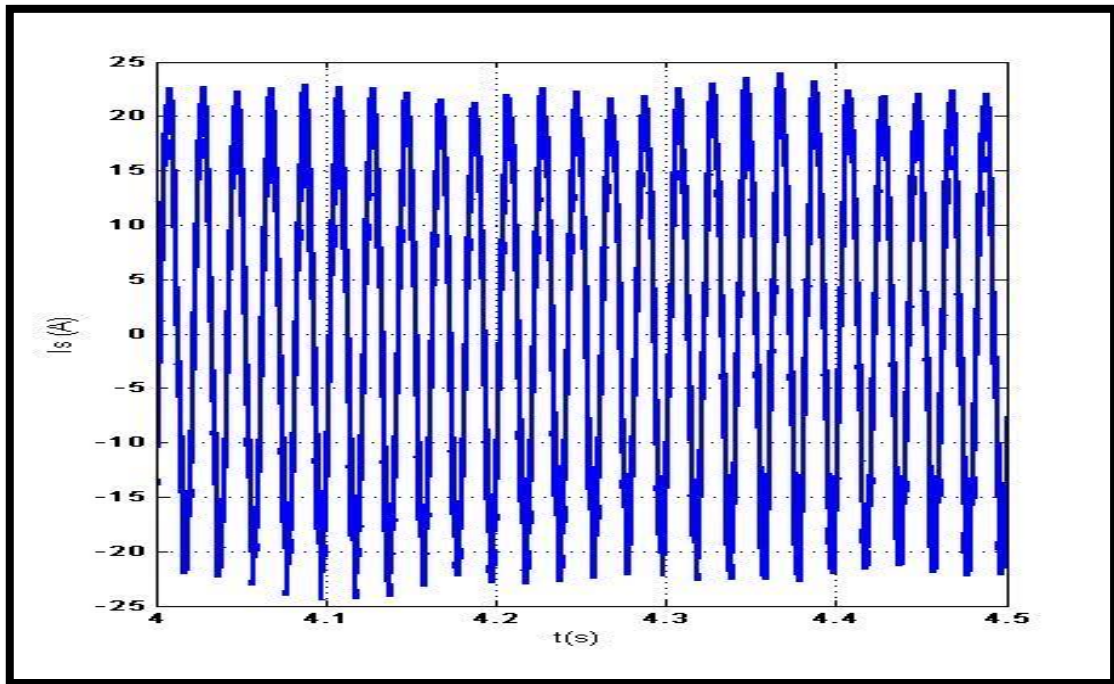


Figure VI 9 : Courant de sortie du convertisseur matriciel (zoom)

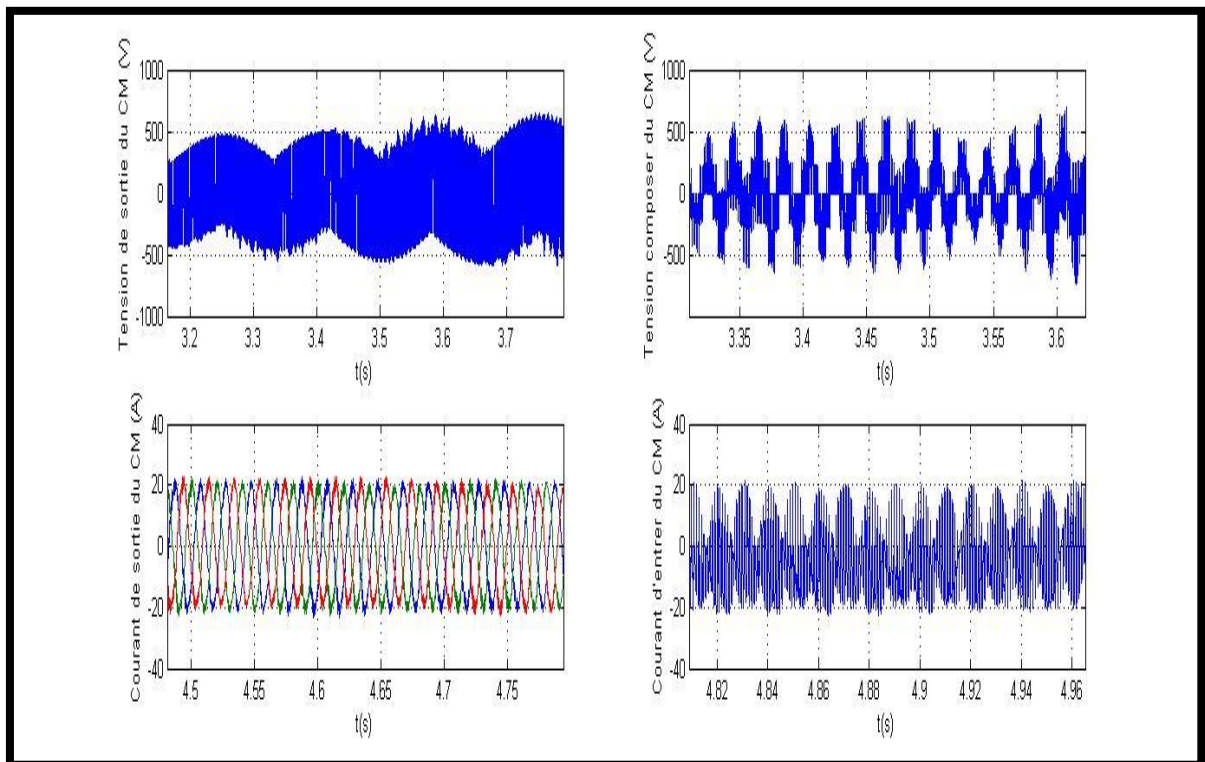


Figure VI 10 : Tension simple et composer du CM, Courant de sortie et d'entrer du CM

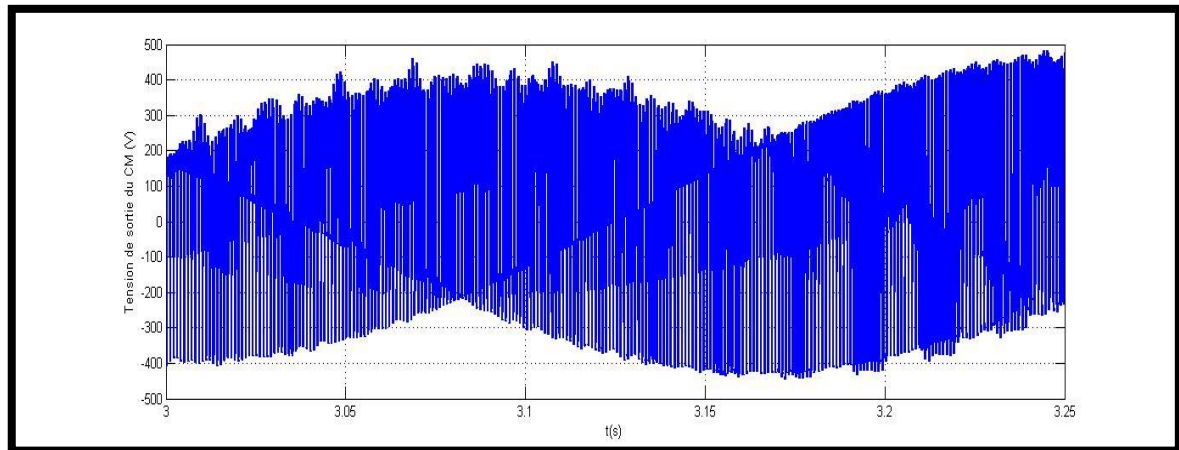


Figure VI 11 : Tension simple de sortie du CM (zoom)

### VI-5 Réglage indirect des puissances active et réactive

Cette technique consiste à synthétiser l'algorithme de contrôle à partir de l'inversement de la fonction de transfert du système à réguler [53],[56] afin d'élaborer les tensions rotoriques de référence en fonction des puissances active et réactive au niveau du stator. On cherche donc à établir les expressions des puissances active et réactive d'une part et des tensions rotoriques d'autre part en fonction des courants rotoriques tout en tenant compte le modèle mathématique de la MADA.

#### VI-5-1 Réglage avec boucle de puissance

Pour améliorer le système de contrôle précédent, nous allons introduire une boucle de régulation supplémentaire des puissances active et réactive dans le schéma bloc de telle sorte que chaque axe de régulation contient deux régulateurs PI, l'un pour contrôler la puissance et l'autre le courant rotorique (figure VI12)[55].

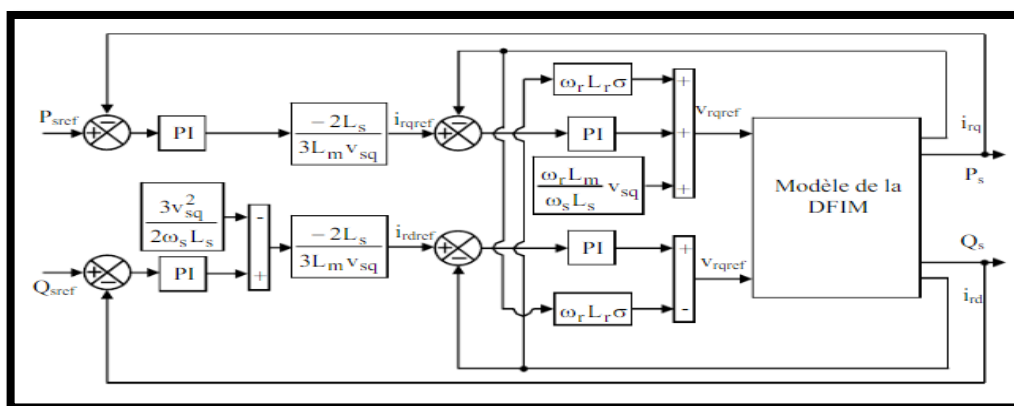


Figure VI 12: Schéma bloc du réglage indirect avec boucle de puissance

## VI-5-1-1 Calcul des paramètres du régulateur PI

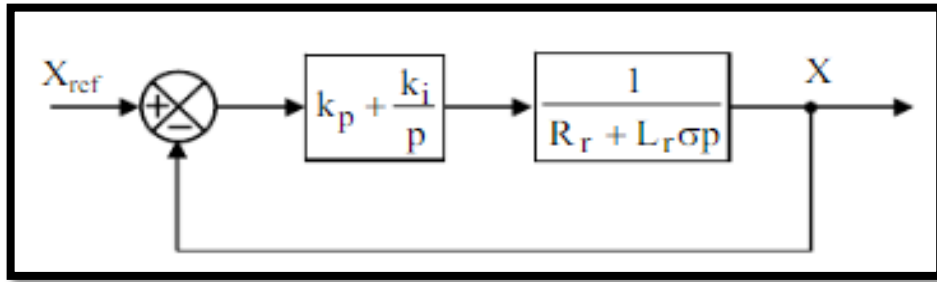


Figure VI 13: Schéma bloc du système de régulation

Les gains de régulateurs PI sont calculés de la même manière. Dans ce cas, on déduit la fonction de transfert de chaque composante du courant rotorique à partir de l'équation (VI.20) de telle sorte les termes de couplages sont ignorés. La fonction de transfert en boucle ouverte du système de régulation s'écrit comme suit :

$$F_{bo} = \frac{p + \frac{k_i}{k_p}}{\frac{p}{k_p}} \frac{\frac{1}{L_r \sigma}}{\frac{R_r}{L_r \sigma} + p} \quad (\text{VI.26})$$

En appliquant la méthode de compensation des pôles à la fonction de transfert (VI.26), on obtient l'égalité suivante :

$$\frac{k_i}{k_p} = \frac{R_r}{L_r \sigma} \quad (\text{VI.27})$$

Après la compensation, on obtient la FBO suivante :

$$F_{bo} = \frac{k_p}{L_r \sigma p} \quad (\text{VI.28})$$

Ce qui nous donne la fonction de transfert en boucle fermée suivante :

$$F_{bf} = \frac{1}{1 + T p} \quad (\text{VI.29})$$

Avec :

$$T = \frac{L_r \sigma}{k_p}$$

T est le temps de réponse du système que l'on se fixe de l'ordre de 10 ms. Dans ce cas, les gains des régulateurs PI sont exprimés en fonction des paramètres de la machine et du temps de réponse comme suit :

$$\begin{aligned} k_p &= \frac{L_r \sigma}{T} \\ k_i &= \frac{R_r}{T} \end{aligned} \quad (\text{VI.30})$$

### VI-5-2 Schéma synoptique

Le schéma synoptique du contrôle indirect des puissances active et réactive avec boucle de puissance a été déduit grâce à une légère modification de la boucle de contrôle. Dans ce cas, les erreurs entre les courants rotoriques de références et ceux mesurés sont traitées par l'algorithme de commande considéré, afin de concevoir les tensions de références du rotor. Ces tensions de référence ainsi que celles à l'entrée du convertisseur matriciel sont utilisées par la technique de modulation de Venturini pour la synthèse des signaux de commande des interrupteurs bidirectionnels du convertisseur matriciel.

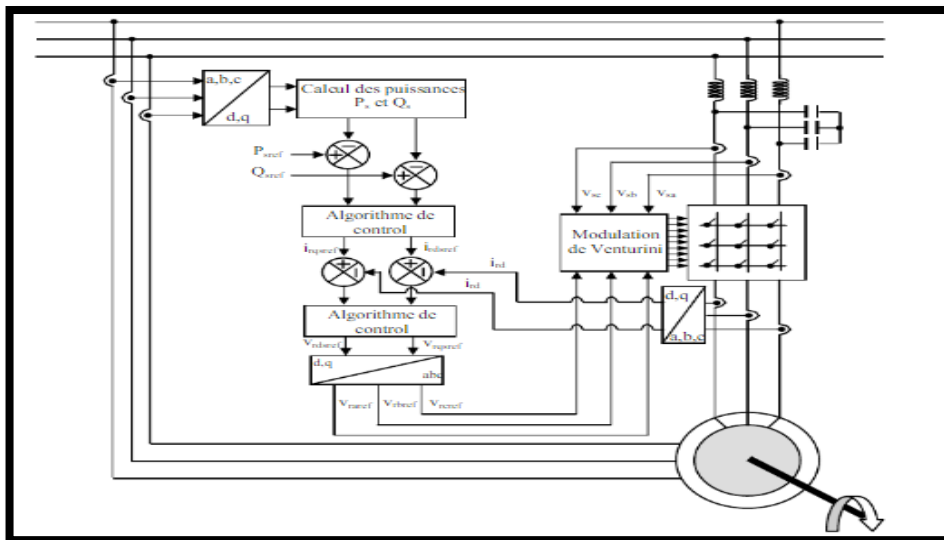


Figure VI 14: Schéma synoptique du contrôle indirect avec boucle de puissance

### VI-5-2 Résultats de simulation et interprétations

Pour évaluer et tester la technique de contrôle indirect des puissances active et réactive par des régulateurs PI, une étude de simulation a été effectuée sous l'environnement MATLAB. Dans ce cas, les gains des régulateurs PI sont calculés par la même méthode.

Dans cette section, on est amené à représenter toutes les figures de simulation qui nous permettent d'évaluer les performances apportées par le système de réglage considéré pour un fonctionnement à vitesse variable, vu que les figures représentées dans les sections précédentes sont insuffisante pour évaluer ce type de contrôle.

#### Pour un fonctionnement à vitesse variable

Dans le cas d'un fonctionnement à vitesse variable, le contrôle indirect des puissances actives et réactives avec la boucle de puissance offre presque les mêmes performances en termes de découplage et de réponse aux consignes de références que celui à vitesse constante

à l'exception des puissances active et réactive du rotor qui présentent une différence remarquable et ceci est dû à la dépendance de ces puissances au glissement. C'est-à-dire que la variation de la vitesse d'entraînement de la machine entraîne également une variation de la puissance. D'après les résultats obtenus dans cette section, on peut conclure que ce type de contrôle est plus performant que le contrôle direct en termes d'un fonctionnement à vitesse variable, vu que ce dernier est capable d'assurer un contrôle découplé des puissances active et réactive quelle que soit la vitesse d'entraînement. De plus, il permet de pouvoir limiter simplement les courants rotoriques de la machine en introduisant des limiteurs dans la boucle des courants.

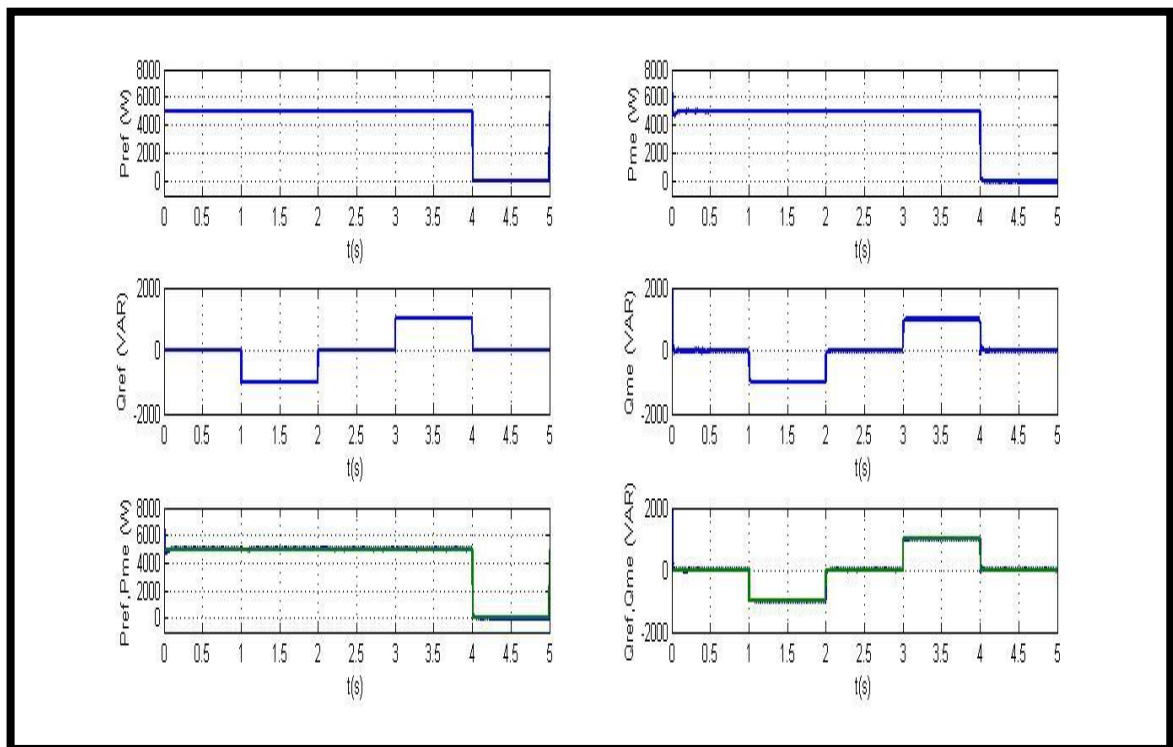


Figure VI 15: Puissances active et réactive du stator référence et mesurée

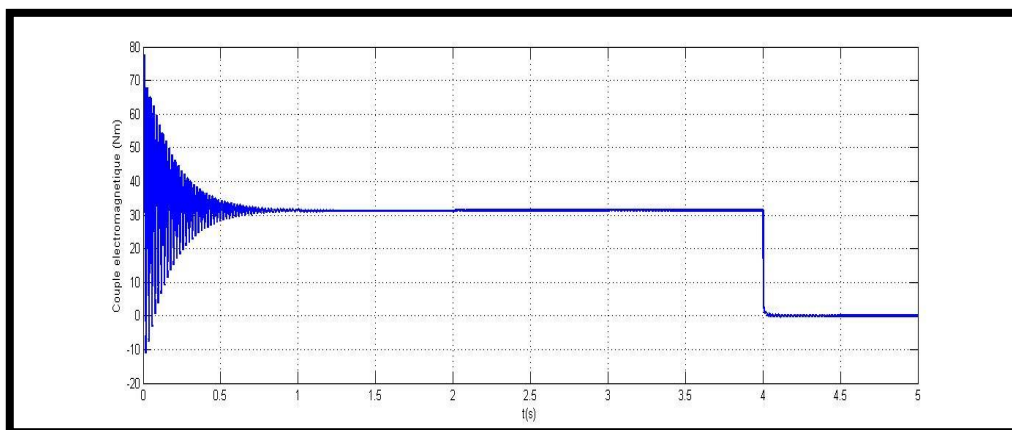


Figure VI 16: Couple développé et Vitesse d'entraînement par la MADA

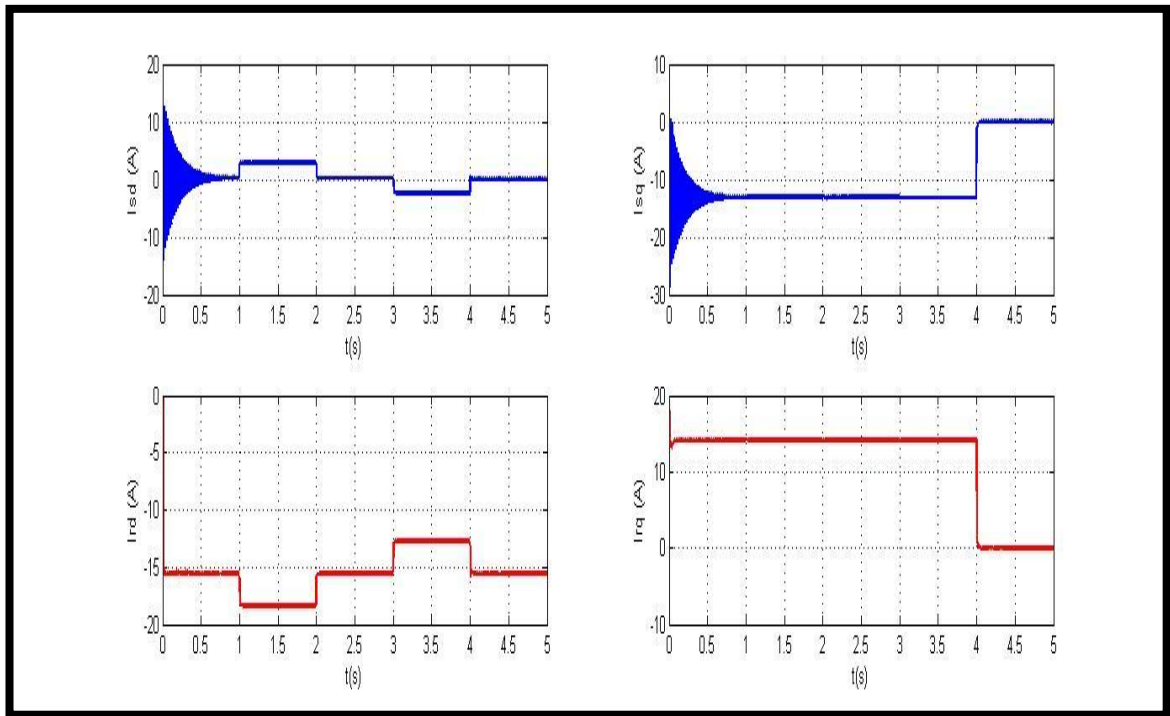


Figure VI 17: Courants statorique et rotorique dans le référentiel (dq)

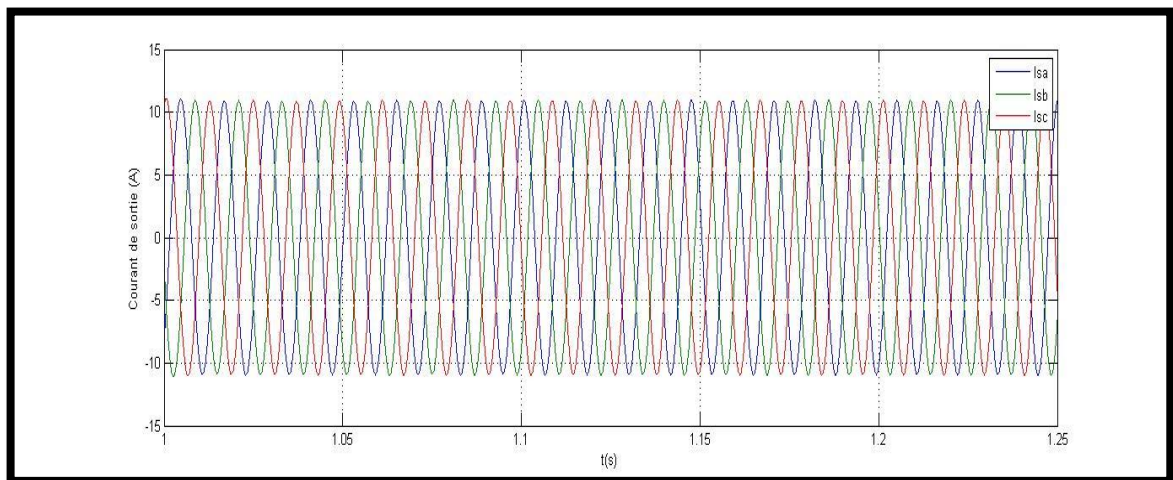


Figure VI 18: Courants statorique dans le référentiel (abc) (Zoom)

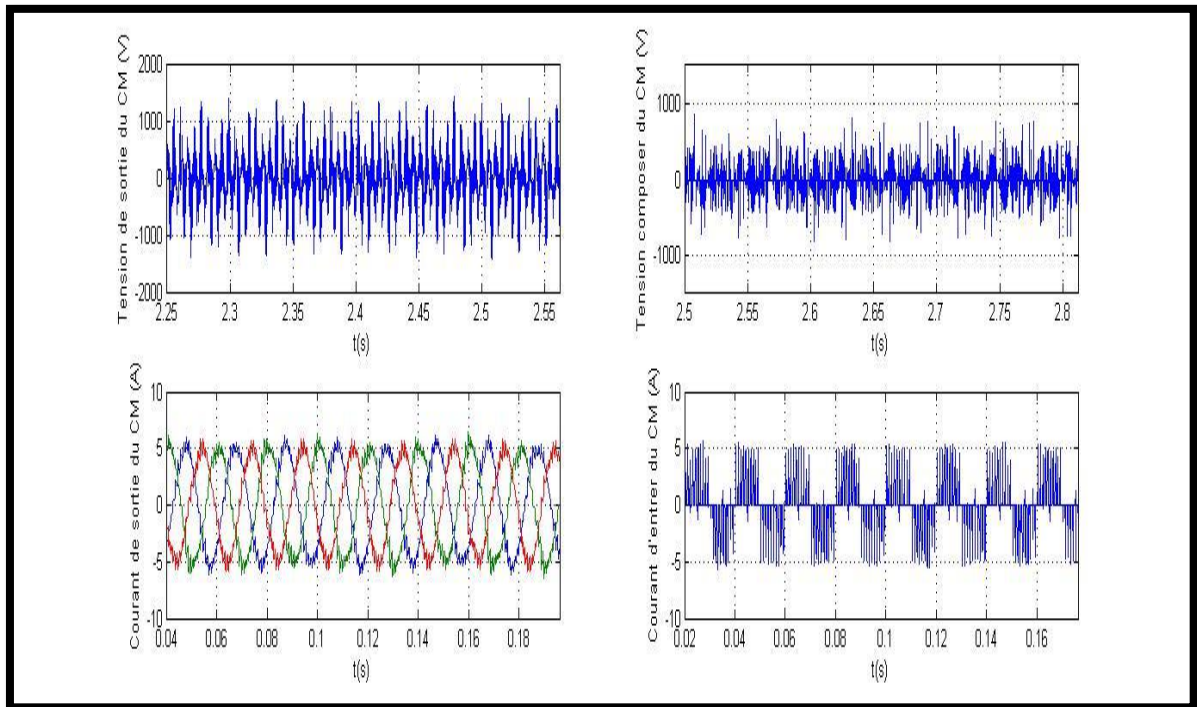


Figure VI 19 : Tension simple et composer du CM, Courant de sortie et d'entrer du CM

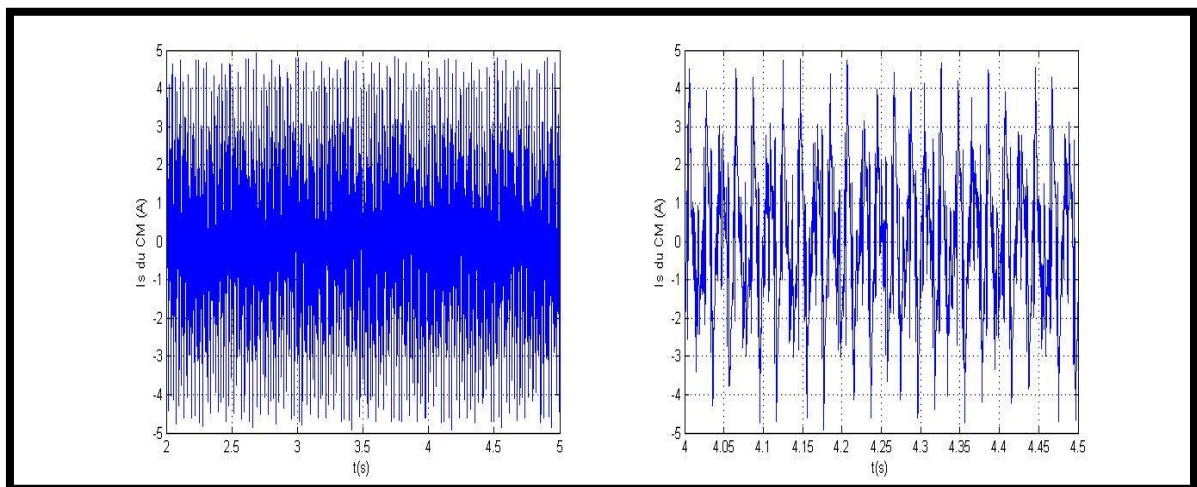


Figure VI 20 : Courant de sortie du CM (Zoom)



**VI-6 Conclusion**

Dans ce chapitre, nous avons évalué et examiné par simulation les performances et la robustesse des différents systèmes de régulations des puissances active et réactive au niveau du stator de la MADA en mode moteur pour un fonctionnement à vitesse constante et variable. D'après les résultats obtenus, nous avons constaté que la méthode directe de réglage des puissances présente la simplicité à mettre en œuvre, ainsi que de hautes performances dans le cas d'un fonctionnement à vitesse constante. D'autre part, la méthode indirecte avec boucle de puissance permet d'obtenir un système de réglage performant et robuste pour un fonctionnement à vitesse variable de la DFIM, ainsi qu'elle présente l'avantage de contrôler les courants rotoriques ce qui permet d'assurer la protection de la MADA en limitant les courants. Cette dernière, permette d'avoir un fonctionnement optimal du système de conversion électrique en minimisant les éventuels soucis liés aux variations des paramètres. Cependant, elle présente une complexité à mettre en œuvre. L'utilisation de la technique de modulation de Venturini pour le contrôle du convertisseur matriciel a permis d'obtenir des courants parfaitement sinusoïdaux sans conséquence de la pollution du réseau.