

III-1 INTRODUCTION

Dans le but de faire traduire les performances de la machine à courant continu à excitation séparée à la machine asynchrone ; *Blaschke* (1971) et *Hasse* ont proposé une méthode de contrôle vectoriel de la machine asynchrone. Et dans ce sens, la commande vectorielle dite aussi ‘commande à flux orienté’ devient d’une importance majeure puisqu’elle résout les problèmes du couplage des variables de la machine [1]. Dans ce type de commande, le flux et le couple sont deux variables qui sont découplées et commandées indépendamment.

Tous les travaux de recherches effectués sur ce sujet utilisent deux méthodes principales :

- ◆ Méthode directe développée par *Blaschke*.
- ◆ Méthode indirecte développée par *Hasse*.

Plusieurs techniques, ont été présentées dans la littérature, que l’on peut classer :

- ◆ suivant la source d’énergie :
 - ◆ Commande en tension.
 - ◆ Commande en courant.
- ◆ suivant l’orientation du repère (d, q) :
 - ◆ Le flux rotorique.
 - ◆ Le flux statorique.
 - ◆ Le flux de l’entrefer.
- ◆ suivant la détermination de la position du flux :
 - ◆ Directe par mesure ou observation de vecteur flux (module, phase).
 - ◆ Indirecte par contrôle de la fréquence de glissement.

Dans notre cas, nous nous intéressons à une commande en tension avec orientation du flux statorique suivant le repère (d-q).

III-2 GENERALITES SUR LA COMMANDE PAR FLUX ORIENTE

Les machines à courant continu (*MCC*) occupent encore de nos jours la majeure partie du marché de la variation de vitesse et de la robotique. On utilise les machines à excitation série pour la traction électrique et à excitation séparée pour la robotique.

Ces dernières ont une qualité intrinsèque : elles permettent un contrôle séparé du flux et du couple.

$$C_e = k\psi_f I_a = k' I_a I_f$$

Avec :

♦ ψ_f flux imposé par le courant d'excitation I_f (indépendant de I_a si la réaction d'induit est négligeable).

♦ I_a courant induit.

À flux constant, le couple peut être régulé par I_a .

La production du couple et la création de flux sont indépendants. Nous avons l'objectif d'un pilotage vectoriel [2].

La commande vectorielle dont sa théorie est développée à pour but de donner à la machine à induction (même la machine synchrone) les mêmes performances que la MCC à excitation indépendante dont le couple est régi par le courant I_a et I_f le courant inducteur pour la commande de flux. Ce mode est étendu par la commande vectorielle (flux orienté) à la machine à induction en cas général [10].

III-3 PRINCIPE DE LA COMMANDE VECTORIELLE

Dans ce type de commande, la machine est contrôlée d'une façon analogue à la machine à courant continu à excitation séparée. Cette analogie est représentée par la figure (III-1). Le courant i_{rd} est analogue au courant d'excitation, tandis que le courant i_{rq} est analogue au courant d'induit. Par conséquent, les deux composantes i_{rd} et i_{rq} sont mutuellement découplées.

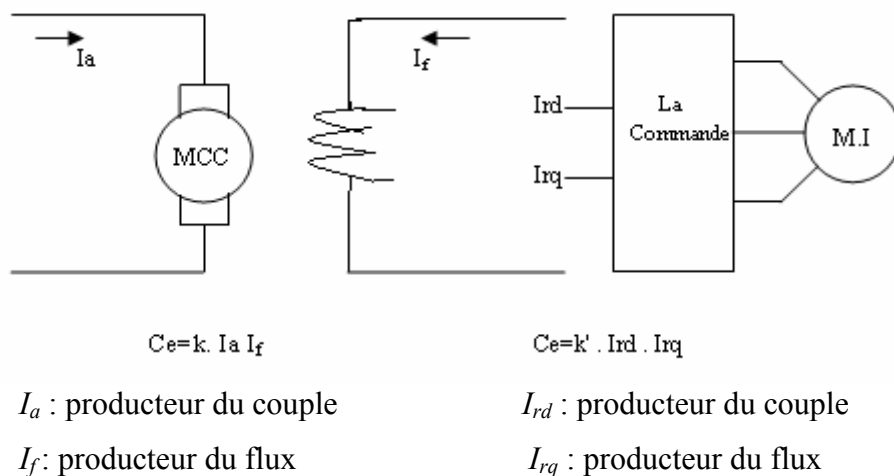


Fig. (III.1). Analogie entre la machine à courant continu et la machine asynchrone.

III-3-1 Choix de référentiel adéquat [10]

Il existe trois types de commandes de telle façon que l'axe 'd' soit confondu avec l'axe du flux qui peut être :

- ♦ Flux rotorique : $\psi_{rd} = \psi_r$
- ♦ Flux statorique : $\psi_{sd} = \psi_s$ (comme notre cas)
- ♦ Flux d'entrefer : $\psi_{gd} = \psi_g$

Le flux peut être représenté sous la figure (III.02)

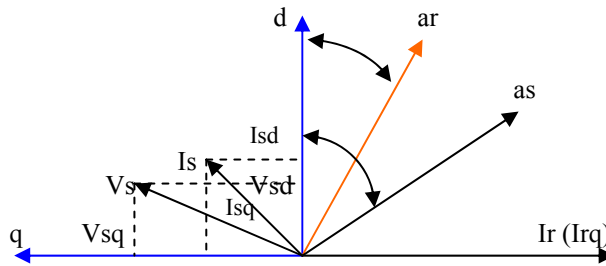


Fig. (III.2). Orientation du flux statorique, rotorique et d'entrefer.

III-3-2 Commande vectorielle par orientation du flux statorique

La machine asynchrone est un système multi-variable régi par des équations différentielles. L'utilisation de la transformation de *Park* par le changement des repères, sous certain hypothèses, permet de simplifier ces équations et donc d'appréhender une meilleure compréhension des comportements physiques de la machine [11].

Dans notre cas, nous nous intéressons à l'orientation du flux statorique :

où $\psi_{sd} = \psi_s, \psi_{sq} = 0$, alors :

$$\psi_{sq} = L_s i_{sq} + M i_{rq} = 0 \quad \text{impose} \quad i_{sq} = \frac{-M}{L_s} i_{rq} \quad (\text{III-01})$$

En introduisant l'équation (III-01) dans l'expression du flux ψ_{rq}

$$\psi_{rq} = L_r i_{rq} + M i_{sq} \quad (\text{III-02})$$

On obtient : $\psi_{rq} = \sigma L_r i_{rq}$

$$C_e = p \frac{M}{L_s} \psi_s i_{rq} \quad (\text{III-03})$$

$$\psi_{rd} = L_s i_{sd} + M i_{rd} \quad \text{impose que } \psi_r = M i_{rd} (i_{ds} = 0)$$

En introduisant l'expression du flux dans l'expression (III-03) on obtient :

$$C_e = k_t i_{rd} i_{rq} \quad (\text{III-04})$$

$$\text{Avec } k_t = \frac{pM^2}{L_s}$$

L'expression (III-04) est analogue à celle du couple d'une machine à courant continu. Ceci permet d'obtenir une commande vectorielle découplée où la composante i_{rq} contrôle le couple et le flux ψ_s étant imposé par la composante i_{rd} .

III-4 REPRESENTATION DES EQUATIONS LIEES AU FLUX STATORIQUE

Les tensions liées au flux statorique –selon les axes d et q- peuvent être représentées comme suites :

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\psi_{sd}}{dt} - \omega_s \psi_{sq} \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\psi_{sq}}{dt} + \omega_s \psi_{sd} \\ V_{rd} = R_r i_{rd} + \frac{d\psi_{rd}}{dt} - (\omega_s - \omega) \psi_{rq} \\ V_{rq} = R_r i_{rq} + \frac{d\psi_{rq}}{dt} + (\omega_s - \omega) \psi_{rd} \end{cases} \quad (\text{III-05})$$

Puisque $\psi_{sd} = \psi_s$, $\psi_{sq} = 0$, on peut écrire les équations suivantes :

$$\frac{d\psi_s}{dt} = \frac{-1}{T_s} \psi_s + \frac{M}{T_s} i_{rd} + V_{sd} \quad (\text{III-06})$$

$$\frac{d\psi_{sq}}{dt} = 0 = -\omega_s \psi_s + \frac{M}{T_s} i_{rq} + V_{sq} \quad (\text{III-07})$$

D'après les équations (III-05), (III-06) et (III-07), on peut déduire les équations de commande telle que :

$$\frac{V_{rd}}{\sigma L_r} = \frac{di_{rd}}{dt} + \frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_r} + \frac{M^2}{L_s L_r T_s} \right) i_{rd} + \frac{M}{\sigma L_r L_s} V_{sd} - \frac{M}{\sigma L_r L_s T_s} \psi_s - \omega_r i_{rq} \quad (\text{III-08})$$

$$\frac{V_{rq}}{\sigma L_r} = \frac{di_{rq}}{dt} + \frac{1}{\sigma} \left(\frac{1}{T_r} + \frac{M^2}{L_s L_r T_s} \right) i_{rq} + \frac{M}{\sigma L_r L_s} V_{sq} - \frac{M}{\sigma L_r L_s} \psi_s \omega_s + \omega_r i_{rd} \quad (\text{III-09})$$

$$i_{rd} = \frac{\psi_s^*}{M} \quad (\text{III-10})$$

D'après l'équation (III-07), on peut tirer ω_s :

$$\frac{d\theta_s}{dt} = \omega_s = \frac{1}{\psi_s} \left(\frac{M}{T_s} i_{rq} + V_{sq} \right) \quad (\text{III-11})$$

Et d'après l'équation (III-03), on tire le courant i_{rq} :

$$i_{rq} = \frac{L_s C_e^*}{p M \psi_s^*} \quad (\text{III-12})$$

III-5 LA COMMANDE VECTORIELLE DIRECTE ET INDIRECTE

Dans la commande vectorielle directe on effectue une régulation du flux qui nécessite la connaissance de celui-ci, alors que dans la commande vectorielle indirecte, on s'affranchit de la connaissance de ce flux en faisant quelque approximation [5].

III-5-1 Commande vectorielle directe

Ce mode de contrôle est ainsi appelé par ce qu'une régulation du flux statorique ψ_s est introduite par une boucle de contre réaction nécessitant la mesure ou l'estimation de ses variation. Dans son essence, la commande directe doit être réalisée par la mesure du flux. Cependant c'est la deuxième solution (estimation du flux statorique) qui est généralement retenue puisque la mesure du flux nécessite l'utilisation des capteurs placés dans l'entrefer de la machine, opération généralement délicate à réaliser [4].

La méthode directe a l'avantage de prendre beaucoup moins les variation de paramètres de la machine [1].

III-5-2 Commande vectorielle indirecte

Comme la vitesse est mesurée, il est donc aisé de faire sa régulation par contre-réaction en utilisant un régulateur PI. La méthode indirecte est plus facile à implanter, mais elle est fortement dépendante des variations des paramètres de la machine due à la saturation magnétique et à la variation de la température surtout pour la constante de temps rotorique T_r [1].

D'après les équations (III-10), (III-12) met en évidence le courant I_{rd} producteur de flux et le courant I_{rq} producteur le couple. Cela offre la possibilité de contrôler la machine.

III-5-3 Bloc de défluxage

Les opérations toutes vitesse caractérisant le fonctionnement de la MADA sont réalisées par un bloc de défluxage Fig. (III-3).

Ce dernier est défini par la non-linearité suivante :

$$\psi_s = \psi_{nom} \quad \text{pour} \quad |\Omega| \leq \Omega_{nom}$$

$$\psi_s = \psi_{nom} \frac{\Omega_{nom}}{|\Omega|} \quad \text{pour} \quad |\Omega| \geq \Omega_{nom}$$

Avec :

Ω_{nom} : vitesse nominale.

ψ_{nom} : flux statorique nominale.

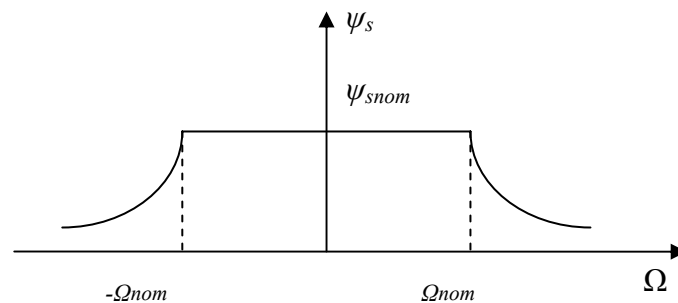


Fig. (III.3) profil du flux statorique de consigne (défluxage).

III-6 LA REGULATION

Pour réguler les courants I_{rd} et I_{rq} , on utilise deux régulateurs de type PI et une troisième régulation est éventuellement envisagée pour la régulation de la vitesse.

En règle générale, un système bouclé doit répondre rapidement aux variations de sa consigne et compenser rapidement les perturbations.

Le temps de réaction est bien entendu en relation étroite avec l'inertie propre du processus.

Toutes les régulations, qui seront utilisées dans notre travail, seront de type PI dont la forme est donnée par la relation :

$$G_{PI}(S) = k_p + \frac{k_I}{S}$$

Avec :

k_p : coefficient de proportionnalité

k_I : coefficient d'intégration

Les termes (e_d^* , e_q^*) représentent les forces électromotrices de compensation que l'on doit ajouter à la sortie de chaque régulateur.

(U_d^* , U_q^*), représentent les f.e.m de compensation qui permettent le découplage de régulation du courant I_{rd} et le courant I_{rq} .

D'après le système d'équations (III-08), (III-09) on obtient :

$$U_d^* = R_r i_{rd} + \sigma L_r \frac{di_{rd}}{dt} \quad (III-13)$$

$$U_q^* = \left(R_r + \frac{M^2}{L_s T_s} \right) i_{rq} + \sigma L_r \frac{di_{rq}}{dt} \quad (III-14)$$

$$e_d^* = \sigma L_r \omega_r i_{rq} \quad (III-15)$$

$$V_{r1} = e_d - \frac{M}{L_s} V_{sd} \quad (III-16)$$

$$e_q^* = \left[\sigma L_r \omega_s - \left(\frac{M^2}{L_s} + \sigma L_r \right) \omega \right] i_{rd} \quad (III-17)$$

$$V_{r2} = e_q - \frac{M}{L_s} V_{sq} \quad (\text{III-18})$$

Le modèle que nous allons utiliser pour la compensation est donc donné par la figure (III-4).

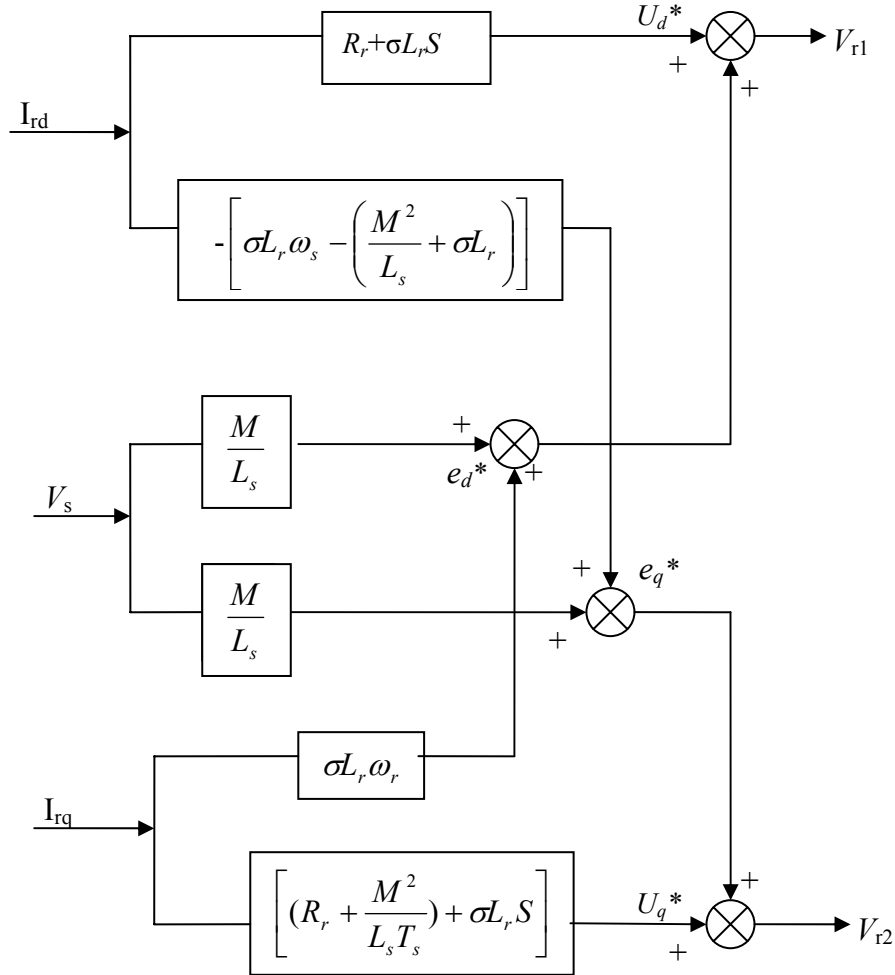


Fig. (III-4) schéma de compensation.

III-6-1 Calcul des régulateurs

III-6-1-a Régulateur du courant I_{rd}

Il prend en entrée le courant I_{rd}^* de référence et sa mesure. Il agit sur la tension de référence U_{rd}^* pour réguler ce courant à une valeur constante, c'est garantir un flux statorique constant.

Le schéma bloc de la régulation du courant I_{rd}^* est représenté par la figure (III-5). La fonction de transfert est donnée par l'équation suivante :

$$\frac{I_{rd}^*}{U_{rd}^*} = \frac{1}{R_r + \sigma T_r S} \quad (III-19)$$

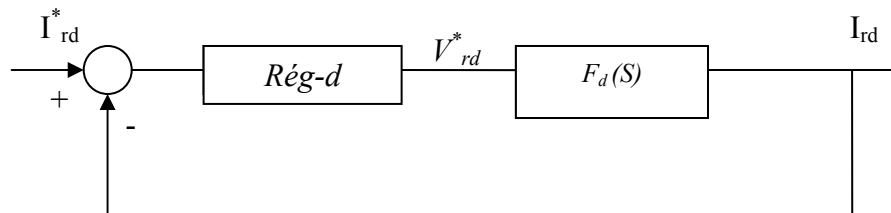


Fig. (III-5) schéma de régulation du courant I_{rd}^* .

$$Rég-d = k_d \frac{1 + \sigma T_r S}{S}$$

On aura :

$$F.T.B.O = k_d \frac{1 + \sigma T_r S}{S} F_d(S) = \frac{k_d^*}{S} = K \quad (III-20)$$

$$\text{Avec: } F_d(S) = \frac{\frac{1}{R_r}}{1 + \sigma T_r S}$$

$$F.T.B.F = \frac{K}{1 + K} = \frac{\frac{k_d^*}{S}}{1 + \frac{k_d^*}{S}} = \frac{1}{1 + \frac{1}{k_d^*} S} = \frac{1}{1 + \tau_1 S} \quad (III-21)$$

$$\text{On choisi : } \tau_1 = \sigma T_r = \frac{1}{k_d^*} = \frac{R_r}{k_d} \Rightarrow k_d = \frac{R_r}{\sigma T_r}$$

III-6-1-β Régulateur de I_{rq} :

Il prend en entrée le courant I_{rq}^* de référence et sa mesure. Il agit sur la tension de référence U_{rq}^* pour ajuster le courant I_{rq} .

La régulation du courant I_{rq} est représentée par la figure (III-6).

La fonction de transfert est donnée par l'équation suivant :

$$\frac{I_{rq}^*}{U_{rq}^*} = \frac{1}{N + \sigma L_r S} = \frac{1/N}{1 + \tau_2 S} \quad (\text{III-22})$$

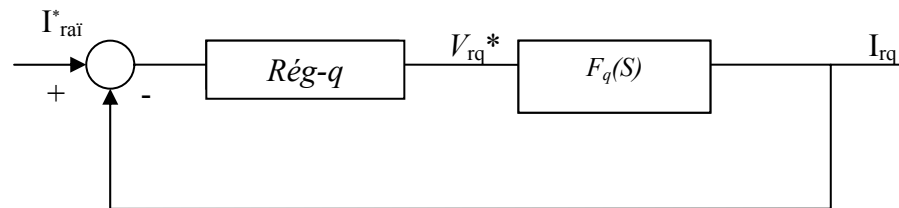


Fig. (III-6) schéma de régulation du courant I_{rq}^* .

$$\text{Avec : } N = R_r + \frac{M^2}{L_s T_s} \quad ; \quad \tau_2 = \frac{\sigma L_r L_s T_s}{R_r L_s T_s + M^2}$$

La fonction de transfert en boucle ouverte est donnée par :

$$F.T.B.O = k_q \frac{(1 + \tau_2 S)}{S} F_q(S) = \frac{k_q^*}{S} = T \quad (\text{III-23})$$

$$\text{Avec : } F_q(S) = \frac{1/N}{1 + \tau_2 S}$$

La fonction de transfert en boucle fermée est donnée par :

$$F.T.B.F = \frac{T}{T + 1} \frac{k_q^*}{k_q^* + S} = \frac{1}{1 + \frac{1}{k_q^*} S} = \frac{1}{1 + \tau S} \quad (\text{III-24})$$

$$\text{Avec : } \tau = \frac{1}{k_q^*}$$

$$Rég-q = \frac{N}{\sigma L_r} \frac{1 + \tau_2 S}{S}$$

III-6-1-γ Calcul de Régulation de vitesse

Il prend en entrée la vitesse de référence et la vitesse mesurée. Il agit sur le couple pour réguler la vitesse.

La figure (III-7) illustre le système de régulation de vitesse

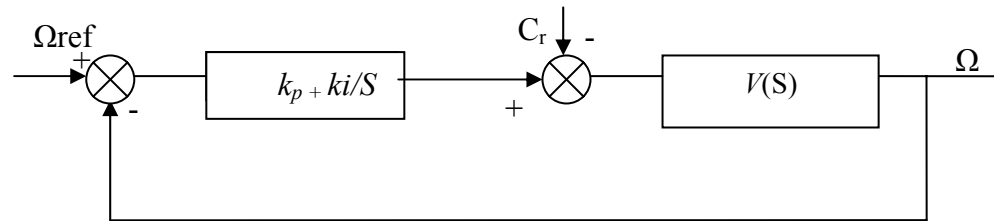


Fig. (III-7) Schéma de régulation de vitesse.

Avec : $V(S) = \frac{1}{JS + f}$

On a : $k_p + \frac{k_i}{S} = k_i \frac{(1 + \tau S)}{S}$, $\tau = \frac{k_p}{k_i}$ (III-25)

$$\frac{\Omega(S)}{\Omega_{ref}(S)} = \frac{1}{\frac{J}{k_i} S^2 + \tau S + 1}$$

En comparant l'équation caractéristique de la fonction de transfert avec la forme standard on obtient :

$$\frac{k_i}{J} = \omega_0^2 \quad , \quad \tau = \frac{2\xi}{\omega_0}$$

Avec ξ : Coefficient d'amortissement

Pour un amortissement critique $\xi = 1$ on trouve :

$$k_i = \frac{4J}{\tau^2} \quad , \quad k_p = k_i \tau$$

On peut utiliser un filtre d'équation $\frac{1}{1 + \tau S}$ pour éliminer les dépassements qui apparaissent dans la vitesse ω_r .

III-7 SCHEMA DE SIMULATION

La figure (III-8) représente la structure sous MATLAB /SIMULINK de la commande vectorielle indirecte par orientation du flux statorique d'une machine asynchrone à double alimentation (MADA) sans onduleur où le stator est alimenté au réseau.

La figure (III-9) représente la structure de la commande vectorielle de la MADA avec onduleur alimentant le rotor.

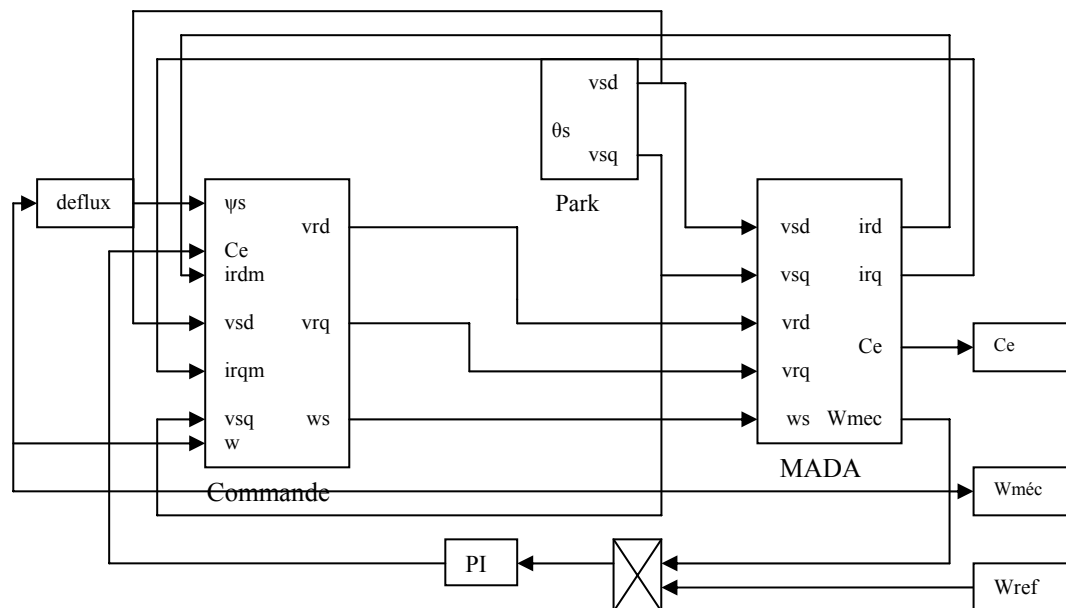


Fig. (III-8) Schéma bloc de la commande vectorielle indirecte de la MADA sans MLI.

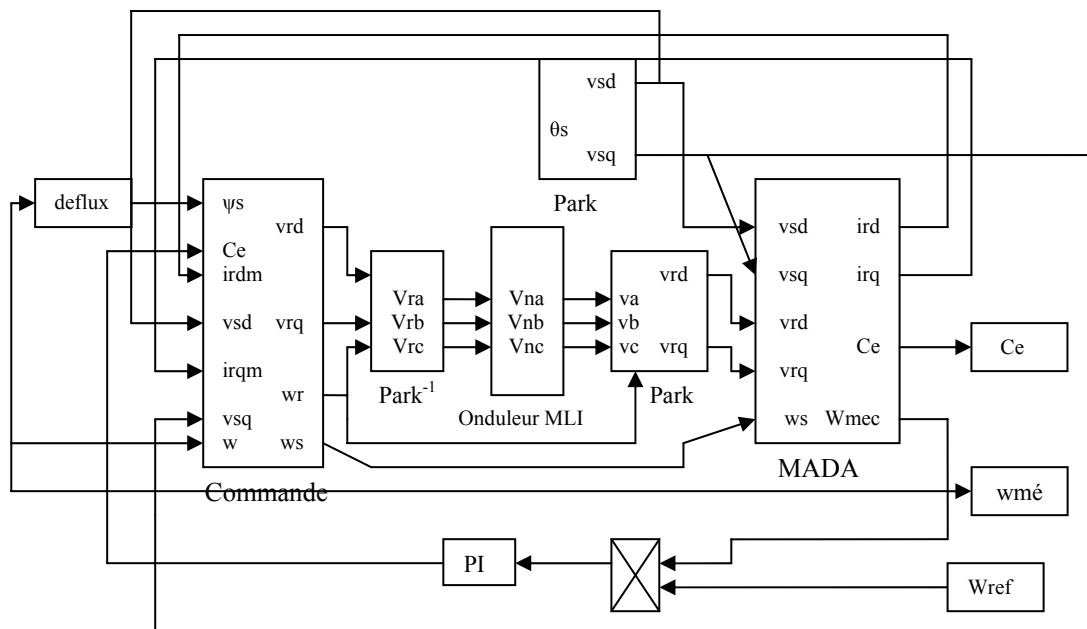


Fig. (III-9) Schéma bloc de la commande vectorielle indirecte de la MADA avec MLI.

III-8 RESULTATS DE SIMULATION

Les figures suivantes représentent la réponse de système (vitesse, couple, flux et courants) selon deux cas :

- ♦ Avec onduleur MLI.
- ♦ Sans onduleur MLI.

III-8-1 Démarrage à vide

Afin de montrer le découplage entre le couple électromagnétique et le flux statorique, on a vu l'intérêt de simuler tout d'abord un démarrage à vide de la MADA sans onduleur et avec onduleur.

Les figures (III-10) et (III-11) représentent le démarrage à vide de la MADA avec et sans onduleur. D'après ces résultats de simulation, on remarque que le découplage existe.

Nous constatons également que l'allure du couple électromagnétique est pratiquement la même pour les deux cas, avec et sans onduleur, le temps de réponse de la vitesse est conservé.

On remarque aussi que il existe une phase d'initialisation du flux statorique. Après la phase d'initialisation, nous constatons que la valeur de la composante ψ_{sq} devient pratiquement nulle.

III-8-2 Démarrage sous charge nominale

Les figures (III-12) et (III-13) illustrent un fonctionnement en charge après un démarrage à vide de la MADA ; (charge nominale de la MADA égal à 9N.m). En remarque que les résultats de simulation présentent une bonne stabilité.

Ceci est montré par les réponses de vitesse, du couple, de flux et des courants.

Nous constatons notamment qu'avec l'introduction de l'onduleur, les grandeurs présentent des ondulations, Ces perturbations favorisent le découplage entre les axes

"d" et "q". Alors on peut dire que la régulation est robuste car le découplage existe toujours.

III-8-3 Réglage de la vitesse par le changement de consigne

Les simulation reportées sur les figures (III-14) et (III-15) concernant un échelon de vitesse en régime nominal de 0 à 157 rad/s puis l'application d'un couple de charge nominale 9N.m à l'instant $t = 2s$ et en fin, un changement de consigne de 157 rad/s (1500tr/mn) à 130rad/s (1240tr/mn) à $t = 3s$.

La vitesse suit la référence sans dépassement pour les deux cas, avec et sans onduteur. Le flux statorique subit quelques variations supportées par le couple, pendant le changement de référence de la vitesse.

III-8-4 Test de robustesse pour variation de charge

D'après les figures (III-16) et (III-17) on remarque que le système répond directement au test de variation de la charge. Le maintien du découplage existe, les variables couple, courant, flux répondent avec succès à ce type de test. Le couple et la vitesse suivent parfaitement la consigne sans aucune erreur statique.

III-8-5 Réglage de la vitesse par l'inversion de la consigne

La figure (III-18) représente la robustesse de la MADA lors de l'inversion de la vitesse de référence à l'instant $t = 3s$.

III-9 Mise en évidence de la stabilité des équipements sur la performance du système

Le travail effectué suppose que les paramètres de la machine sont constants. Cependant, il est à signaler que dans ce type de commande la connaissance exacte de T_r et T_s est pratiquement nécessaire car elle intervient dans le modèle dynamique du flux statorique et rotorique et en cas d'imprécision sur la constante de temps statorique le découplage entre le flux et le couple ne sera plus assuré dans la commande de la machine. On dit que la réponse dynamique est affectée. Dans ce cas on va étudier la variation de la résistance rotorique et la résistance statorique.

III-9-1 La variation de la résistance statorique

Nous constatons que dans le cas où la résistance statorique est augmentée de 50% (figure III-20), la vitesse de rotation est analogue à celle obtenue en fonction avec (figure III-19).

III-9-2 La variation de la résistance rotorique

D'après la figure (III-21) on remarque lorsque la résistance rotorique augmente, la vitesse de rotation est obtenue sans dépassement.

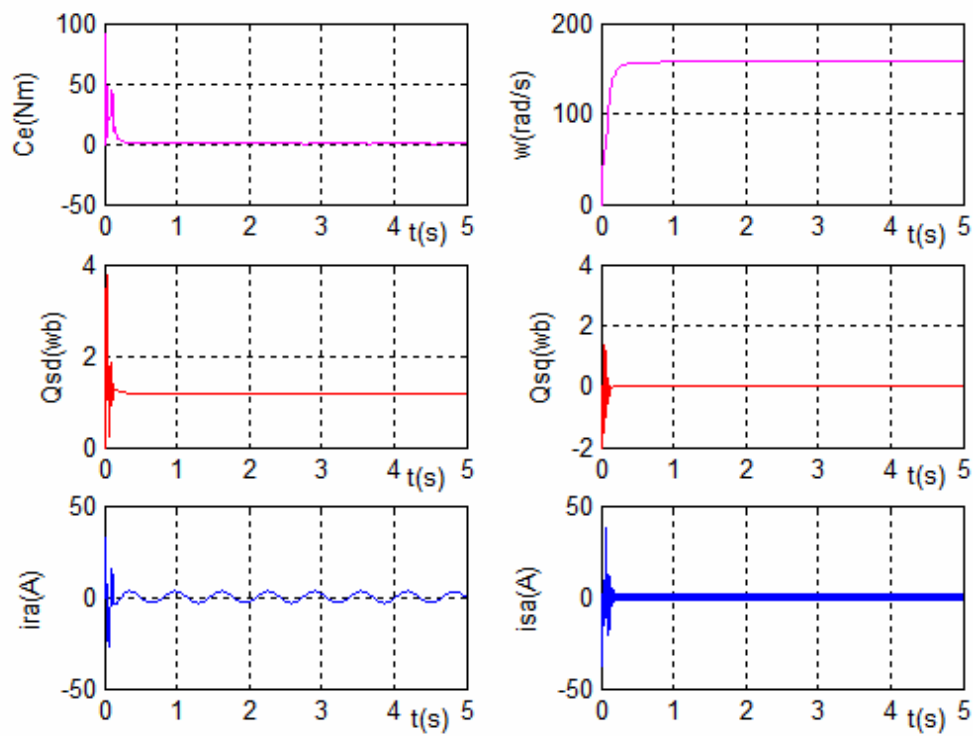


Figure (III-10) Démarrage à vide de la MADA sans MLI.

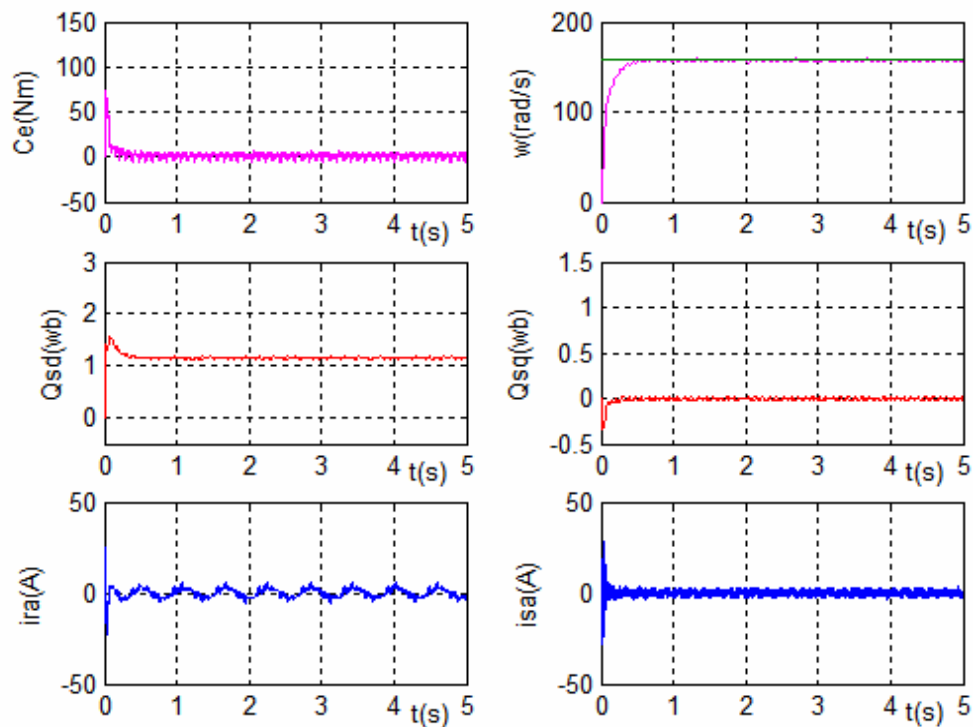


Figure (III-11) Démarrage à vide de la MADA avec MLI

($L=6 \cdot 10^{-4} H$, $R=2 \cdot 10^{-3} \Omega$ avec le filtre).

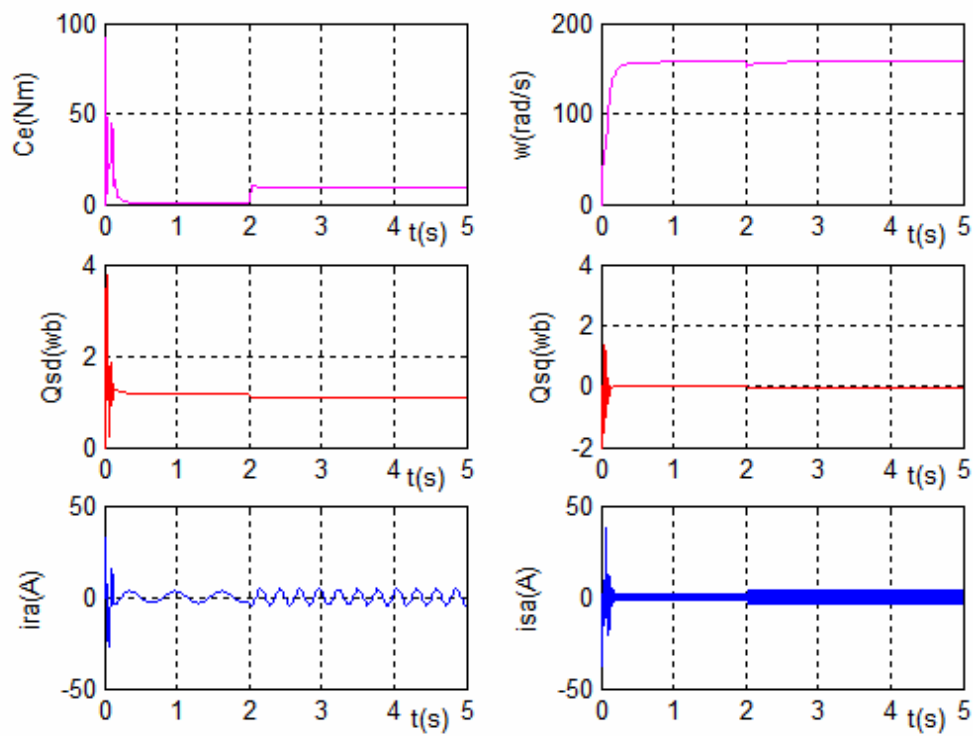


Figure (III-12) Démarrage en charge de la MADA sans MLI.

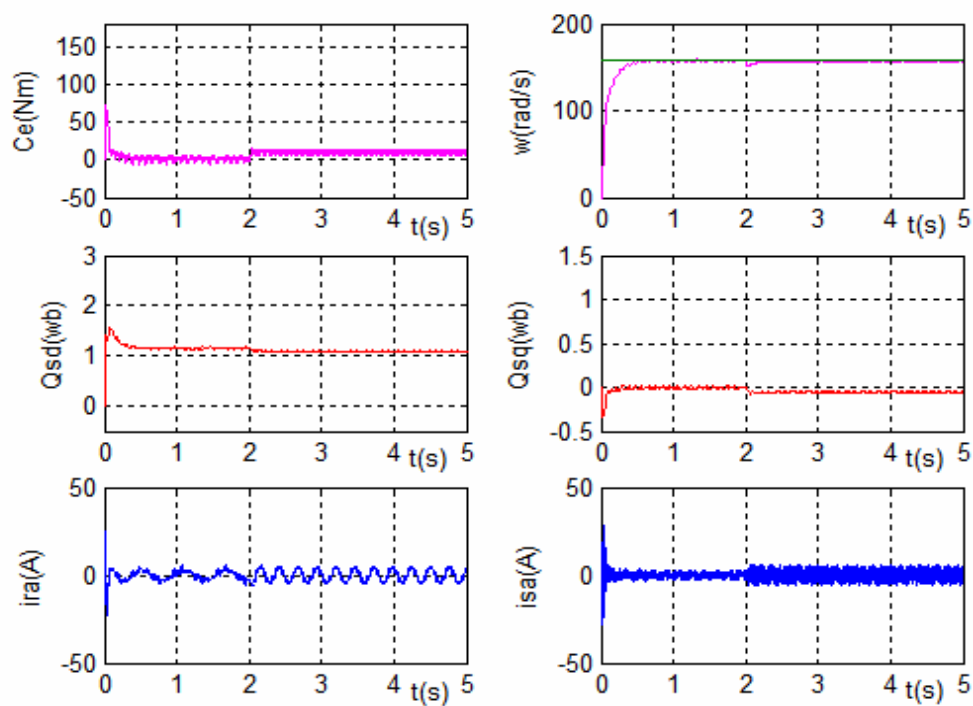


Figure (III-13) Démarrage en charge de la MADA avec MLI

($L=6 \cdot 10^{-4} H$, $R=2 \cdot 10^{-3} \Omega$ pour le filtre).

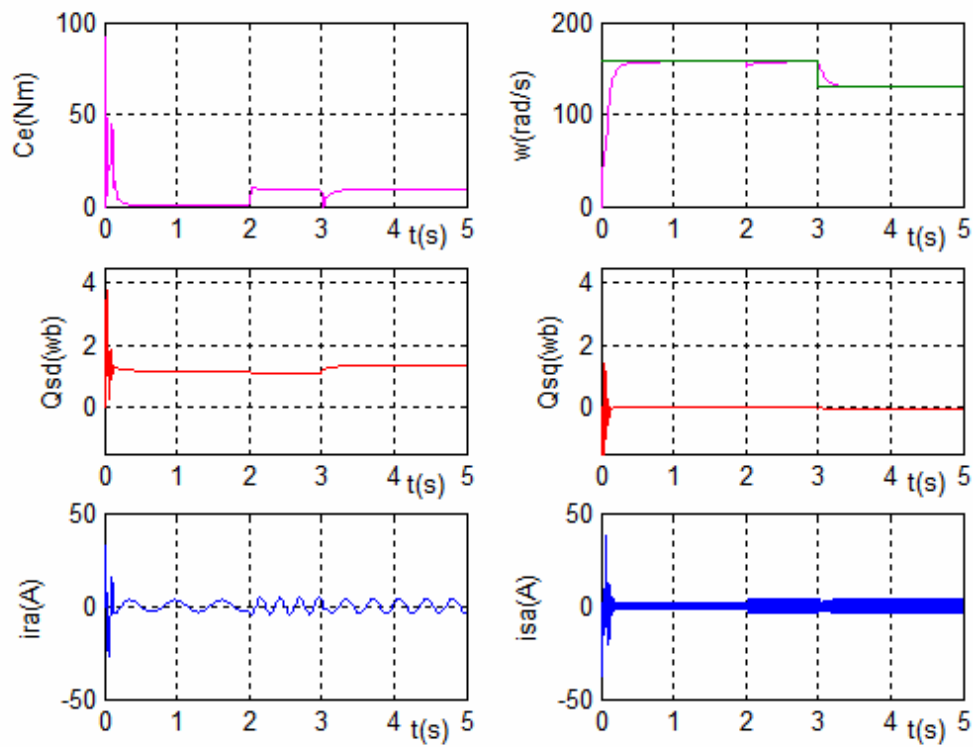


Figure (III-14) Réglage de la vitesse de la MADA sans MLI

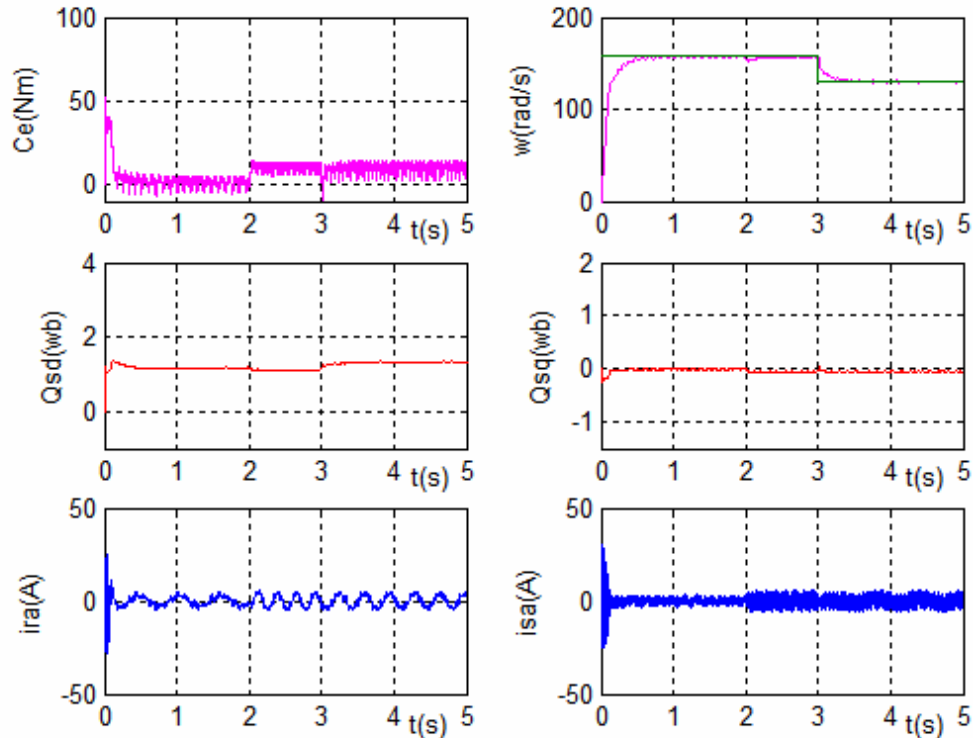


Figure (III-15) Réglage de la vitesse de la MADA avec MLI.

($L=6 \cdot 10^{-4} H$, $R=2 \cdot 10^{-3} \Omega$ pour le filtre).

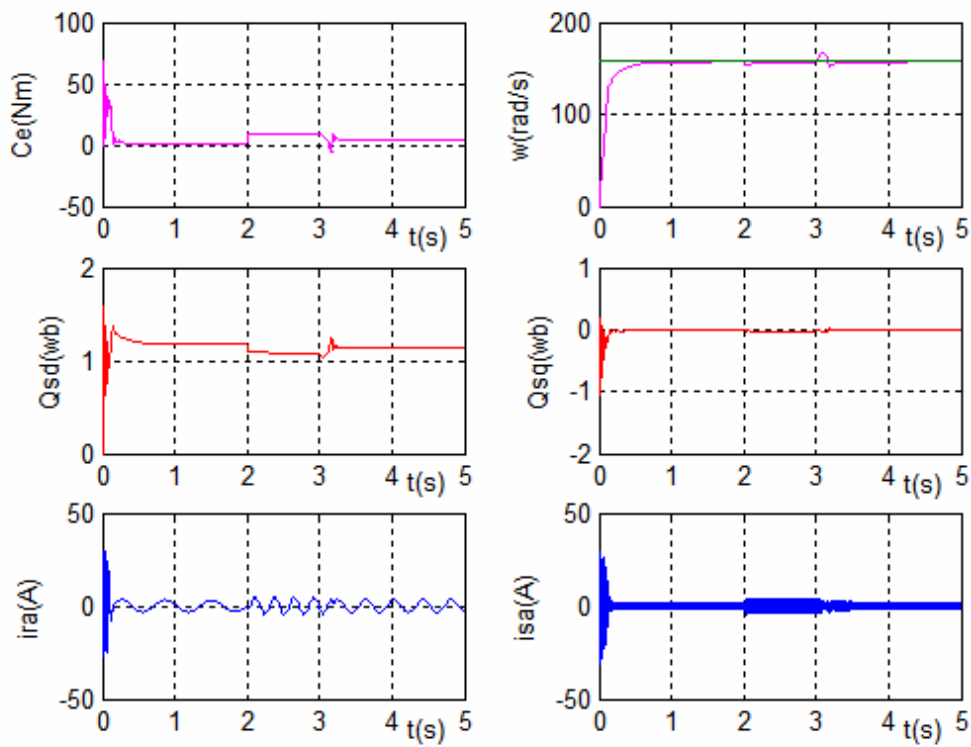


Figure (III-16) Test de robustesse pour la variation de la charge sans MLI

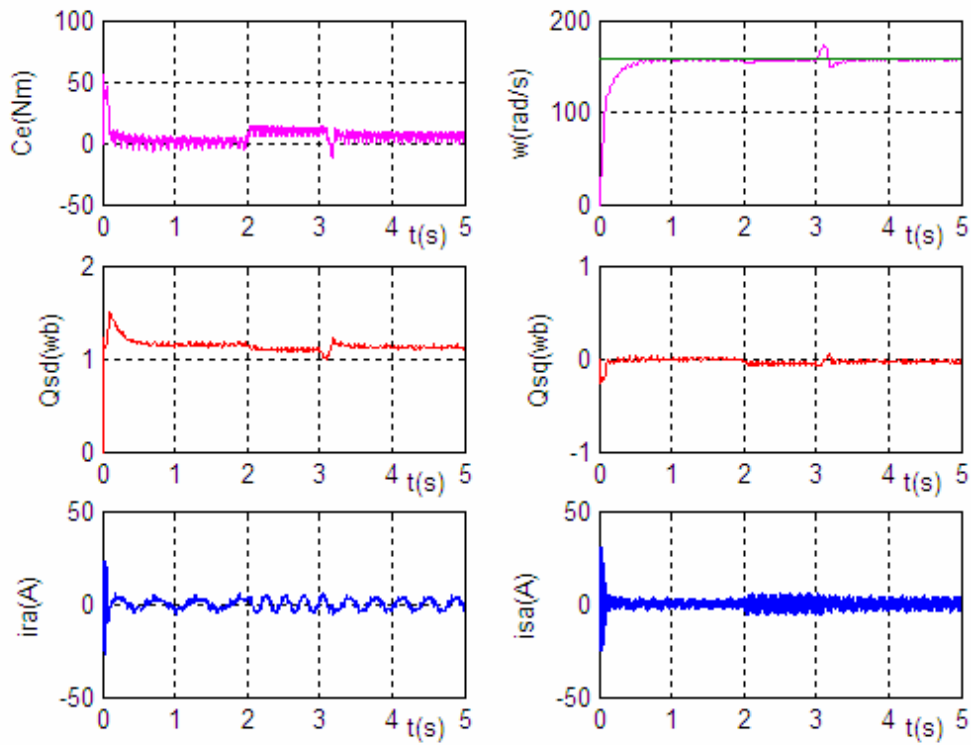


Figure (III-17) Test de robustesse pour la variation de la charge avec MLI

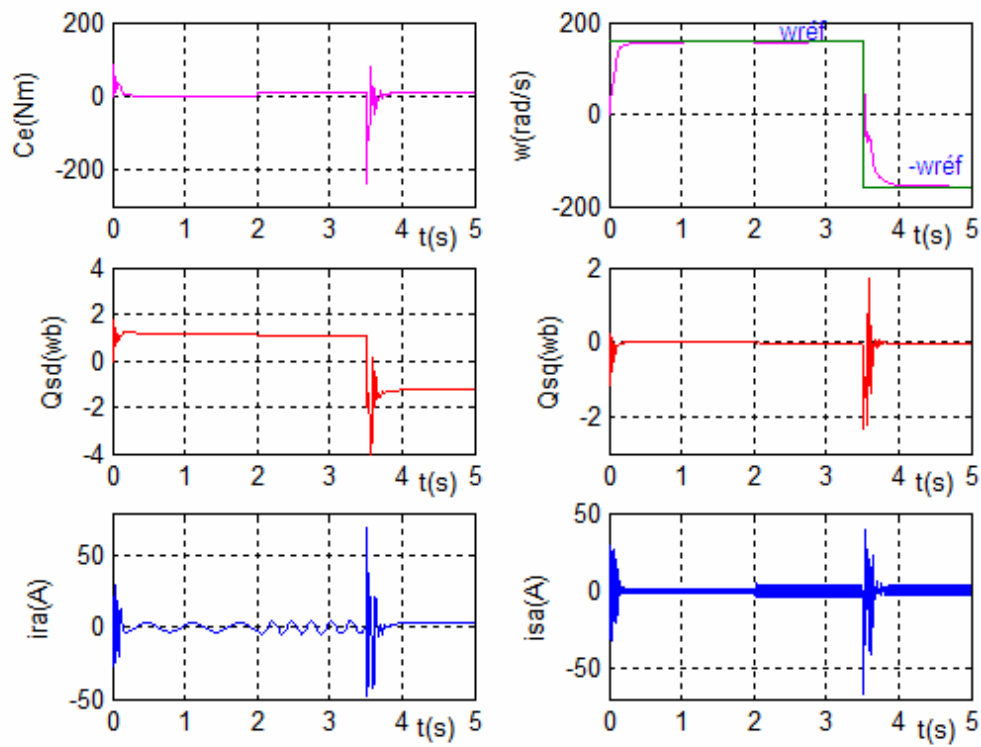


Figure (III-18) Réglage de la vitesse lors de l'inversion de consigne.

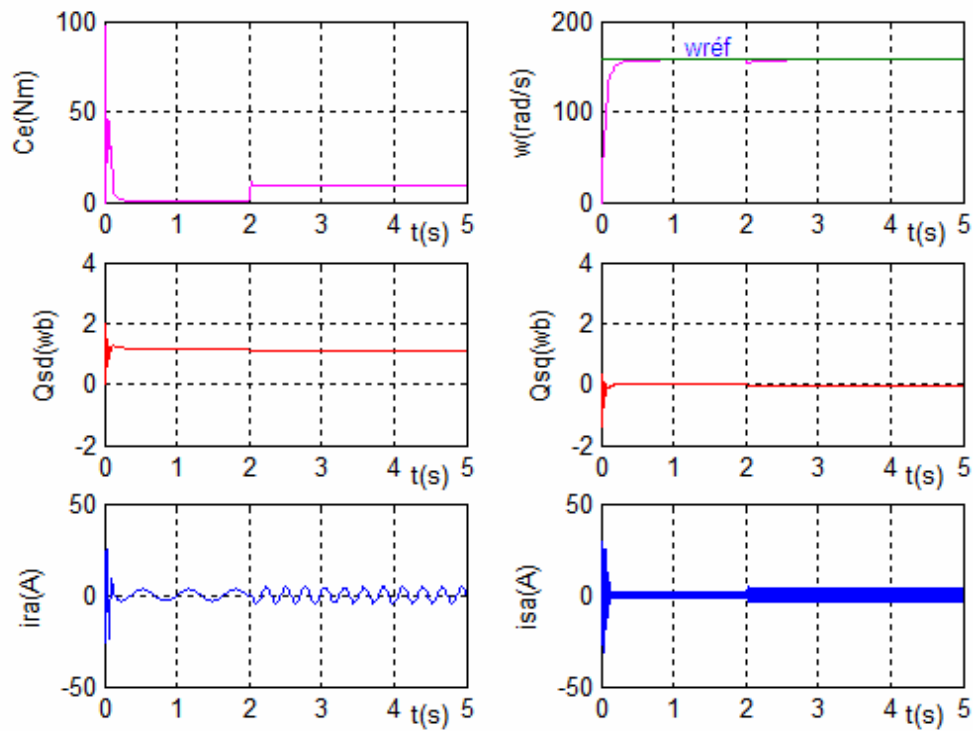


Figure (III-19) Fonctionnement nominal de la MADA

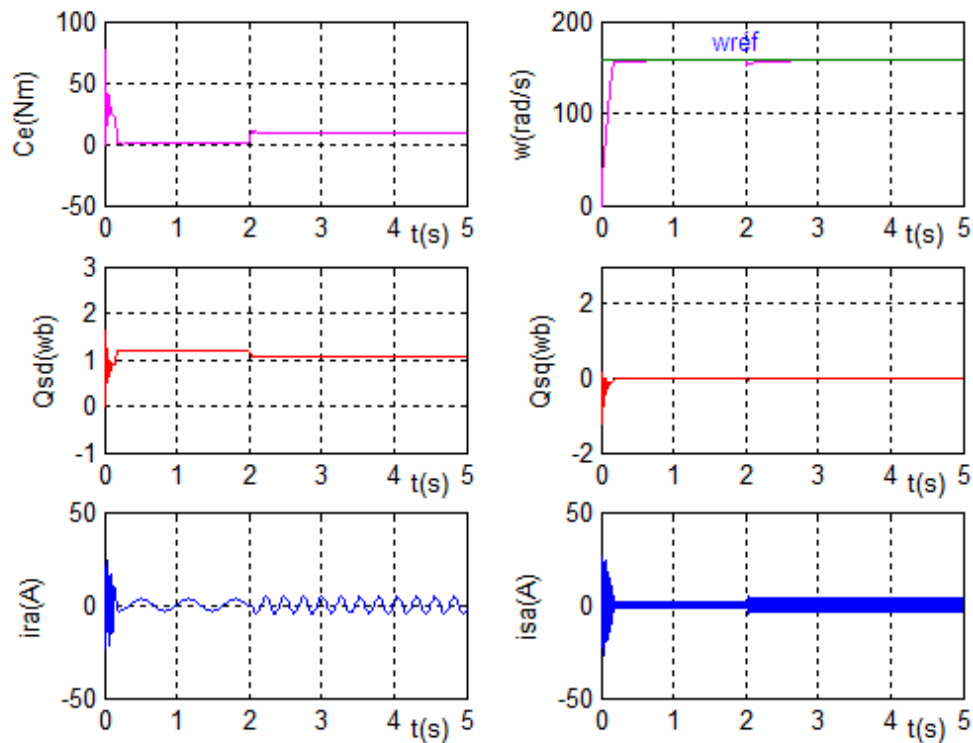


Figure (III-20) Réponse du système à une variation de +50% de R_s .

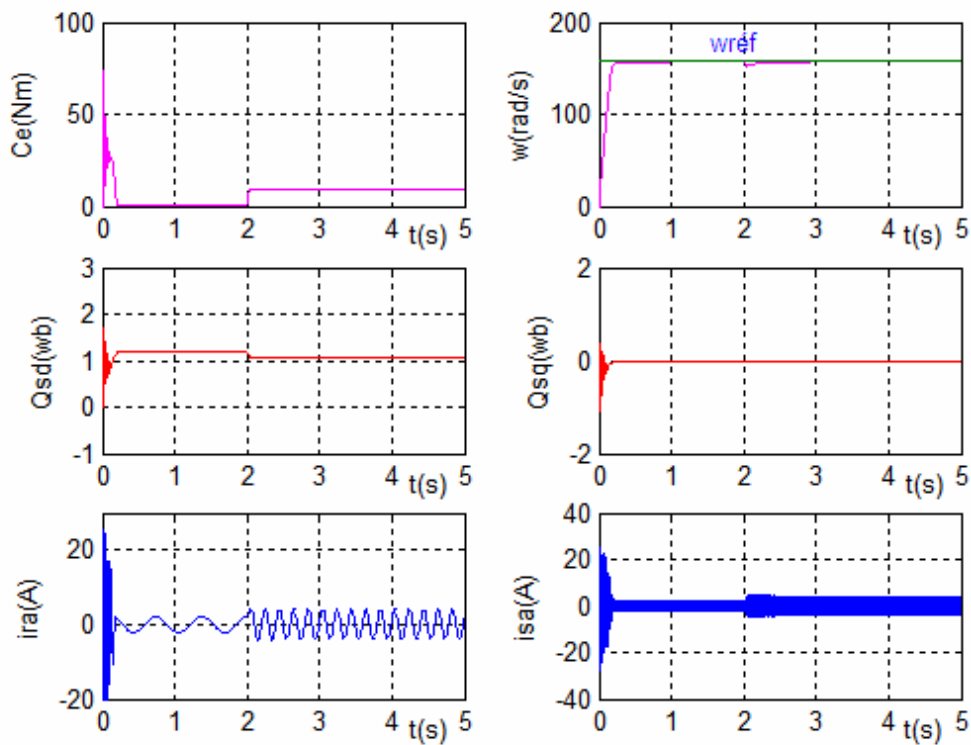


Figure (III-21) Réponse du système à une variation de +50% de R_r .

III-10 CONCLUSION

La méthode du flux orienté appliquée depuis quelques années à la machine asynchrone à double alimentation reste la méthode la plus répondue. En effet, celle-ci nous permet non seulement de simplifier le modèle de la machine mais aussi de découpler la régulation du couple et celle du flux.

De plus, afin d'estimer de l'efficacité de la commande vectorielle, différents tests ont été effectués où les résultats donnent le degré de robustesse de la MADA qui à notre avis est acceptable.

Les résultats de simulation en mode de régulation de vitesse, nous conduisent à dire que la MADA commandée vectoriellement constitue un véritable variateur électrique de vitesse. Cependant les performances obtenues ne seront plus meilleures que lorsque ce type de contrôle est à associé à un bon choix du référentiel.

Or, il existe des commandes ou des régulateurs modernes qui s'adaptent mieux avec ces exigences et qui sont très sensibles et très robustes. Notre prochain chapitre est consacré à l'étude un régulateur qui occupe une large place par mis les autres

régulateurs robuste dans la littérature de la commande des systèmes : c'est la commande à base d'un régulateur *RST*.