

II.1. Introduction

Le modèle de la machine asynchrone double alimentée est équivalent au modèle de la machine asynchrone à cage. En effet la cage de la machine est assimilée au bobinage triphasé de la MADA. Cependant le rotor de la MADA n'est pas en court circuit et donc les tensions rotoriques ne sont pas nulles [3].

En premier lieu, ce chapitre présente la modélisation de la machine asynchrone double alimentée dans le référentiel d-q. Dans un second lieu, on introduit un algorithme robuste de commande découplé des puissances active et réactive de la DFIG sous différentes versions et des résultats de simulations seront aussi exposés.

II.2. Modélisation de la MADA

Le modèle de la MADA est équivalent au modèle de la machine asynchrone à cage. En effet la cage de la machine est assimilée au bobinage triphasé de la MADA. Cependant le rotor de la MADA n'est pas en court circuit et donc les tensions rotoriques ne sont pas nulles.

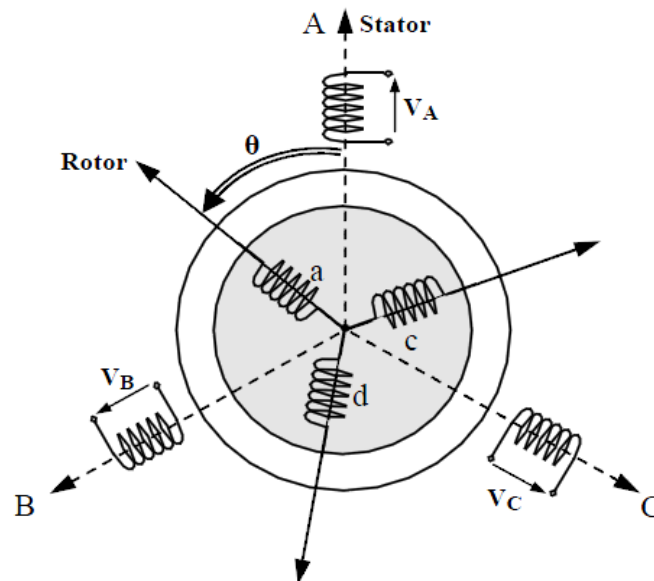


Fig. II.1: les enroulements statorique et rotorique dans l'axe réel.

II.2.1. Hypothèses

La machine asynchrone comprend une répartition des enroulements et une géométrie très complexe. Par conséquent, pour une analyse tenant compte de sa configuration exacte il est nécessaire d'adopter des hypothèses simplificatrices [16].

- ❖ On suppose les circuits magnétiques non saturés. Les relations entre les flux et les courants sont d'ordre linéaire.
- ❖ On considère une densité de courant uniforme dans la section des conducteurs élémentaires, l'effet de peau est donc négligé.
- ❖ Le phénomène d'hystérésis et les courants de Foucault sont négligés.
- ❖ Les enroulements statoriques et rotoriques sont symétriques et la f.m.m est distribuée sinusoïdalement le long de la périphérie des deux armatures.

- ❖ On ne tient compte que du premier harmonique d'espace de distribution de force magnétomotrice de chaque phase du stator et du rotor. L'entrefer est d'épaisseur uniforme (constant), les inductances propres sont constantes. Les inductances mutuelles sont des fonctions sinusoïdales de l'angle entre les axes des enroulements rotoriques et statoriques.

II.2.2. Modèle mathématique de la MADA

II.2.2.1. Equations générales de la MADA

La loi de Faraday et la loi d'Ohm permettent de relier les tensions sur les enroulements aux flux totalisés et aux courants dans ces bobinages. Avec les conventions utilisées, les deux équations matricielles suivantes expriment les tensions sur les différents enroulements [7] :

$$\begin{cases} [V_s] = [R_s] \cdot [I_s] + \frac{d}{dt} [\phi_s] \\ [V_r] = [R_r] \cdot [I_r] + \frac{d}{dt} [\phi_r] \end{cases} \quad (II.1)$$

Où :

$$\begin{aligned} [V_s] &= \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ V_{cs} \end{bmatrix}; & [I_s] &= \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{cs} \end{bmatrix}; & [\Phi_s] &= \begin{bmatrix} \Phi_{as} \\ \Phi_{bs} \\ \Phi_{cs} \end{bmatrix}; \\ [V_r] &= \begin{bmatrix} V_{ar} \\ V_{br} \\ V_{cr} \end{bmatrix}; & [I_r] &= \begin{bmatrix} I_{ar} \\ I_{br} \\ I_{cr} \end{bmatrix}; & [\Phi_r] &= \begin{bmatrix} \Phi_{ar} \\ \Phi_{br} \\ \Phi_{cr} \end{bmatrix}; \\ [R_s] &= \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}; & [R_r] &= \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}; \end{aligned}$$

Tel que :

$$[L_{ss}] = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix}; \quad [L_{rr}] = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix}$$

Les flux sont donnés par:

$$\begin{cases} [\phi_s] = [L_{ss}] \cdot [I_s] + [M_{sr}] [I_r] \\ [\phi_r] = [L_{sr}] \cdot [I_r] + [M_{sr}] [I_s] \end{cases} \quad (II-2)$$

$$[M_{sr}] = [M] \begin{bmatrix} \cos\theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos\theta & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos\theta \end{bmatrix}$$

$$[V_s] = [R_s] \cdot [I_s] + [L_{ss}] \frac{d}{dt} [I_s] + \frac{d}{dt} \{ [M_{sr}] [I_r] \} \quad (II.3)$$

$$[V_r] = [R_r] \cdot [I_r] + [L_{rr}] \frac{d}{dt} [I_r] + \frac{d}{dt} \{ [M_{sr}]^T [I_s] \} \quad (II.4)$$

Cette mise en équation aboutit à des équations différentielles à coefficients variables ((II.3) et (II.4)). L'étude analytique du comportement du système est alors relativement laborieuse, vu le grand nombre de variables. On utilise alors des transformations mathématiques qui permettent de décrire le comportement de la machine à l'aide d'équations différentielles à coefficients constants.

Les transformations utilisées doivent conserver la puissance instantanée et la réciprocité des inductances mutuelles. Parmi les transformations utilisées, on cite celle de Park. (Figure II.2)

II.2.2.2. Transformation de Park

La transformation de Park est un outil mathématique qui a permis la simplification des équations des machines électriques triphasées. Elle permet de passer d'un système triphasé alternatif à un système diphasé (repère d, q, o) continu, donc elle permet d'obtenir un système d'équation à coefficients constants ce qui simplifie sa résolution.

Les grandeurs statoriques et rotoriques seront alors exprimées dans un même repère (axe direct d et axe en quadrature q). La transformation de Park définie par la matrice de rotation est donnée sous la forme suivante : [2]

$$[x_{dqo}] = [P(\theta)] [X_{abc}] \quad (II.5)$$

$$P(\theta) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 2\pi/3) & \cos(\theta - 4\pi/3) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - 2\pi/3) & -\sin(\theta - 4\pi/3) \\ \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} & \frac{\sqrt{2}}{2} \end{bmatrix} \quad (II.6)$$

Il paraît clairement que le repère de la transformation de Park des grandeurs statoriques et celui des grandeurs rotoriques doivent coïncider pour simplifier les équations. Ceci se fait en liant les angles θ_s et θ_r par la relation suivante : $\theta_s = \theta + \theta_r$.

Cette relation est dite condition de simplification de Park.

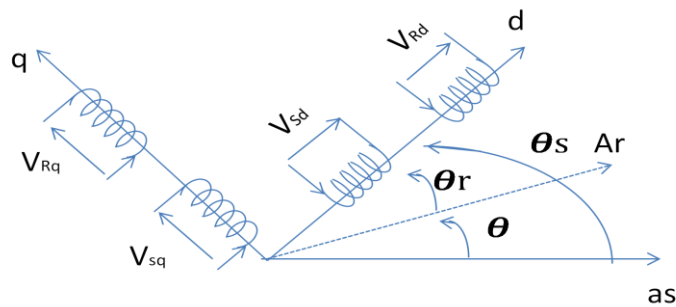


Fig. II.2: La MADA dans le référentiel arbitraire.

II.2.2.3. Equations des tensions

Appliquons la transformation de Park à l'expression (II.3) et en multipliant les deux membres de l'égalité par $[P(\theta_s)]$ et en simplifiant, nous trouvons :

$$[V_{sdq}] = [R_s][I_{sdq}] + [P(\theta_s)] \frac{d}{dt} ([P(\theta_s)]^{-1} [\phi_{sdq}]) \quad (II.7)$$

L'expression (II.7) devient alors :

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{ds} \\ \phi_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{d\theta_s}{dt} \\ \frac{d\theta_s}{dt} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{ds} \\ \phi_{qs} \end{bmatrix} \quad (II.8)$$

De manière similaire, et en suivant les mêmes étapes, nous obtenons pour le rotor l'expression suivante :

$$\begin{bmatrix} V_{dr} \\ V_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_r & 0 \\ 0 & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\frac{d\theta_r}{dt} \\ \frac{d\theta_r}{dt} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix} \quad (II.9)$$

II.2.2.4. Equation des flux

Appliquons la transformation de Park à l'expression (II.2)

$$[\phi_{sdq}] = [P(\theta_s)][L_{ss}][P(\theta_s)]^{-1} [I_{sdq}] + [P(\theta_s)][M_{sr}][P(\theta_s)]^{-1} [I_{rdq}] \quad (II.10)$$

L'expression devient alors :

$$\begin{bmatrix} \phi_{ds} \\ \phi_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 \\ 0 & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_m & 0 \\ 0 & L_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} \quad (II.11)$$

De la même manière, en appliquant la transformation de Park à l'équation du flux rotorique, et en introduisant l'inductance cyclique :

On aura :

$$\begin{bmatrix} \phi_{dr} \\ \phi_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_r & 0 \\ 0 & L_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{dr} \\ I_{qr} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_m & 0 \\ 0 & L_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ds} \\ I_{qs} \end{bmatrix} \quad (II.12)$$

$$\text{Tel que : } L_s = l_s - M_r \quad L_r = l_r - M_r \quad L_m = \frac{3}{2} M_{sr}$$

II.7.2.5. Equation du couple électromagnétique

Parmi les différentes méthodes qui nous permettent d'exprimer l'équation du couple électromagnétique, deux méthodes sont distinguées. La méthode des travaux virtuels, et la méthode du bilan des puissances instantanées. Ainsi grâce à cette dernière, nous pouvons avoir plusieurs expressions scalaires du couple électromagnétique toutes égales :

$$C_{em} = \begin{cases} P \cdot (\Phi_{qr} \cdot I_{dr} - \Phi_{dr} \cdot I_{qr}) \\ P \cdot (\Phi_{ds} \cdot I_{qs} - \Phi_{qs} \cdot I_{ds}) \\ P \cdot L_m \cdot (I_{dr} \cdot I_{qs} - I_{ds} \cdot I_{qr}) \\ P \cdot \frac{L_m}{L_r} \cdot (\Phi_{dr} \cdot I_{qs} - \Phi_{qr} \cdot I_{ds}) \end{cases} \quad (II.13)$$

II.3. Commande vectorielle de la MADA

La technique du contrôle vectoriel repose sur une loi de commande conduisant à une caractéristique de réglage similaire à celle d'une machine à courant continu à excitation séparée. Pour le cas du contrôle vectoriel de la MADA, il sera question de maîtriser les échanges d'énergie et notamment les transferts de puissances active et réactive envoyées sur le réseau. Pour le cas de ce travail, le référentiel (d,q) est callé sur le flux statorique. La commande concerne, bien entendu, les puissances renvoyées sur le réseau, donc du coté du stator (convention générateur) et par conséquent le rotor sera considéré comme un organe de commande (convention récepteur) [16].

Nous allons donc, dans le paragraphe suivant, déterminer les équations qui lient les puissances active et réactive statoriques aux grandeurs rotoriques sur lesquelles nous agissons pour commander la machine.

II.3.1. Choix du référentiel pour le modèle diphasé

En choisissant un référentiel diphasé d-q lié au champ tournant statorique et en alignant le vecteur flux statorique Φ_s avec l'axe d, L'avantage d'utiliser ce référentiel est d'avoir des grandeurs constantes en régime permanent [8], nous pouvons écrire :

$$\phi_{ds} = \phi_s \quad (II.14)$$

$$\phi_{qs} = 0 \quad (II.15)$$

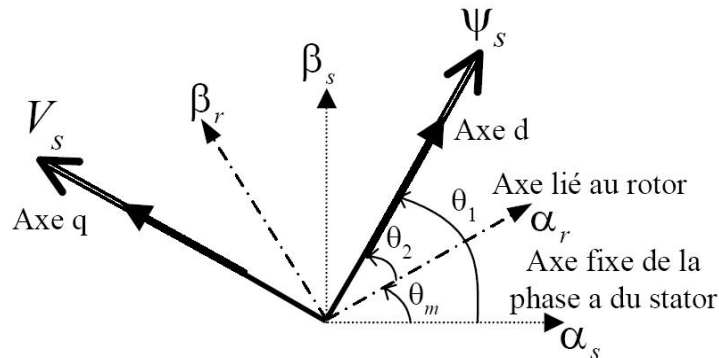


Fig.II.3: Vecteurs courant et flux dans le système d'axe choisi.

Nous allons donc, dans le paragraphe suivant, déterminer les équations qui lient les puissances active et réactive statoriques aux grandeurs rotoriques sur lesquelles nous agissons pour commander la machine. L'équation du couple électromagnétique devient alors :

$$C_{em} = p \frac{M}{L_s} I_{qr} \Phi_{ds} \quad (II.16)$$

Dans l'hypothèse où le réseau auquel est connectée la MADA est stable, le flux Φ_{ds} devient alors constant. Le choix de ce repère rend le couple électromagnétique produit par la machine et par conséquent la puissance active uniquement dépendant du courant rotorique d'axe q. Dans le repère triphasé les tensions statoriques s'expriment par l'expression (II.1):

$$[V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt}[\phi_s]$$

R_s étant négligeable pour les machines de forte puissance utilisées dans les turbines éoliennes, l'expression de la tension statorique devient alors :

$$[V_s] \cong \frac{d\phi_s}{dt} \quad (II.17)$$

La relation (II.4) montre qu'un repère lié au flux statorique tourne alors à la même vitesse angulaire que le vecteur tension statorique et qu'il est en avance de $\pi/2$ sur ce même vecteur. On peut alors écrire (toujours dans l'hypothèse d'un flux statorique constant):

$$\begin{cases} V_{ds} = 0 \\ V_{qs} = V_s = \omega_s \phi_s \end{cases} \quad (II.18)$$

En utilisant les simplifications précédentes, les équations des flux s'exprimeront comme suit :

$$\begin{cases} \phi_s = L_s I_{ds} + M I_{dr} \\ 0 = L_s I_{qs} + M I_{qr} \end{cases} \quad (II.19)$$

A partir de l'équation (II.6), nous pouvons alors écrire les équations liant les courants statoriques aux courants rotoriques :

$$\begin{cases} I_{ds} = \frac{\phi_s}{L_s} - \frac{M}{L_s} I_{dr} \\ I_{qs} = -\frac{M}{L_s} I_{qr} \end{cases} \quad (II.20)$$

II.3.2. Relations entre puissances statoriques et courants rotoriques

Dans un repère diphasé quelconque les puissances actives et réactives sont exprimées par :

$$\begin{cases} P_s = V_{ds} I_{ds} + V_{qs} I_{qs} \\ Q_s = V_{qs} I_{ds} - V_{ds} I_{qs} \end{cases} \quad (II.21)$$

L'adaptation de ces équations au système d'axes choisi et aux hypothèses simplificatrices effectuées dans notre cas ($V_{ds}=0$) donne :

$$\begin{cases} P_s = -V_s I_{qs} \\ Q_s = V_s I_{ds} \end{cases} \quad (II.22)$$

En remplaçant I_{ds} et I_{qs} par leurs expressions données dans l'équation (II.7), nous obtenons les expressions suivantes pour les puissances active et réactive :

$$\begin{cases} P_s = -V_s \frac{M}{L_s} I_{qr} \\ Q_s = \frac{V_s \phi_s}{L_s} - \frac{V_s M}{L_s} I_{dr} \end{cases} \quad (II.23)$$

En approximant Φ_s par :

$$\phi_s = \frac{V_s}{\omega_s} \quad (II.24)$$

L'expression de la puissance réactive Q_s devient alors :

$$Q_s = \frac{V_s^2}{\omega_s L_s} - \frac{V_s M}{L_s} I_{dr} \quad (II.25)$$

En considérant la mutuelle constante, le système obtenu lie de façon proportionnelle la puissance active au courant rotorique d'axe q et la puissance réactive au courant rotorique d'axe d. la constante : $\frac{V_s^2}{\omega_s L_s}$ prés imposée par le réseau

II.3.3. Relations entre tensions rotoriques et courants rotoriques

Les flux rotoriques s'expriment en fonction des courants rotoriques, après avoir remplacé les courants statoriques par leurs expressions, de la façon suivante :

$$\begin{cases} \Phi_{dr} = \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) \cdot I_{dr} + \frac{MV_s}{\omega_s L_s} \\ \Phi_{qr} = \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) \cdot I_{qr} \end{cases} \quad (II.26)$$

En injectant ces équations dans les expressions des tensions rotoriques :

$$\begin{cases} V_{dr} = R_r I_{dr} + \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) \frac{d}{dt} I_{dr} - g \omega_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) I_{qr} \\ V_{qr} = R_r I_{qr} + \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) \frac{d}{dt} I_{qr} + g \omega_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) I_{dr} + g \omega_s \frac{MV_s}{\omega_s L_s} \end{cases} \quad (II.27)$$

En régime permanent, les termes faisant intervenir les dérivées des courants rotoriques diphasés disparaissent, nous pouvons donc écrire :

$$\begin{cases} I_{dr} = R_r I_{dr} - g \omega_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) I_{qr} \\ I_{qr} = R_r I_{qr} - g \omega_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right) I_{dr} + g \frac{MV_s}{L_s} \end{cases} \quad (II.28)$$

L'étude précédemment établie nous permet de définir le schéma bloc du système à réguler (Figure II.4).

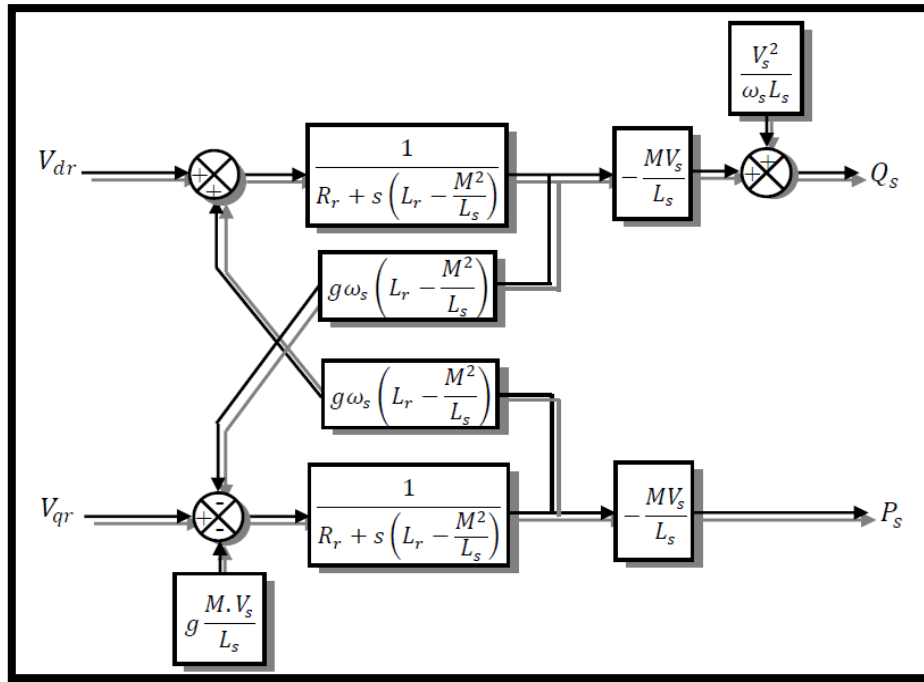


Fig. II.4: Modèle de la MADA pour le contrôle des puissances.

Si l'on observe le schéma de la (Figure II.4), on remarque que les courants rotoriques sont liés aux puissances actives et réactives par le terme $-MV_s/L_s$. Le modèle (2-2) est non linéaire à cause des termes de couplages $[g\omega_s(L_r M^2/L_s)]$. Les termes de couplage considérés sont souvent considérés comme des perturbations à compenser pour obtenir une commande découplée, en éliminant les interactions entre la commande des puissances directe et en quadrature [9].

Pour réaliser la commande bouclée, des régulateurs classiques de type PI sont utilisés. Ce type de régulateur assure une erreur statique nulle grâce à l'action intégrale tandis que la rapidité de la réponse est établie par l'action proportionnelle. Une structure par boucles imbriquées sera utilisée pour pouvoir contrôler séparément les puissances Q_s et P_s . A cet effet, deux modes de contrôle différentes sont proposées [9]:

II.3.4. Commande directe

Dans le contrôle vectoriel direct, l'idée sur la régulation consiste à contrôler indépendamment et directement les puissances P_s et Q_s de la MADA, dans lequel on négligera les termes de couplages [6]. Le schéma de la figure (II.5) présente le principe de la commande dite directe [3].

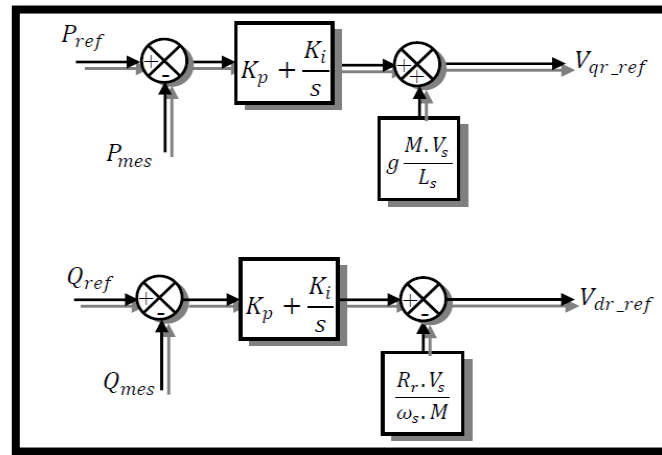


Fig. II.5: Schéma bloc de la commande directe.

II.3.4.1. Type des régulateurs utilisés

Nous allons maintenant procéder à la synthèse des régulateurs nécessaires à la réalisation de la commande en puissance active et réactive de la MADA. Le régulateur Proportionnel Intégral (PI) reste le plus communément utilisé pour la commande de la MADA en génératrice, ainsi que dans de nombreux systèmes de régulation industrielle [4].

La fonction de transfert du régulateur (PI) est de la forme :

$$K_p + \frac{K_i}{p} \quad (II.29)$$

Nous avons donc un système bouclé et corrigé par le régulateur précédemment cité (figure (II.6)).

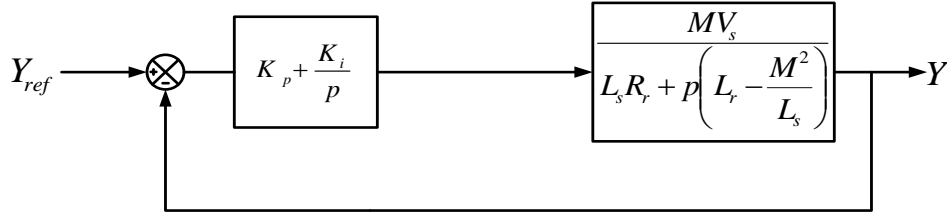


Fig. II.6 : Système régulé par un régulateur PI

La Fonction de transfert en boucle ouverte (FTBO) avec le régulateur PI s'écrit

$$\text{alors : } FTBO = \frac{p + \frac{K_i}{K_p}}{\frac{p}{K_p}} \cdot \frac{\frac{M \cdot V_s}{L_s \cdot \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right)}}{p + \frac{L_s \cdot R_r}{L_s \cdot \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right)}} \quad (II.30)$$

La méthode de compensation des pôles est celle choisie pour la synthèse des régulateurs. Les zéros de la fonction de transfert seront compensés. Ainsi nous aurons l'égalité suivante :

$$\frac{K_i}{K_p} = \frac{L_s \cdot R_r}{L_s \cdot \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right)} \quad (II.31)$$

Il est à noter 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 correcteurs en dépendent directement. Dans le cas contraire la régulation sera défailante.

En effectuant la compensation de la fonction de transfert en boucle ouverte, celle-ci devient :

$$FTBO = \frac{K_p \cdot \frac{MV_s}{L_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right)}}{p} \quad (II.32)$$

En boucle fermée nous aurons :

$$FTBF = \frac{1}{1 + \tau_r p} \text{ Avec } \tau_r = \frac{1}{K_p} \cdot \frac{L_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right)}{MV_s} \quad (II.33)$$

Le temps de réponse τ_r sera choisi lors de la simulation afin d'offrir le meilleur compromis entre performances et rapidité. D'autant plus qu'une valeur non adaptée causerait des perturbations lors des régimes transitoires et provoquerait des dépassements et des instabilités indésirables.

Ainsi, les gains des correcteurs seront exprimés en fonction des paramètres de la machine comme suit :

$$\begin{cases} K_p = \frac{1}{\tau_r} \cdot \frac{L_s \left(L_r - \frac{M^2}{L_s} \right)}{MV_s} \\ K_i = \frac{1}{\tau_r} \cdot \frac{R_r L_s}{MV_s} \end{cases} \quad (II.34)$$

Il est clair que la méthode de la compensation des pôles n'est pas la seule alternative permettant la synthèse des régulateurs PI. Toutefois cette méthode procure l'avantage d'être rapide à mettre en œuvre sur une fonction de premier ordre [3].

II.3.5 La Commande indirecte

Afin d'améliorer la commande précédente, on introduit un algorithme de commande indirecte des puissances active et réactive de la MADA en fonction des courants rotoriques, d'où les termes de couplage $g\omega_s L_r \sigma i_{qr}$ et $g\omega_s L_r \sigma i_{dr}$ considérés comme étant des perturbations non négligeables et seront compensés. La commande, ainsi découplée, est réalisée au moyen de régulateurs PI. Il existe deux méthodes pour contrôler les puissances statorique, en boucle ouverte (sans boucle de puissance) et en boucle fermée (avec boucle de puissance) [3].

II.3.5.1. Commande indirecte sans boucle de puissance

Cette commande consiste à réguler les courants par une boucle dans chaque axe. Les consignes de régulation sont déduites à partir des valeurs de références de puissance (figure (II.7)) [6].

Les régulateurs de cette structure sont calculés de la même façon que pour la commande directe. Ils sont identiques pour chaque axe.

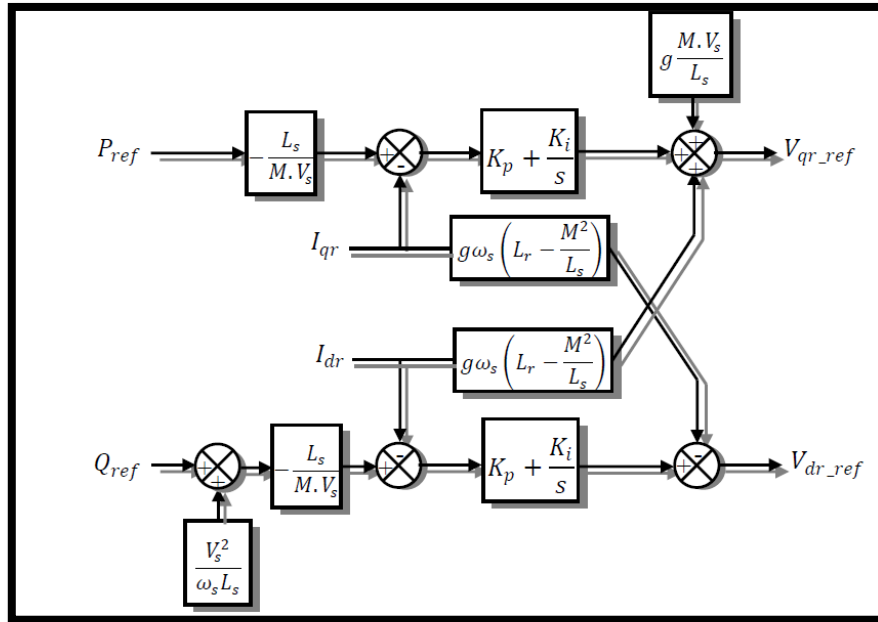


Fig. II.7: Schéma bloc de la commande indirecte sans boucle de puissance.

II.3.5.2. Commande indirecte avec boucle de puissance

Pour améliorer la commande indirecte sans boucle de puissance, nous allons incorporer une boucle de régulation supplémentaire au niveau des puissances afin d'éliminer l'erreur statique tout en préservant la dynamique du système. Nous aboutissons un schéma bloc présenté à la figure (II.8) sur lequel on distingue bien les deux boucles de régulation pour chaque axe, l'une contrôlant le courant et l'autre la puissance [3].

La même chose pour le calcul des régulateurs que la commande directe.

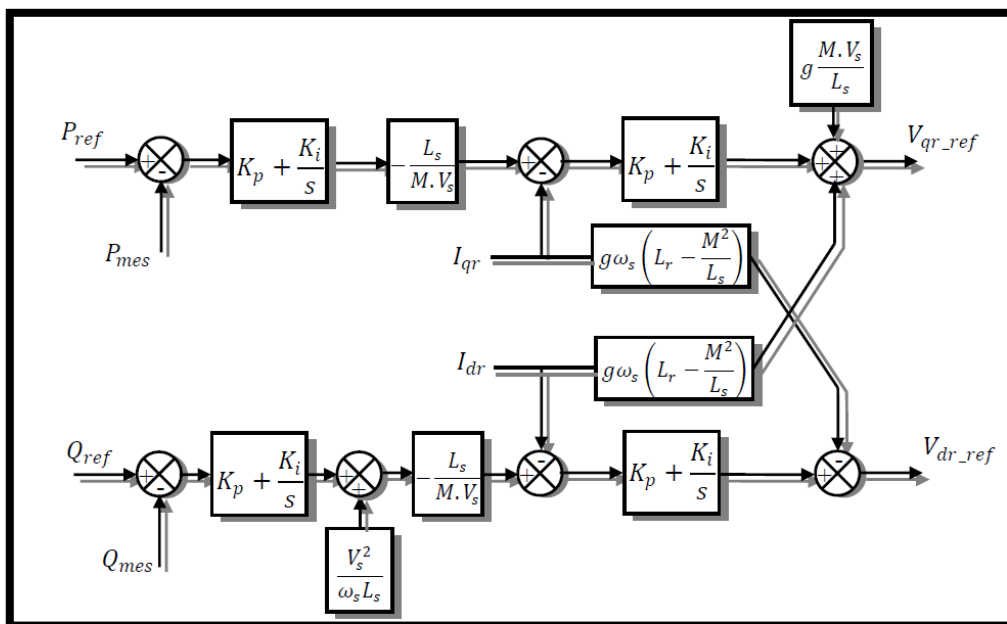


Fig.II.8: Schéma bloc de la commande indirecte avec boucle de puissance.

II.3.6. Etablissement des angles des transformations

Pour déterminer l'angle de transformation de Park pour les grandeurs statoriques, une méthode simple consiste à appliquer la matrice de Concordia aux tensions statoriques pour extraire la phase θ_s que forme du vecteur de tension avec l'axe de la première phase du stator.

Afin d'aligner le flux statorique avec l'axe d, nous retranchons $\pi/2$ à cet angle. Cette méthode est fiable à condition que les tensions statoriques soient stables en fréquence avec peu de fluctuations pour pouvoir effectuer une mesure précise [10].

Le rotor forme lui, un angle θ_m avec la phase A du stator, l'angle θ_r nécessaire aux transformations des grandeurs rotoriques est donc donné par $\theta_1 - \theta_m$.

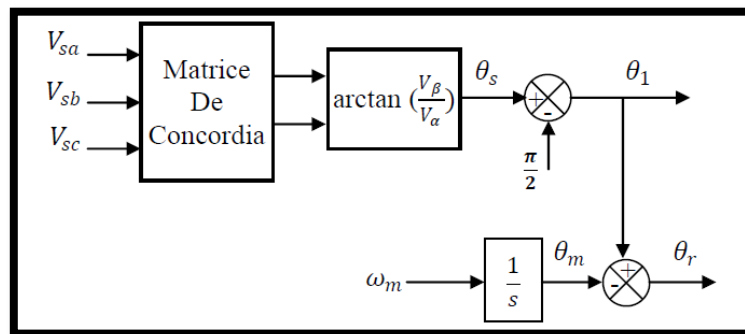


Fig. II.9: Calcul des angles de transformations.

II.4. Modélisation de la partie puissance

La machine asynchrone double alimenté a deux coté, statorique et rotorique, au niveau stator la machine est alimentée directement par un réseau triphasé, mais au niveau de rotor on a une cascade de deux convertisseurs à MLI, fonctionnent en onduleur ou bien redresseur bidirectionnels dépend du mode de fonctionnement hypo ou hyper-synchrone, la sortie de cette cascade est relié avec le même réseau triphasé (figure (II.10)).

Dans ce travail on s'intéresse juste au convertisseur coté machine et leur commande, et de supposer que l'autre convertisseur existant et il nous donne une tension continue constante [2].

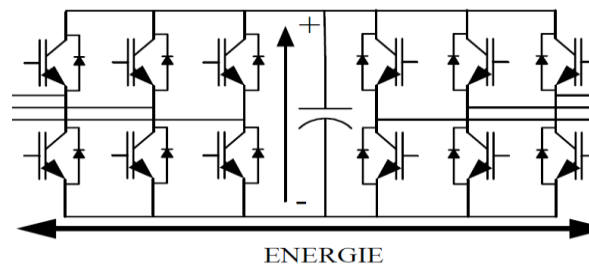


Fig.II.10: Schéma d'ensemble convertisseur –machine

II.4.1. Modélisation de l'onduleur de tension

L'onduleur de tension est un convertisseur statique constitué de cellules de commutation généralement à transistors ou à thyristor GTO pour les grandes puissances. Le principe de fonctionnement s'exprime par le séquençage imposé aux interrupteurs statiques qui réalisent la modulation de largeur des impulsions de tension appliquées aux enroulements statoriques de la machine [2].

Les trois cellules de commutation formant un onduleur triphasé sont bidirectionnelles en courant dans l'hypothèse réaliste de la conduction continue, on montre que chaque groupe transistor-diode, assemblés en parallèle forme un interrupteur (demi bras) bi-commandable (commandé à l'ouverture et à la fermeture) chaque demi bras possède son complémentaire (figure II.11).

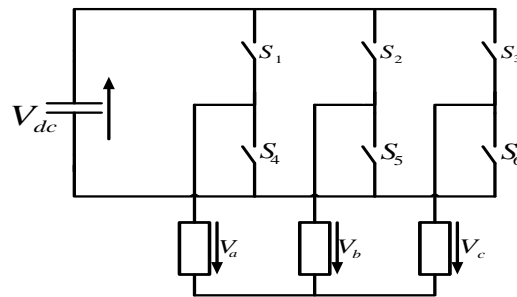


Fig. II.11: Modèle équivalent de l'onduleur à deux niveaux

Pour exprimer les tensions de lignes en fonction de la tension dans l'étage continu et de l'état des commutateurs, les variables S_a , S_b et S_c se doivent d'être définies en fonction de l'état des commutations dans les trois branches :

- Branche1 :

$S_a=0$ Si S_1 est ouvert et S_4 est fermé ;

$S_a=1$ Si S_1 est fermé et S_4 est ouvert.

- Branche2 :

$S_b=0$ Si S_2 est ouvert et S_5 est fermé ;

$S_b=1$ Si S_2 est fermé et S_5 est ouvert.

- Branche3 :

$S_c=0$ Si S_3 est ouvert et S_6 est fermé ;

$S_c=1$ Si S_3 est fermé et S_6 est ouvert.

Les tensions composées à la sortie du convertisseur s'expriment alors par :

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{dc}(S_a - S_b) \\ U_{bc} = V_{dc}(S_b - S_c) \\ U_{ca} = V_{dc}(S_c - S_a) \end{cases} \quad (II.35)$$

Si on considère que les tensions sont équilibrées on peut déduire les expressions des tensions en lignes par rapport aux tensions composées :

$$\begin{cases} V_a = \frac{1}{3} \cdot (U_{ab} - U_{ca}) \\ V_b = \frac{1}{3} \cdot (U_{bc} - U_{cb}) \\ V_c = \frac{1}{3} \cdot (U_{ca} - U_{bc}) \end{cases} \quad (II.36)$$

Ainsi l'onduleur est pris en compte dans les simulations par l'équation classique suivante :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (II.37)$$

II.4.2. Stratégie de commande de l'onduleur

La technique de modulation de largeur d'impulsion triangulo-sinusoïdale consiste à comparer en chaque instant un signal triangulaire (t) de fréquence f_p , que nous appellerons porteuse, à trois signaux de commande, notés V_a , V_b et V_c . Ces signaux V_i sont les images des tensions que l'on souhaite appliquer sur chaque phase (Figure II.12). Les commutations des interrupteurs ont lieu quand on a une égalité du type [4] :

$$V_i(t) = w(t)$$

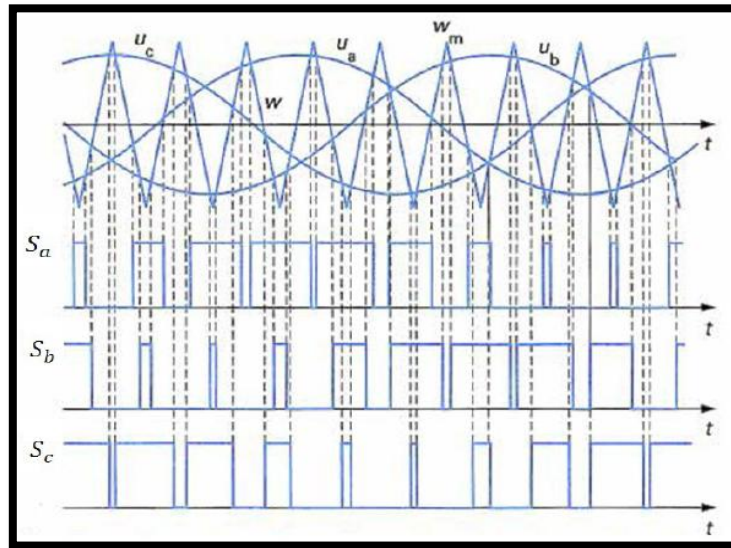


Fig. II.12 : Principe de la technique MLI triangulo-sinusoïdale

Deux paramètres caractérisent cette stratégie :

- L'indice de modulation « m » qui est défini comme étant le rapport de la fréquence de la porteuse f_p sur la fréquence de la tension de référence f :

$$m = \frac{f_p}{f} \quad (II.38)$$

- Taux de modulation « r » qui est le rapport de l'amplitude de la tension de référence (V_{ref}) et celle de la porteuse (U_p) :

$$r = \frac{V_{ref}}{U_p} \quad (II.39)$$

L'algorithme de commande de la stratégie triangulo-sinusoïdale pour un onduleur à deux niveaux pour un bras k peut être résumé en :

$$\begin{cases} V_{refk} \geq U_p \Rightarrow S_k = 1 \Rightarrow V_k = V_{dc} \\ V_{refk} < U_p \Rightarrow S_k = 0 \Rightarrow V_k = -V_{dc} \end{cases} \quad (II.40)$$

Le choix d'un indice de modulation « m » multiple de trois nous permet d'éliminer les harmoniques d'ordre trois qui représente un handicap de cette technique. Cependant, le taux de modulation « r » varie suivant la référence imposée [12].

II.5. Analyse des performances

Dans ce qui suit nous allons étudier les performances des différentes structures de commande. La MADA sera connectée à un onduleur à deux niveaux qui est alimenté par une tension presque constante. Cette analyse sera réalisée par simulation sur l'environnement de logiciel MATLAB-SIMULINK. Un essai de suivi de consigne sera établi. Afin d'étudier la viabilité des commandes précédemment réalisées, cet essai consiste à réaliser des échelons de puissances actives tout en maintenant une vitesse d'entraînement de la MADA constante, et une puissance réactive nulle.

II.5.1. Conditions d'essais

Dans cette partie, on va illustrer les résultats de simulation de la commande de puissance active et réactive d'une machine asynchrone à double alimentation de 4KW et à flux statorique orienté par un des régulateurs PI classique, les paramètres de la machine sont donnés dans l'annexe, Le condition de teste sont les suivantes :

- On utilise un réseau de valeur efficace de tension 150V et de fréquence 50HZ.
- La vitesse de rotation est maintenue constante et égale de 1450tr/min.
- La tension V_{dc} de l'onduleur égale à 400V.

II.5.2 Résultats et interprétations

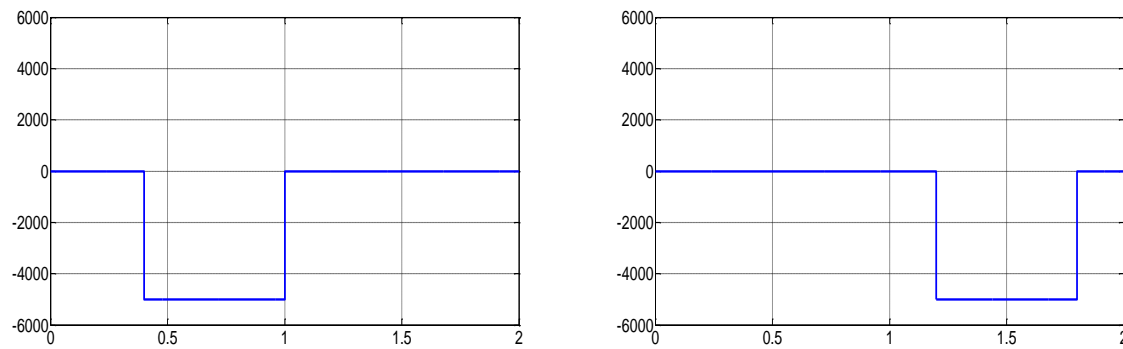


Fig.II.13 : Les consignes de puissances active et réactive statorique.

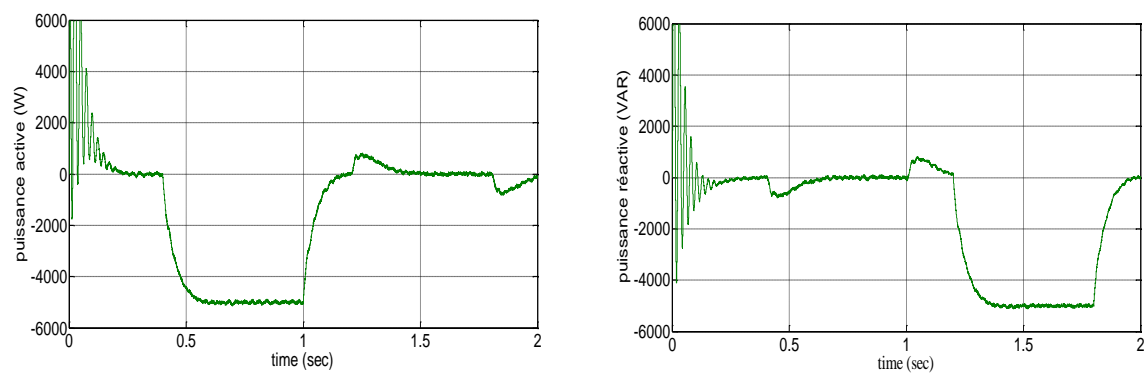


Fig.II.14 : La puissance active et réactive statorique pour la commande directe.

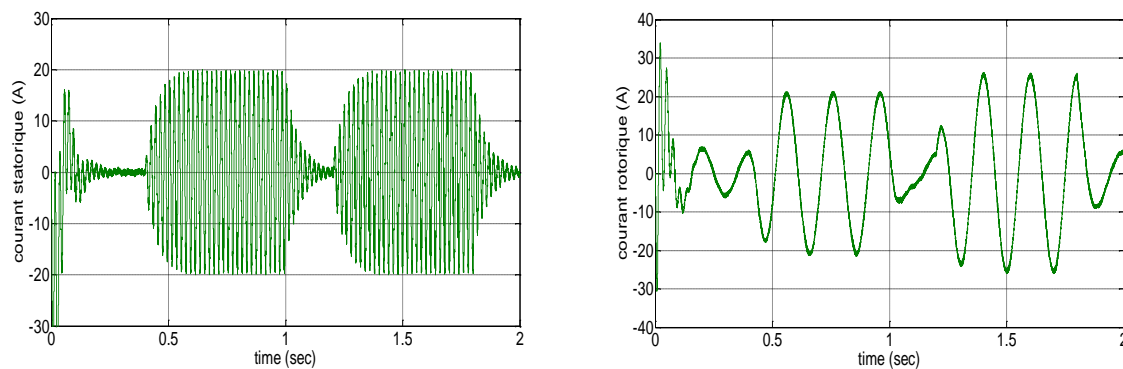


Fig. II.15: Les courants de phases statorique et rotorique pour la commande directe.

Les résultats de simulation ci-dessus montrent l'efficacité de la commande en puissances de la MADA pour la méthode directe. En effet, les échelons de puissance active et la puissance réactive sont bien suivis par la machine (Figure II.14), Cependant, on remarque des oscillations aux instants d'application des échelons de puissance active sur la réponse de la puissance réactive et vice-versa (Figure II.14), dues au couplage entre les deux axes de la machine.

Une autre remarque concernant le temps de réponse de la machine qui peut aller jusqu'à 0.2 seconds, on peut dire que cette valeur est un peu grande, et pour quelques valeurs de gain proportionnel K_p on peut avoir un dépassement considérable.

II.6. Conclusion

Ce chapitre nous a permis la synthèse de la commande vectorielle en puissance active et réactive statoriques de la machine asynchrone à double alimentation. Trois modes de contrôles ont été détaillés en utilisant un régulateur proportionnel intégral classique pour la régulation. La commande directe, basé sur l'hypothèse d'un découplage parfait entre les deux axes direct et en quadrature.

On peut dire que l'utilisation des régulateurs PI fixe donne un système de commande robuste et une réponse acceptable, mais les problèmes conventionnel du régulateur PI tel que le temps de réponse et la robustesse contre les perturbations extérieurs et les variations paramétriques sont apparus, et pour corriger ce problème on va utiliser l'intelligence artificielle tel que la logique floue pour établir un régulateur robuste et capable à résoudre les problèmes cités précédemment.