



### **III.1 Introduction**

Les qualités de la machine à courant continu, résumées essentiellement dans le découplage naturel entre le flux et le couple. Le flux est contrôlé par le courant de l'inducteur et le couple est contrôlé par le courant d'induit. Néanmoins, la présence du collecteur mécanique limite son application en grande vitesse et en forte puissance. Ces limitations ont motivé le développement des entraînements à vitesse variables utilisant les moteurs à courant alternatif. Ces derniers sont caractérisés par un fort couplage entre le flux et le couple. Ceci concilie les avantages des propriétés du moteur à courant continu et de l'absence du collecteur mécanique. La commande vectorielle est l'une des méthodes de commande appliquée, elle présente une solution attractive pour réaliser de meilleures performances dans les applications à vitesse variable pour le cas de la machine asynchrone à double alimentation aussi bien en fonctionnement générateur que moteur. Elle nous permet d'obtenir le mode de fonctionnement recherché en positionnant d'une manière optimale les vecteurs courants et les vecteurs flux résultants.

Dans cette optique, nous avons proposé une loi de commande pour la MADA basée sur l'orientation du flux statorique, utilisée pour la faire fonctionner en génératrice. Cette dernière met en évidence les relations entre les grandeurs statoriques et rotoriques. Ces relations vont permettre d'agir sur les signaux rotoriques en vue de contrôler l'échange de puissance active et réactive entre le stator de la machine et le réseau [13] [20].

### **III.2 Stratégie de commande de la MADA**

Il a été montré dans le premier chapitre que l'utilité de la MADA est de permettre le fonctionnement à vitesse variable, ceci est nécessaire pour extraire le maximum de puissance à partir du vent et ainsi augmenter le rendement de la machine. Pour avoir un fonctionnement à vitesse de rotation donnée correspondant à une vitesse de vent, il faut que la machine impose un couple résistant permettant ce fonctionnement. Etant donné que la puissance est le produit de la vitesse et du couple il suffit d'avoir une référence de puissance qu'il faut suivre pour fonctionner à vitesse optimale. Ainsi une commande vectorielle de la MADA sera réalisée, celle-ci sera détaillée dans la suite de notre travail.

### **III.3 Principe de la commande vectorielle de la MADA**

La commande d'une machine à courant alternatif est effectuée en général par deux techniques, l'une classique (commande scalaire), et l'autre moderne (commande vectorielle). Dans les applications nécessitant des performances dynamiques importantes, il faut pouvoir agir directement sur le couple instantané. C'est facile pour la machine à courant continu, où la force magnétomotrice de l'induit établit un angle droit avec l'axe du flux inducteur, et ceci quel que soit la vitesse de



rotation, ainsi le couple est proportionnel au produit du flux inducteur et du courant d'induit. Si la machine est excitée séparément, et l'on maintient le flux inducteur constant, le couple est directement proportionnel au courant d'induit, on obtient donc de bonnes performances dynamiques puisque le couple peut être contrôlé aussi rapidement que le courant d'induit peut l'être [18]. Par contre, dans une machine asynchrone, l'angle entre le champ tournant du stator et celui du rotor varie avec la charge, il en résulte des interactions complexes et des réponses dynamiques oscillatoires. Pour obtenir une situation équivalente à celle de la machine à courant continu, on introduit la technique de la commande vectorielle. Pour la machine asynchrone, le principe d'orientation du flux a été développé par BLASCHKE au début des années 70. Il consiste à orienter le vecteur courant et le vecteur flux afin de rendre le comportement de cette machine similaire à celui d'une machine à courant continu à excitation séparée. Le référentiel diphasé choisi est celui lié au champ tournant. L'avantage d'utiliser ce référentiel est d'avoir des grandeurs constantes en régime permanent [21]. Il est alors plus aisé d'en faire la régulation. Afin de simplifier la commande de la machine, le vecteur flux statorique  $\Phi_s$  est aligné avec l'axe « d » du repère diphasé (Figure III.1), d'où :

$$\Phi_{ds} = \Phi_s \tag{III.1}$$

$$\Phi_{qs} = 0 \tag{III.2}$$

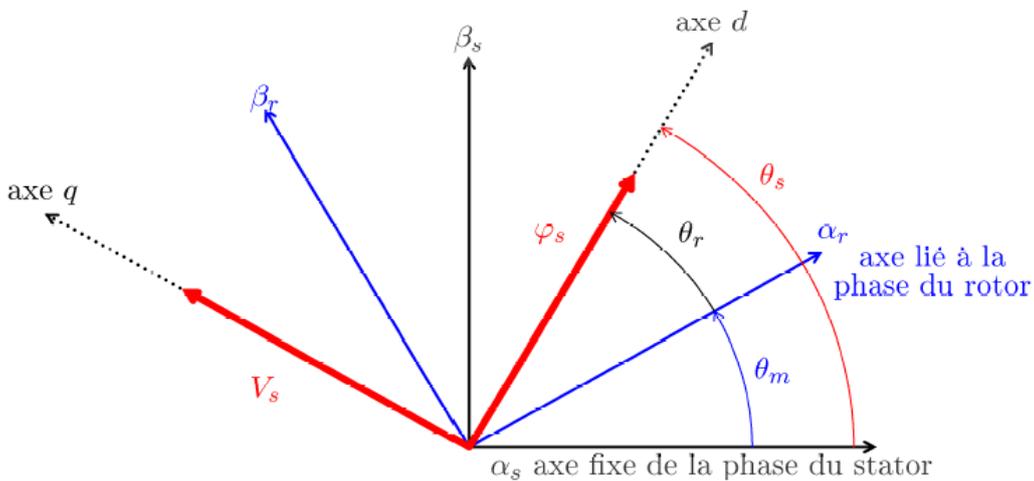


Figure III. 1 : vecteurs courant et flux dans le système d'axe choisi

➤ **Variantes de la commande vectorielle**

La commande à flux orienté appliquée aux moteurs électriques est utilisée pour obtenir le mode de fonctionnement recherché en positionnant d'une manière optimale les vecteurs courants et les vecteurs flux résultants. De nombreuses variantes de ce principe de commande ont été présentées dans la littérature, que l'on peut classer [19] [22] [18] :



- Suivant la source d'énergie :
  - ✚ Commande en tension (Voltage Source Inverter) ;
  - ✚ Commande en courant (Current Controlled Inverter).
- Suivant les opérations désirées pour le flux :
  - ✚ Commande vectorielle de flux rotorique ;
  - ✚ Commande vectorielle de flux statorique ;
  - ✚ Commande vectorielle de flux d'entrefer (ou de flux magnétisant).
- Suivant la détermination de la position du flux :
  - ✚ Directe par mesure ou observation du vecteur de flux (module, phase) ;
  - ✚ Indirecte par contrôle de la fréquence de glissement.

Le Couple électromagnétique de la machine à courant continu :

$$C_{em} = k \cdot \Phi_f \cdot i_a \text{ avec } \Phi_f = k' \cdot i_f \tag{III.3}$$

- $\Phi_f$  : flux inducteur.
- $i_a$  : courant d'induit.
- $i_f$  : courant d'inducteur.

Et le couple électromagnétique de la machine asynchrone à double alimentation :

$$C_{em} = p \cdot (\Phi_{ds} \cdot I_{qs} - \Phi_{qs} \cdot I_{ds}) \tag{III.4}$$

Si on veut que le couple soit commandé uniquement par le courant statorique en quadrature  $I_{qs}$ , l'axe q doit être dépourvu du flux ( $\Phi_{qs} = 0$ ), et La relation finale du couple est:

$$C_{em} = p \cdot \Phi_{ds} \cdot I_{qs} \tag{III.5}$$

La figure (III.1) montre le principe général de la commande vectorielle en puissances active et réactive.

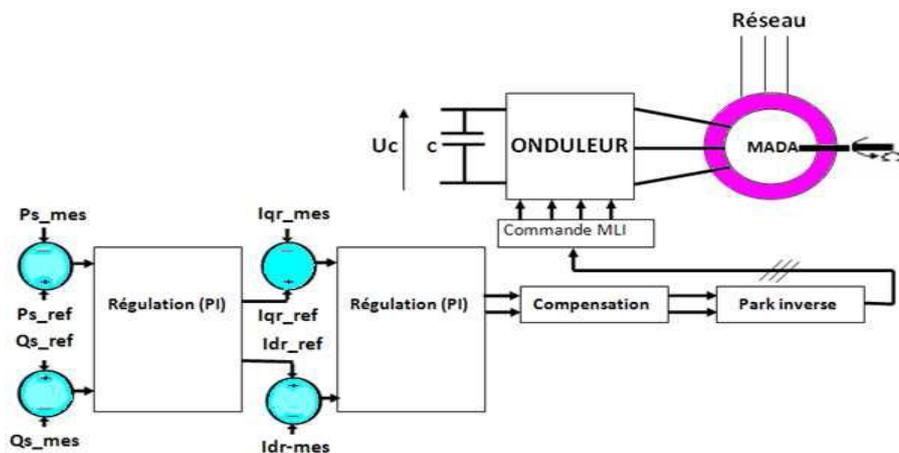


Figure III. 2 : Schéma de principe de la commande vectorielle de la MADA



**III.4 Modèle de la MADA avec orientation du flux statorique**

**III.4.1 Procédé d'orientation du flux**

La méthode du flux orienté est basée sur le choix du repère de référence. Par le choix du repère lié au champ tournant, il découle que le flux à orienter statorique, rotorique ou d'entrefer doit coïncider avec l'axe «d». Afin d'obtenir un couple maximal, nous devons imposer l'une des conditions suivantes [19] :

Orientation du flux rotorique :

$$\begin{cases} \Phi_{rd} = \Phi_r \\ \Phi_{rq} = 0 \end{cases} \quad (III.6)$$

Orientation du flux statorique :

$$\begin{cases} \Phi_{sd} = \Phi_s \\ \Phi_{sq} = 0 \end{cases} \quad (III.7)$$

Orientation du flux magnétisant :

$$\begin{cases} \Phi_d = \Phi \\ \Phi_q = 0 \end{cases} \quad (III.8)$$

Avec :

$\Phi_{rd}$  : flux rotorique ;  $\Phi_{sd}$  : flux statorique ;  $\Phi_{md}$  : flux magnétisant ;

Dans le cadre de cette thèse, nous développons la commande vectorielle de la machine asynchrone à double alimentation avec orientation du repère (d, q) suivant le flux statorique.

**III.4.2 Orientation du flux statorique**

On rappelle d'abord le système équations différentielles de la machine [23]

$$\begin{cases} [V_{ds}] = [R_s][I_{ds}] + \frac{d}{dt}(\Phi_{ds}) - \omega_s \Phi_{qs} \\ [V_{qs}] = [R_s][I_{qs}] + \frac{d}{dt}(\Phi_{qs}) + \omega_s \Phi_{ds} \end{cases} \quad (III.9)$$

$$\begin{cases} [V_{dr}] = [R_r][I_{dr}] + \frac{d}{dt}(\Phi_{dr}) - (\omega_s - \omega)\Phi_{qr} \\ [V_{qr}] = [R_r][I_{qr}] + \frac{d}{dt}(\Phi_{qr}) + (\omega_s - \omega)\Phi_{dr} \end{cases} \quad (III.10)$$

Nous utilisons la modélisation diphasée de la machine asynchrone à double alimentation. On oriente le repère (d, q) afin que l'axe d soit aligné sur le flux statorique  $\Phi_s$ .



### Chapitre III : Commande vectorielle de la machine asynchrone à double alimentation

Avec un flux statorique constant et orienté,  $\Phi_s = \Phi_{sd}$  et  $\Phi_{sq} = 0$ , ces équations peuvent se simplifier sous la forme suivante [24] [25]:

$$\begin{cases} [V_{ds}] = [R_s][I_{ds}] + \frac{d}{dt}(\Phi_{ds}) \\ [V_{qs}] = [R_s][I_{qs}] + \omega_s \Phi_{ds} \end{cases} \quad (III.11)$$

$$\begin{cases} [V_{dr}] = [R_r][I_{dr}] + \frac{d}{dt}(\Phi_{dr}) - (\omega_s - \omega)\Phi_{qr} \\ [V_{qr}] = [R_r][I_{qr}] + \frac{d}{dt}(\Phi_{qr}) + (\omega_s - \omega)\Phi_{dr} \end{cases} \quad (III.12)$$

$$\begin{cases} V_{sd} = R_s i_{sd} \\ V_{sq} = R_s i_{sq} + \omega_s \Phi_s \\ V_{rd} = R_r i_{rd} + \frac{d\Phi_{rd}}{dt} - (\omega_s - \omega)\Phi_{rq} \\ V_{rq} = R_r i_{rq} + \frac{d\Phi_{rq}}{dt} + (\omega_s - \omega)\Phi_{rd} \end{cases} \quad (III.13)$$

Dans le repère triphasé a, b, c, la tension aux bornes d'une phase n du stator s'exprime par la relation générale :

$$V_{ns} = R_s i_{ns} + \frac{d}{dt} \Phi_{ns} \quad (III.14)$$

$R_s$  étant négligeable pour les machines de forte puissance utilisées dans les turbines éoliennes [23], l'expression de la tension statorique devient alors :

$$V_{ns} \approx \frac{d}{dt} \Phi_{ns} \quad (III.15)$$

Cette relation 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 (1/2) sur ce même vecteur. Alors les équations des tensions de la machine se réduisent à la forme suivante [8, 26, 27] :

$$\begin{cases} V_{sd} = 0 \\ V_{sq} = V_s = \omega_s \Phi_s \\ V_{rd} = R_r i_{rd} + \frac{d\Phi_{rd}}{dt} - (\omega_s - \omega)\Phi_{rq} \\ V_{rq} = R_r i_{rq} + \frac{d\Phi_{rq}}{dt} + (\omega_s - \omega)\Phi_{rd} \end{cases} \quad (III.16)$$



De la même manière que pour les tensions, les équations des flux deviennent :

$$\begin{cases} \Phi_s = L_s i_{sd} + M_{sr} i_{rd} \\ 0 = L_s i_{sq} + M_{sr} i_{rq} \\ \Phi_{rd} = L_r i_{rd} + M_{sr} i_{sd} \\ \Phi_{rq} = L_r i_{rq} + M_{sr} i_{sq} \end{cases} \quad (III.17)$$

L'expression du couple électromagnétique devienne alors :

$$C_{em} = -P \frac{M_{sr}}{L_s} \Phi_s i_{rq} \quad (III.18)$$

Pour pouvoir contrôler facilement la production d'énergie par la MADA, il est pratique de d'élaborer un modèle pour le contrôle indépendant des puissances active et réactive. Un tel modèle peut être élaboré en établissant les relations qui lient les puissances active et réactive aux courants et tension rotoriques imposés par l'onduleur.

### III.4.3 Relation entre le courant statorique et le courant rotorique

A partir des expressions des flux statoriques, nous pouvons écrire :

$$\begin{cases} i_{sd} = \frac{V_s}{\omega_s L_s} - \frac{M_{sr}}{L_s} i_{rd} \\ i_{sq} = -\frac{M_{sr}}{L_s} i_{rq} \end{cases} \quad (III.19)$$

### III.4.4 Expressions des puissances active et réactive statoriques

Les puissances active et réactive statorique, dans le repère orthogonal, s'écrivent

$$\begin{cases} P = v_{sd} i_{sd} + v_{sq} i_{sq} \\ Q = v_{sq} i_{sd} - v_{sd} i_{sq} \end{cases} \quad (III.20)$$

Sous l'hypothèse d'un flux statorique orienté, ce système d'équations peut se simplifier sous la forme :

$$\begin{cases} P = v_s i_{sq} \\ Q = v_s i_{sd} \end{cases} \quad (III.21)$$

En remplaçant les courants statoriques direct et quadrature par leurs expressions dans les équations des puissances active et réactive, on trouve :

$$\begin{cases} P = -\frac{V_s M_{sr}}{L_s} i_{rq} \\ Q = -\frac{V_s M_{sr}}{L_s} i_{rd} + \frac{V_s^2}{L_s \omega_s} \end{cases} \quad (III.22)$$



Il ressort de l'expression (III.22) que le contrôle des puissances active et réactive au stator est découplé. En effet, avec une inductance magnétisante constante et un réseau électrique puissant, la puissance active sera directement proportionnelle au courant rotorique d'axe  $q$ , et la puissance proportionnelle au courant rotorique d'axe  $d$  à une constante près  $\frac{V_s^2}{\omega_s \cdot L_s}$  imposée par le réseau[13].

### III.4.5 Relation entre tensions rotoriques et courants rotoriques

En remplaçant dans l'équation des flux les courants statoriques par l'expression (III.19), on obtient :

$$\begin{cases} \Phi_{rd} = \left( L_r - \frac{M_{sr}^2}{L_s} \right) i_{rd} + \frac{M_{sr} V_s}{\omega_s L_s} \\ \Phi_{rq} = \left( L_r - \frac{M_{sr}^2}{L_s} \right) i_{rq} \end{cases} \quad (III.23)$$

En introduisant ces expressions dans les équations des tensions rotoriques du système (III.16), on trouve [31, 35, 36] :

$$\begin{cases} V_{rd} = R_r i_{rd} + \left( L_r - \frac{M_{sr}^2}{L_s} \right) \frac{di_{rd}}{dt} - g \omega_s \left( L_r - \frac{M_{sr}^2}{L_s} \right) i_{rq} \\ V_{rq} = R_r i_{rq} + \left( L_r - \frac{M_{sr}^2}{L_s} \right) \frac{di_{rq}}{dt} + g \omega_s \left( L_r - \frac{M_{sr}^2}{L_s} \right) i_{rd} + g \frac{M_{sr} V_s}{L_s} \end{cases} \quad (III.24)$$

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

$$\begin{cases} V_{rd} = R_r i_{rd} - g \omega_s \left( L_r - \frac{M_{sr}^2}{L_s} \right) i_{rq} \\ V_{rq} = R_r i_{rq} + g \omega_s \left( L_r - \frac{M_{sr}^2}{L_s} \right) i_{rd} + g \frac{M_{sr} V_s}{L_s} \end{cases} \quad (III.25)$$

A partir des équations que nous venons de mettre en place, nous pouvons établir les relations entre les tensions appliquées au rotor de la machine et les puissances statoriques que cela engendre. Il est donc possible maintenant de décrire le schéma bloc de la machine asynchrone à double alimentation qui sera le bloc à réguler par la suite.



En examinant les équations (III.22) et (III.25), nous pouvons élaborer le modèle pour le contrôle des puissances tel qu'il est présenté par le schéma bloc ci-dessous.

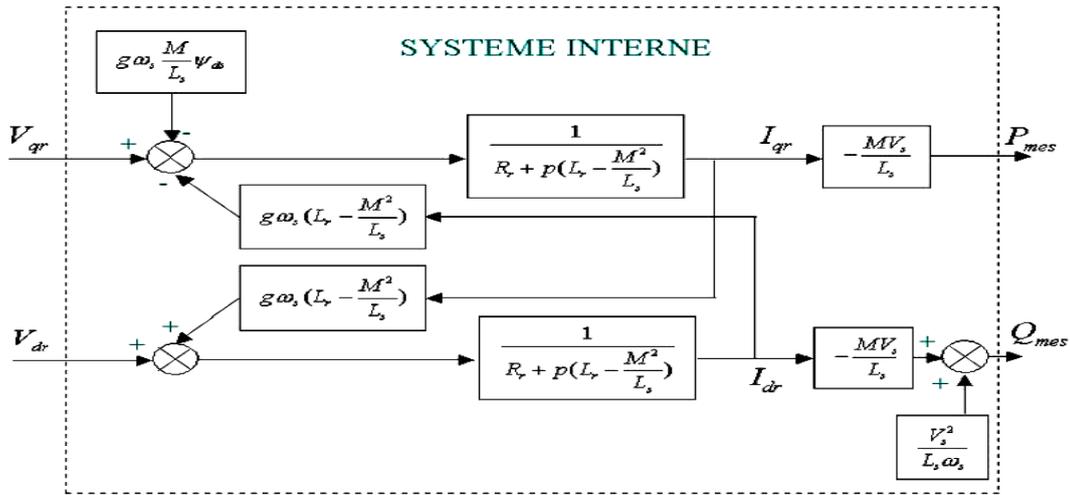


Figure III. 3 : Modèle de la MADA pour le contrôle des puissances.

L'expression  $g\omega_s\left(L_r - \frac{M^2}{L_s}\right)$  représente le terme de couplage entre l'axe direct et l'axe quadrature  $V_{dr}$  et  $V_{qr}$  sont les composantes biphasées des tensions rotoriques à imposer à la machine pour obtenir les courants rotoriques voulus ; Les tensions rotoriques diphasées sont les grandeurs à imposer pour contrôler les courants rotoriques.  $V_{dr}$  et  $V_{qr}$  sont ainsi considérés comme des variables de commande qui sont générées par le bloc de contrôle à flux orienté (Figure 3- 1) et les courants rotoriques  $I_{dr}$  et  $I_{qr}$  comme des variables d'état. Les tensions rotoriques sont ainsi fonction des grandeurs de consigne  $P_{ref}$  et  $Q_{ref}$  .



Figure III. 4 : Bloc de contrôle à flux orienté.

$$\begin{cases} P_{ref} = -\frac{V_s M_{sr}}{L_s} i_{qrref} \\ Q_{ref} = -\frac{V_s M_{sr}}{L_s} i_{drref} + \frac{V_s^2}{L_s \omega_s} \end{cases} \quad (III.26)$$

Il est à noter que les puissances et les tensions sont liées par une fonction de transfert du premier ordre. Du fait du faible couplage entre les axes d et q (glissement faible) il est possible d'établir



aisément une commande pour ce système. Ainsi les deux axes pourront être commandés séparément avec leurs propres régulateurs. [4]

A partir du modèle précédent, il apparaît deux solutions pour effectuer la commande en puissances de la MADA [8] :

- ✚ La première méthode consiste à négliger les termes de couplage et à mettre en place un régulateur indépendant sur chaque axe pour contrôler indépendamment les puissances actives et réactives. Cette méthode est appelée **méthode directe**, car les régulateurs de puissances contrôlent directement les tensions rotoriques de la machine.
- ✚ La deuxième méthode consiste à tenir compte des termes de couplage et à les compenser en effectuant un système comportant deux boucles permettant de contrôler les puissances et les courants rotoriques. Cette méthode, appelée **méthode indirecte**, découle directement des équations (III.68) et (III.70).

Dans notre travail, nous utilisons la commande indirecte, avec boucle de puissance.

### **III.4.6 Commande indirecte**

Cette méthode consiste à estimer les valeurs des tensions rotoriques à partir des valeurs de puissances actives et réactives. Ainsi, les courants rotoriques seront régulés indirectement. Cette démarche aboutit à un modèle qui correspond à celui de la MADA mais dans le sens inverse [8].

Nous aurons donc un bloc de commande constitué de deux sous-systèmes. Le premier calcule les courants de référence à partir des consignes (Puissances actives et réactives), le deuxième calcule les tensions de référence à partir des courants rotoriques calculés par le premier sous-système. [4]. On part donc de la puissance statorique en fonction des courants rotoriques et des expressions des tensions rotoriques en fonction des courants rotoriques [28] A partir du bloc de commande nous pouvons élaborer deux structures, l'une utilise une boucle régulant le courant, et l'autre se base sur la première en lui ajoutant u

ne boucle régulant les puissances.

#### **a) 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 telles qu'illustrées dans la (Figure III.5)

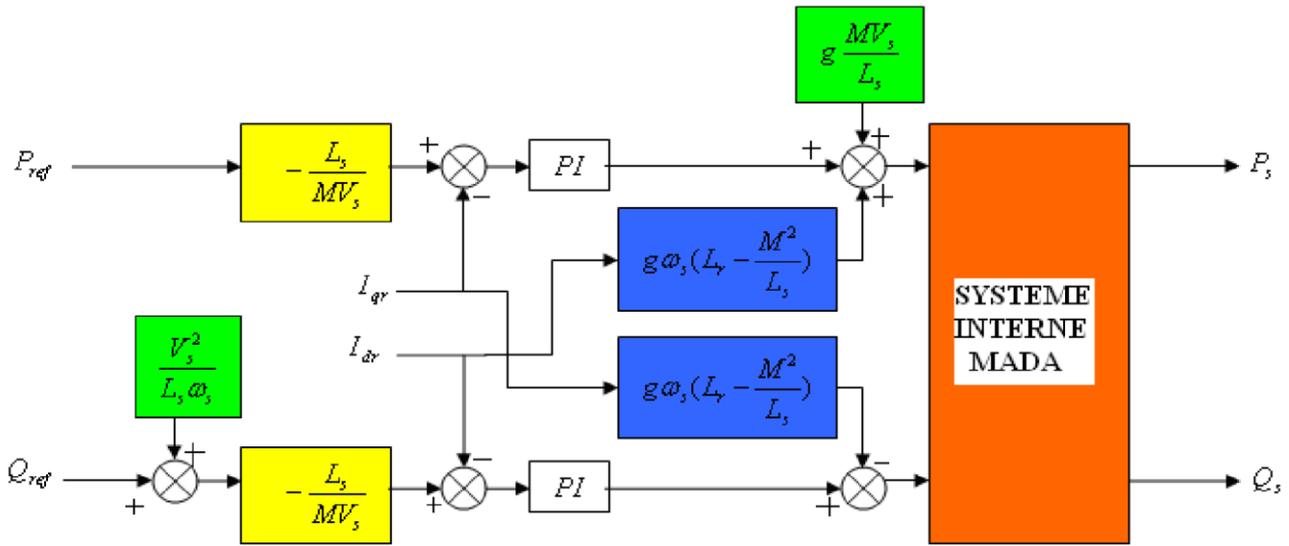


Figure III. 5 : Commande indirecte sans boucle de puissance.

Cette configuration reste fiable tant que le réseau électrique reste stable en tension et en fréquence. Une instabilité du réseau va donc provoquer une erreur sur le suivi des consignes des puissances active et réactive.

a) Commande indirecte avec boucle de puissance

Pour réguler les puissances de manière optimale, nous allons mettre en place deux boucles de régulation sur chaque axe avec un régulateur proportionnel intégral pour chacune, une boucle sur la puissance et l'autre sur le courant. Ainsi on aboutit à une régulation de la puissance à partir de consignes que l'on impose.

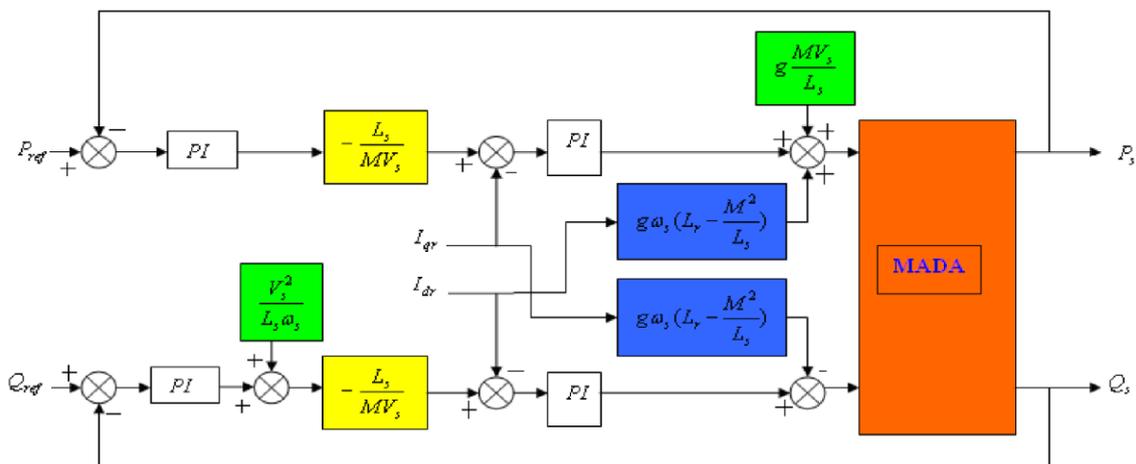


Figure III. 6 : Schéma bloc de la commande indirecte avec boucle de puissance

III.4.7 Type de régulateurs utilisés

On va procéder à la synthèse de régulateurs nécessaires à la réalisation de la commande en puissance active et réactive de la MADA. La commande sera réalisée à base de régulateurs Proportionnel Intégral (PI) dont la fonction de transfert est de la forme  $K_p + \frac{K_i}{P}$ . Les régulateurs de



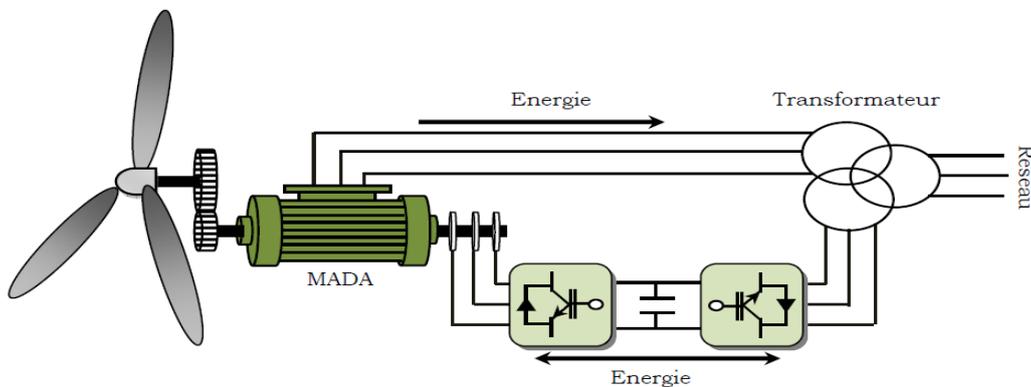
chaque axe ont pour rôle d'annuler l'écart entre les puissances active et réactive de référence et les puissances active et réactive mesurées. Le dimensionnement du régulateur PI est présenté dans l'annexe 2. Dans notre cas, la variable Y à contrôler est remplacée par  $I_{dr}, I_{qr}, P_s, Q_s$ .

**III.5 Modélisation de l'alimentation de la MADA**

Le fonctionnement avec convertisseur statique est effectué en utilisant un seul convertisseur au rotor compose d'un redresseur à diodes, un bus continu et d'un onduleur a IGBT's alors que le stator est relie directement à la source triphasé. La MLI utilisée est régulière, triangulaire, symétrique. Les IGBTs sont choisis en raison de la simplicité de leur commande et de la rapidité de leur commutation, malgré un cout supérieur des thyristors.

**III.5.1 Structure du convertisseur statique (redresseur à MLI onduleur)**

L'onduleur de tension est un convertisseur statique constitue de cellules de commutation généralement a transistor ou thyristor GTO pour les grandes puissances. Il permet d'imposer à la machine des ondes de tensions à amplitudes et fréquences réglables par la commande. Apres redressement, la tension filtrée  $V_{dc}$  est appliquée a l'onduleur. Il est le cœur de l'organe de commande de la MADA et peut être considère comme un amplificateur de puissance.



**Figure III. 7 :** Structure du convertisseur statique alimentent la MADA

**III.5.1.1 L'onduleur à deux niveaux**

L'onduleur est un convertisseur d'énergie permettant d'onduler la tension du bus continu et la fournir au bobinage du rotor. La tension continue est considérée constante, elle est égale à 800V. Cette hypothèse nous permet de faciliter la commande du convertisseur. Ainsi la bidirectionnalité de la puissance entre le rotor et le réseau est possible à travers un niveau de tension du bus continu supérieur à la valeur crête de la tension ondulée [4]. Toujours par soucis de simplification, l'onduleur utilisé est à deux niveaux (Figure 4.2) car dans le cadre de cette étude nous avons pour but essentiellement de vérifier la faisabilité d'un système tel que décrit précédemment. L'atteinte de



meilleures performances fera l'objet d'une autre étude par l'utilisation de convertisseurs multi niveaux. Ceux-ci amélioreront la qualité des tensions ondulées par la diminution des harmoniques.

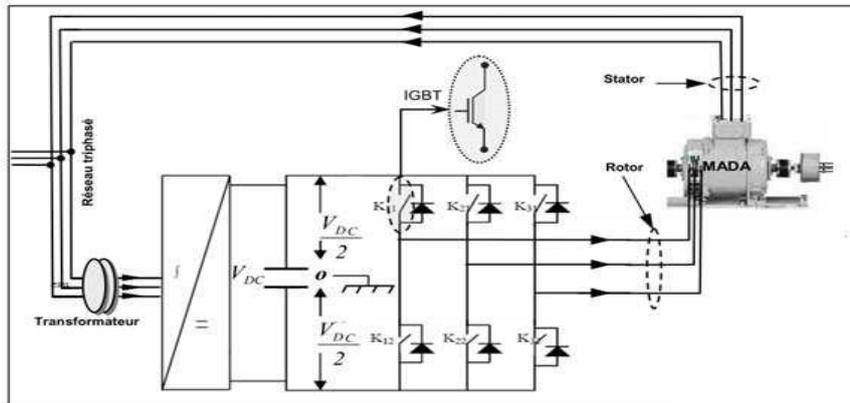


Figure III. 8 : Onduleur triphasé à deux niveaux alimentant le rotor de la MADA.

**III.5.1.1.1 MODELE DE L'ONDULEUR DE TENSION A DEUX NIVEAUX**

Le rotor de la MADA est alimenté par un onduleur de tension à deux niveaux équipé avec des dispositifs semi-conducteurs commandés à l'ouverture et à la fermeture.[24] La symétrie des onduleurs à deux niveaux permet leur modélisation par bras. Après avoir modélisé chaque couple transistor – diode par un seul interrupteur bidirectionnel «  $S_i$  ». Il devient possible de déduire un modèle complet de l'onduleur (Figure 4.3).

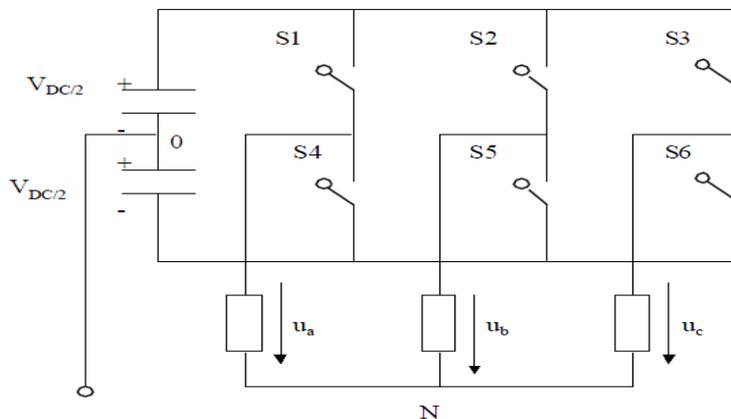


Figure III. 9 : Onduleur de tension à deux niveaux.

On peut exprimer les tensions en ligne en fonction de la tension dans l'étape continue et de l'état des commutateurs. On définit pour ça les variables  $S_a$ ,  $S_b$ ,  $S_c$  en fonction de l'état des commutations dans les trois branches du convertisseur.

**Branche1**

- ✚  $S_a=0$  si  $S1$  est en position *off* et  $S4$  est à *on*.
- ✚  $S_a=1$  si  $S1$  est en position *on* et  $S4$  est à *off*.



#### **Branche**

✚  $2S_b=0$  si  $S_2$  est en position off et  $S_5$  est à on.

✚  $S_b=1$  si  $S_2$  est en position on et  $S_5$  est à off.

#### **Branche**

✚  $3S_c=0$  si  $S_3$  est en position off et  $S_6$  est à on.

✚  $S_c=1$  si  $S_3$  est en position on et  $S_6$  est à off.

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

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{dc}(S_a - S_b) \\ U_{bc} = V_{dc}(S_b - S_c) \\ U_{ca} = V_{dc}(S_c - S_a) \end{cases} \quad (III.27)$$

Si on prend en compte l'équilibre des tensions :

$$U_a + U_b + U_c = 0$$

On en déduit les expressions des tensions simples par rapport aux tensions composées comme suit :

$$\begin{cases} U_a = \frac{1}{3}(U_{ab} - U_{ca}) \\ U_b = \frac{1}{3}(U_{bc} - U_{ab}) \\ U_c = \frac{1}{3}(U_{ca} - U_{bc}) \end{cases} \quad (III.28)$$

D'où on obtient :

$$\begin{cases} U_a = \frac{V_{dc}}{3}(2S_a - S_b - S_c) \\ U_b = \frac{V_{dc}}{3}(2S_b - S_c - S_a) \\ U_c = \frac{V_{dc}}{3}(2S_c - S_a - S_b) \end{cases} \quad (III.29)$$

Ou encore sous forme matricielle :

$$\begin{bmatrix} U_a \\ U_b \\ U_c \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (III.30)$$



**III.5.1.1.2 Principe de la MLI**

Les techniques de modulation sont nombreuses, les plus utilisées sont: La naturelle, la régulière, l’optimisée (élimination des harmoniques non désirés), la vectorielle et la modulation a bande d’hystérésis.

Dans ce travail, parmi les techniques de modulation précitées La technique de modulation de largeur d’impulsion triangulosinusoidale. elle consiste à comparer en chaque instant un signal triangulaire ( $t$ ) de fréquence, que nous appellerons porteuse, à trois signaux de commande, notés  $U_a$   $U_b$  et  $U_c$ . Ces signaux  $U_i$  sont les images des tensions que l’on souhaite appliquer sur chaque phase [29].

Cette stratégie est caractérisée par deux paramètres :

- ✚ 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  $f$ :

$$m = \frac{f_p}{f} \tag{III.31}$$

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

$$r = \frac{V_{ref}}{U_p} \tag{III.32}$$

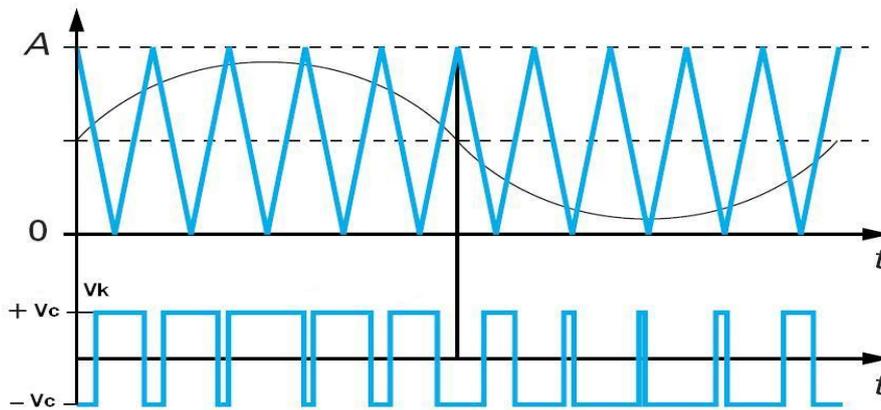


Figure III. 10. Principe de commande en MLI sinus-triangulaire à une porteuse.

**III.5.1.1.3 Algorithme de commande**

L’algorithme de commande de la stratégie triangulosinusoidale pour un onduleur à deux niveaux pour un bras  $k$  peut être résumé en 2 étapes [30]:



➤ Etape 1 :

La tension du bus continu

$$\begin{cases} V_{refk} \geq U_p \Rightarrow V_k = V_{dc} \\ V_{refk} < U_p \Rightarrow V_k = -V_{dc} \end{cases} \quad (III.33)$$

$V_{dc}$  : La tension du bus continue.

➤ Etape 2 :

$$\begin{cases} V_k = V_{dc} \Rightarrow S_k = 1 \\ V_k = -V_{dc} \Rightarrow S_k = 0 \end{cases} \quad (III.34)$$

Nous pouvons ainsi, grâce à cette commande, avoir un système de tension équilibré direct ou inverse. L’algorithme précédent nous servira à simuler l’onduleur de tension à deux niveaux et nous permettra d’étudier l’effet de ce dernier sur le fonctionnement de la MADA connectée à la cascade.

**III.5.1.2 Redresseur de tension**

Le redresseur a la même architecture que celle de l’onduleur précédemment établi. Son rôle est de fournir de la tension continue à partir de la tension alternative du réseau. La commande par MLI à hystérésis contrôle les courants injectés par ce convertisseur dans le réseau .Ainsi, il est possible de contrôler non seulement la puissance active mais aussi la puissance réactive permettant à ce type de redresseur de ne pas dégrader le facteur de puissance du réseau. En outre, les formes d’ondes des courants alternatifs peuvent être sinusoïdales et ainsi repousser les harmoniques vers des fréquences élevées.

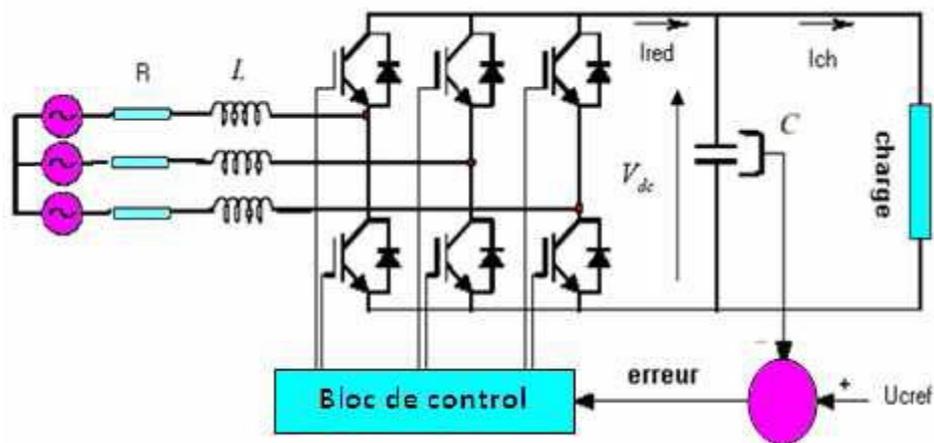


Figure III. 11 topologies de base d’un redresseur de tension.



**III.5.1.2.1 Modélisation du REDRESSEUR**

Le pont redresseur est constitué de trois bras avec deux transistors (thyristors) bipolaires antiparallèle avec des diodes (figure II-16) la source est modélisée par une *f.e.m* triphasée sinusoïdale en série avec une inductance L et une résistance R qui représentent l'impédance totale de la ligne. Ces bras sont présentés comme des interrupteurs pouvant être commandés en ouverture '1' et en fermeture '0'. La tension redressée  $V_{dc}$  est en fonction des états de ces interrupteurs.

A l'équilibre, les tensions de ligne et les courants fondamentaux sont exprimés comme suit :

$$V_{resj} = V_m \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}(j-1)) \tag{III.35}$$

$$I_{resj} = I_m \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}(j-1) + \varphi) \tag{III.36}$$

On s'assure que :

$$I_{res1} + I_{res2} + I_{res3} = 0 \tag{III.37}$$

Le système d'équations différentielles, donnant le courant ( $I_{res1}, I_{res2}, I_{res3}$ ) dans chaque phase est donné par :

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} I_{res1} \\ I_{res2} \\ I_{res3} \end{bmatrix} = -\frac{R}{L} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{res1} \\ I_{res2} \\ I_{res3} \end{bmatrix} + \frac{1}{L} \begin{bmatrix} V_{res1} - V_{n1} \\ V_{res2} - V_{n2} \\ V_{res3} - V_{n3} \end{bmatrix} \tag{III.38}$$

D'une autre façon le convertisseur étant à deux niveau donc identique à l'onduleur étudié précédemment, son modèle sera le même tel que :

Les tensions entre lignes sont données par :

$$\begin{cases} U_{ab} = V_{dc}(S_a - S_b) \\ U_{bc} = V_{dc}(S_b - S_c) \\ U_{ca} = V_{dc}(S_c - S_a) \end{cases} \tag{III.39}$$

Connaissant l'état de chaque interrupteur, on peut définir la matrice de conversion du convertisseur. Les tensions simples  $V_{n1}, V_{n2}, V_{n3}$

s'expriment par :

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \tag{III.40}$$



Le courant redressé est donné par :

$$I_{red} = \begin{bmatrix} S_a & S_b & S_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_a \\ I_b \\ I_c \end{bmatrix} \quad (III.41)$$

#### III.5.1.2.2 Commande du redresseur en courant par hystérésis

Ce type de commande permet de fixer un courant de référence dans les lignes du réseau électrique avec deux degrés de liberté, l'amplitude et la fréquence. Le principe de cette stratégie est basé sur la commande des interrupteurs de telle sorte que les variations du courant dans chaque phase soient limitées dans une bande encadrant les références des courants. Ce contrôle se fait par une comparaison permanente entre les courants réels et les courants de référence.

L'algorithme de la commande par hystérésis en courant est le suivant :

$$\begin{cases} \varepsilon_k \geq \Delta I \Rightarrow S_k = 0 \\ \varepsilon_k \leq -\Delta I \Rightarrow S_k = 1 \end{cases} \quad (III.42)$$

Avec  $k$   $\varepsilon$  est l'écart entre le courant de référence et le courant réel pour une phase  $k$ , tel que :

$$\varepsilon_k = I_{resk} - I_{refk} \quad (III.43)$$

Et  $\Delta I$  est la largeur de la bande d'hystérésis.

#### III.6 Régulation de la tension du bus continu

Le réglage de la tension du bus continu se fait par une boucle externe (Figure III.12). La transition de puissance permet d'imposer le courant capacitif au bus continu. Donc, la boucle de régulation externe permet de maintenir une tension constante au niveau du bus continu et de générer la référence du courant à injecter dans le condensateur.

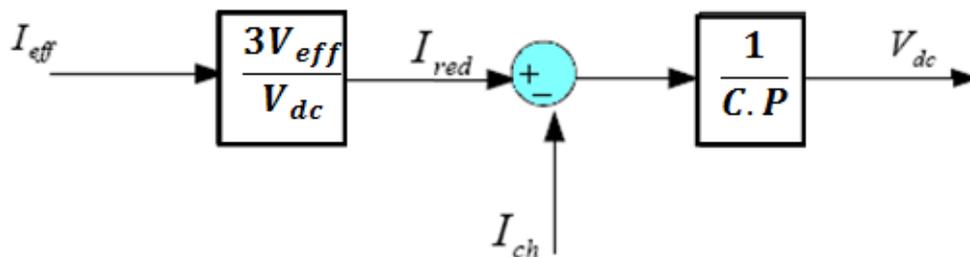


Figure III. 12 Modèle de la tension du redresseur triphasée à deux niveaux



### **III.5.1 Modélisation du bus continu**

On obtient la tension du bus continu à partir de l'intégration du courant capacitif :

$$\frac{dV_{dc}}{dt} = \frac{1}{C} i_C \quad (III.44)$$

Le courant du condensateur est :

$$i_C = i_{red} - i_{ond} \quad (III.45)$$

Où :  $i_{ond}$  représente le courant de charge.

La tension de bus continu est modéliser par :

$$V_{dc} = \frac{1}{C} \int \frac{V_{dc}}{dt} + V_{dc}(t_0) \quad (III.46)$$

Avec :

- $V_{dc}(t_0)$  La valeur de la tension continue à l'instant initial.



## III.7 Résultats de simulation

Pour évaluer et tester la technique de contrôle indirect des puissances actives et réactives 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 méthode de compensation des pôles. Les paramètres de régulateurs utilisés dans cette simulation sont:

- ✚ Pour la boucle de puissance :  $K_{P(P_{mes}, Q_{mes})} = 10^{-3}$ ;  $K_{i(P_{mes}, Q_{mes})} = 100$ .
- ✚ Pour la boucle de courant :  $K_{P(i_{rdq})} = 857.1425$ ;  $K_{i(i_{rdq})} = 6,2 \cdot 10^4$ .

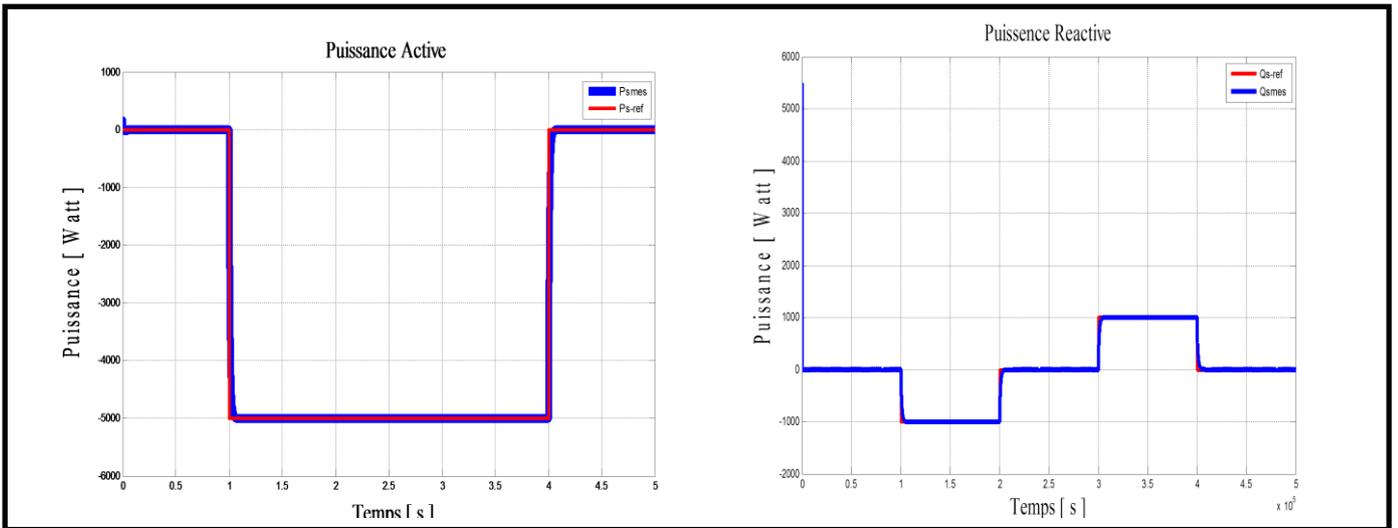


Figure III. 13 la puissance active et réactive statorique pour la commande vectorielle indirect avec boucle de puissance

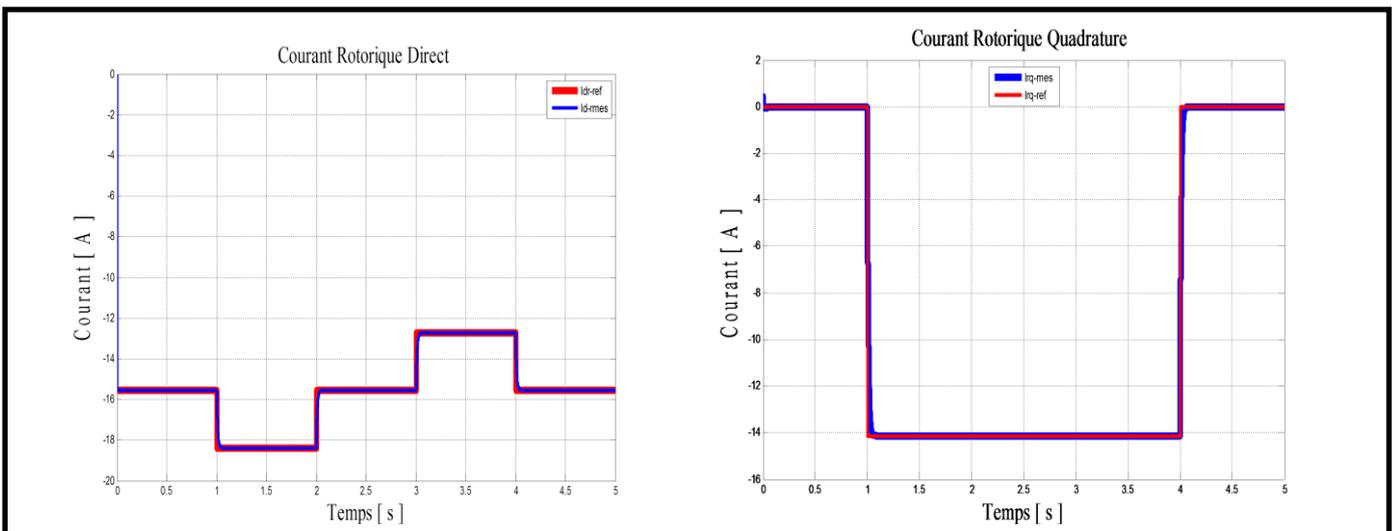


Figure III. 14 le courant rotorique selon l'axe d et q pour la commande vectorielle indirect avec boucle de puissance

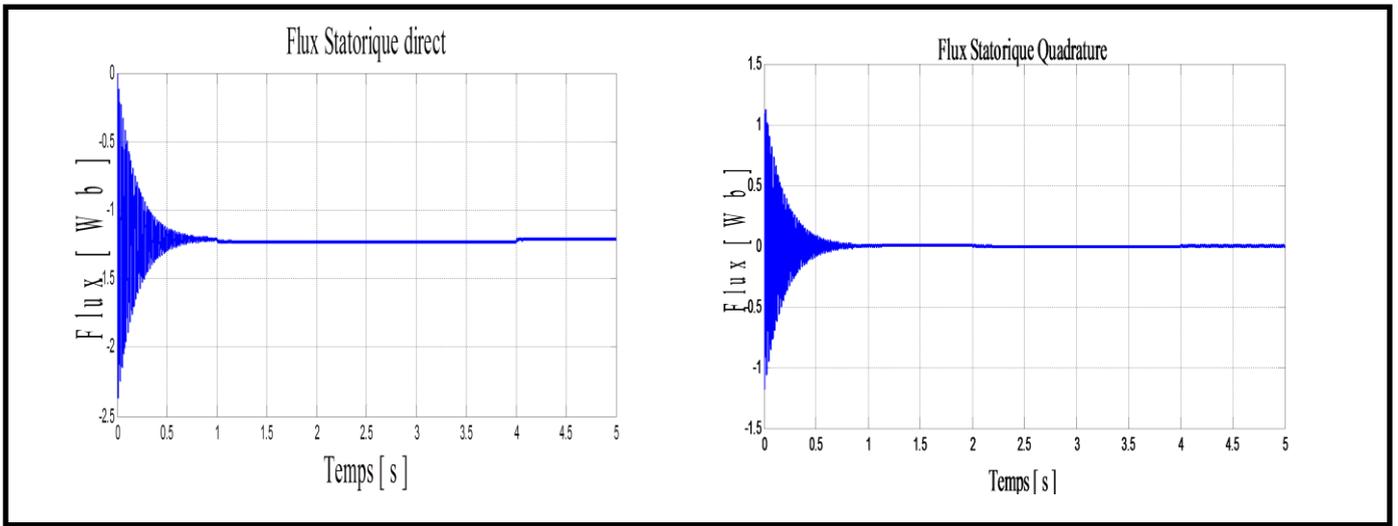


Figure III. 15 les flux statorique selon l'axe d et q pour la commande vectorielle indirect avec boucle de puissance

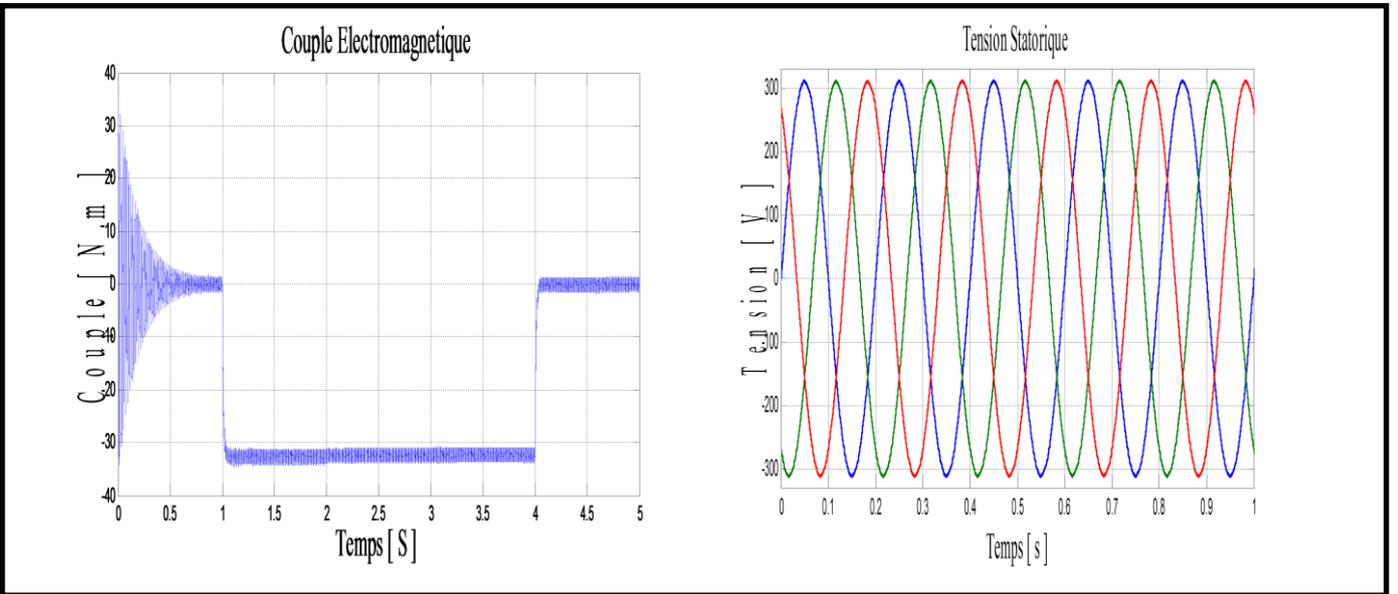


Figure III. 16 le couple électromagnétique & la tension statorique pour la commande vectorielle indirect avec boucle de puissance

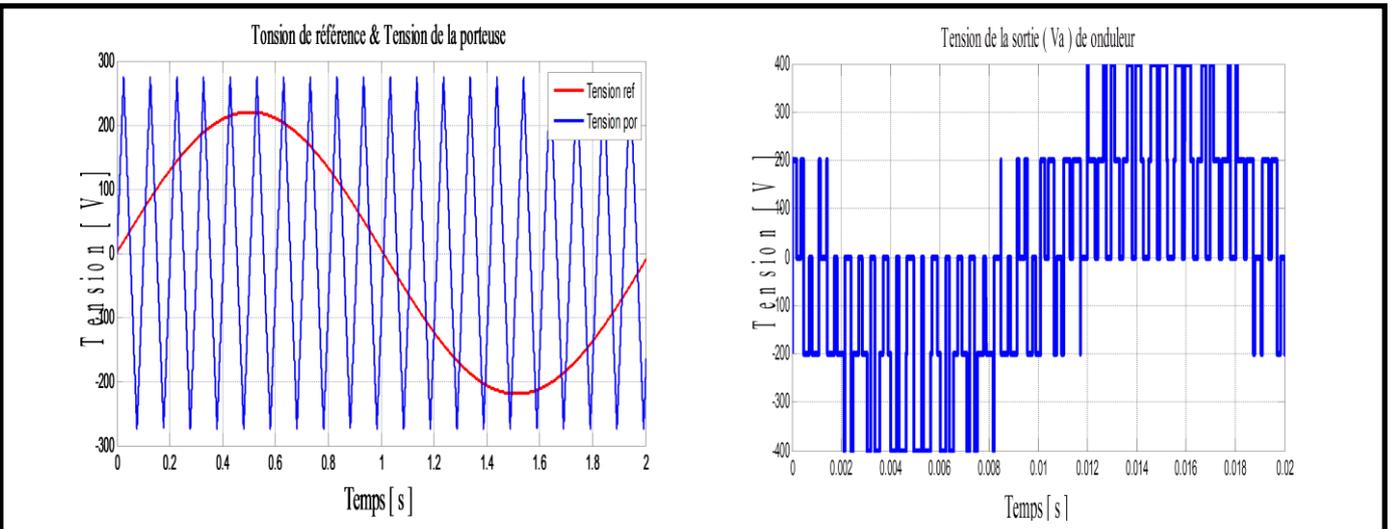


Figure III. 17 la tension de référence et la tension de la porteuse & la tension de la sortie Va d'onduleur a deux niveaux



### Chapitre III : Commande vectorielle de la machine asynchrone à double alimentation

La puissance active statorique est négative entre les instants  $t=1s$  et  $t= 4s$  ce qui signifie que le réseau dans ce cas est un récepteur de l'énergie fournie par la MADA .

On remarque un bon suivi de la consigne pour la puissance active et réactive.

le découplage de la machine est réalisé car le flux statorique suit sa référence suivant l'axe d et sa composante quadrature est nulle.

Les courants statoriques sont parfaitement sinusoïdaux et pas d'harmoniques dans le stator qui peuvent poser des problèmes comme des pertes fer supplémentaires.

Cette commande permet de découpler les expressions de la puissance active et réactive du générateur ou encore celle du flux et du couple. La composante quadrature du courant rotorique  $i_{qr}$  contrôle le couple électromagnétique, et la composante directe  $i_{dr}$  contrôle la puissance réactive échangée entre le stator et le réseau.

La tension obtenue à la sortie de l'onduleur à MLI fait apparaître deux seuils correspondant  $1/3$  et  $2/3$  de 400 V, la valeur de la tension du bus continu



### **III.6 conclusion**

Dans ce chapitre, nous avons présenté et appliqué la commande vectorielle en puissance active et réactive statorique de la MADA utilisée en génératrice, ce qui permet de simplifier le modèle de la machine et de découpler la régulation du couple et celle du flux, donc de rendre le modèle de la MADA similaire à celui de la machine à courant continu à excitation séparée.

L'association de l'onduleur avec la MADA a pour but d'obtenir une alimentation variable en tension et en fréquence à partir d'une source continu.

L'association de redresseur avec a pour but d'obtenir une alimentation Continu en tension et en fréquence à partir d'une source alternatif.

Pour cette commande, nous avons utilisé deux boucles de régulation : une boucle régule les puissances active et réactive et une autre régule les courants (régulateurs PI) en orientant le flux statorique selon l'axe d, par conséquent la puissance active sera dépendante uniquement du courant  $I_{qr}$ .