

REPUBLIQUE ALGERIENNE DEMOCRATIQUE ET POPULAIRE

**MINISTERE DE L'ENSEIGNEMENT SUPERIEUR ET DE
LA RECHERCHE SCIENTIFIQUE**

ECOLE NATIONALE POLYTECHNIQUE



Département du Génie Electrique

Spécialité électrotechnique

Projet de fin d'études

**Pour l'obtention du diplôme
D'Ingénieur d'Etat en Electrotechnique**

THÈME

**Modélisation et Commande d'une MADA
Alimentée Par une Cascade à Trois Niveaux
Application à l'Energie Eolienne**

Etudié par :

ABBAS Mourad

MECHENTEL Mohamed

Proposé et dirigé par :

Pr. E.M.BERKOUK

PROMOTION 2006

Ecole Nationale Polytechnique, 10, AV. Hassen Badi, El-Harrach, Algérie

AVANT PROPOS

Nous remercions le Dieu de nous avoir donné la force et le courage pour réaliser ce modeste travail.

Nous remercions Monsieur E.M. BERKOUK qui a suivi de très près ce travail, pour son aide, ses orientations pédagogiques dans l'élaboration de ce mémoire, et tous les conseils qu'il nous a prodigués pendant toute la durée de ce travail malgré ses nombreuses occupations.

Nous adressons nos plus vifs remerciements aux membres du jury pour l'honneur qu'ils nous font en acceptant la charge de juger ce travail.

Nous sommes reconnaissants envers nos enseignants auxquels nous devons notre formation en électrotechnique grâce à l'enthousiasme qu'ils ont su nous communiquer en tant qu'étudiants lors de notre cursus d'études à l'ENP.

*Enfin, nous ne pourrions terminer ces remerciements sans remercier **notre famille** pour leurs aides, compréhensions, encouragements et soutiens, qu'elles nous ont apportés tout le long de nos études et à toutes nos amies.*

DEDICACES

A qui puis je dédier cet humble travail si ce n'est à mes très chers parents, dont le sacrifice, la tendresse, l'amour, la patience, le soutien, l'aide et les encouragements sont l'essence de ma réussite. Sans eux, je ne serais pas ce que je suis aujourd'hui.

Je dédie ce travail également:

A toute la famille Mechentel.

A mes amis Mourad, Abdewahab, Bachir , Sami ,Raouf,

Mohamed

A tous ceux dont les noms m'ont échappé.

Mohamed

DEDICACES

A qui puis je dédier cet humble travail si ce n'est à mes très chers parents, dont le sacrifice, la tendresse, l'amour, la patience, le soutien, l'aide et les encouragements sont l'essence de ma réussite. Sans eux, je ne serais pas ce que je suis aujourd'hui.

Je dédie ce travail également:

A toute la famille Abbas surtout à Dido et Anissa.

A mes amis et a mon binôme mechentel

A tous ceux qui me sont chers.

Mourad

NOTATIONS

MADA: Machine asynchrone double alimentation.

NPC: Point neutre clamping.

F.O.C: Commande à flux orienté

s,r: Indices correspondants respectivement au enroulement statorique et au rotor.

sa, sb, sc: Phases du enroulement statorique.

Ar, Br, Cr: Phases rotoriques.

d,q: Axes correspondant au référentiel lié au champ tournant.

θ : Angle entre l'axe de la phase du premier enroulement statorique et l'axe du rotor.

θ_s : Angle entre l'axe de la première phase de l' enroulement statorique et l'axe d.

θ_r : Angle entre l'axe de la première phase du rotor et l'axe d.

g: Le glissement.

$V_{abc, s}$: Tensions des trois phases de l'enroulement statorique.

$i_{abc, s}$: Courants des trois phases de l'enroulement statorique.

$i_{ABC, r}$: Courants des trois phases rotoriques.

$\Phi_{s, abc}$: Flux des trois phases de l' enroulement statoriques.

$\Phi_{r, abc}$: Flux des trois phases rotoriques.

L_s, L_r : Inductances de fuite respectivement de l'enroulement statorique et du rotor.

M_s, M_{sr}, M_r : Inductances de fuite mutuelles.

c_{em} : Couple électromagnétique.

f_r : Coefficient de frottement.

C_r : Couple résistant.

J: Moment d'inertie.

p: Nombre de paire de pôles.

$V_{dq, s}$: Tensions de l'enroulement statorique dans l'axe d,q.

$i_{dq, s}$: Courants de l'enroulement statorique dans l'axe d,q.

$i_{dq, r}$: Courants rotoriques dans l'axe d,q.

$\Phi_{dq, s}$: Flux de l'enroulement statorique dans l'axe d,q.

$\Phi_{dq, r}$: Flux rotorique dans l'axe d,q.

Φ_r : Flux rotorique résultant.

$P(\theta_s)$: Matrice de PARK correspondant au enroulement statorique.

$P(\theta_r)$: Matrice de PARK correspondant au rotor.

M: Point milieu fictif de l'onduleur trois niveaux.

V_{KM} : Différence de potentiel entre le bras K et le point fictif M de l'onduleur.

P_r : Puissance active rotorique.

Q_r : Puissance réactive rotorique.

m: Indice de modulation.

r: Taux de modulation.

f_p : Fréquence de la porteuse.

f: Fréquence.

U_{pm} : Tension maximale de la porteuse.

$V_{ref1,2,3}$: Tensions de référence.

$i_{ref1,2,3}$: Courants de référence.

V_e Valeur efficace de la tension du réseau.

S: Opérateur de Laplace.

Ω_n : Vitesse nominale de la machine.

U_c : Tension d'entrée d'un niveau de l'onduleur.

K_p, K_i : Constantes du régulateur PI (proportionnelle - intégrale)

K: Numéro du bras de l'onduleur (K=1, 2, 3).

U_{c1}, U_{c2} : Tensions d'entrée de l'onduleur à trois niveaux .

$id1_{ond}, id2_{ond}, id0_{ond}$: Courants d'entrée de l'onduleur à trois niveaux .

C_1, C_2 : Capacités du filtre intermédiaire de l'onduleur à trois niveaux .

$id1_{red}, id2_{red}, id0_{red}$: Courants redressés .

$V_{res1,2,3}$: Tensions des trois phases du réseau.

$i_{res1,2,3}$: Courants des trois phases du réseau.

P_{res} : Puissance du réseau.

P_{Jr} : Pertes joules rotoriques.

$\cos\phi$: Facteur de puissance.

V_A, V_B, V_C : Tensions de d'entrée du redresseur.

I_e : La valeur efficace du courant de référence.

ω_r, ω_s : Pulsations électriques respectivement du rotor,et du stator

R: Résistance du réseau.

L: Inductance du réseau.

Δi : Bande d'hystérésis en courant.

σ : Coefficient de dispersion magnétique.

TABLE DES MATIÈRES

Notation	1
TABLE DES MATIÈRES	3
INTRODUCTION GÉNÉRALE	5
CHAPITRE I : MODÉLISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE A DOUBLE ALIMENTATION	8
I. MODELE DE LA MACHINE ASYNCHRONE A DOUBLE ALIMENTATION (MADA)DANS LE PLAN ABC.....	9
II. MODELE DE LA MACHINE ASYNCHRONE A DOUBLE ALIMENTATION DANS LE PLAN DQ.....	13
III. MISE SOUS FORME D'EQUATIONS D'ETAT.....	16
IV. SIMULATION ET INTERPRETATION.....	16
V. CONCLUSION.....	20
CHAPITRE II : MODELISATION DE L'ONDULEUR TRIPHASE A TROIS NIVEAUX	21
I.INTRODUCTION.....	22
II. MODELISATION DE L'ONDULEUR A TROIS NIVEAUX.....	22
III. STRATEGIE DE COMMANDE DE L'ONDULEUR TRIPHASE A TROIS NIVEAUX.....	31
IV. CONCLUSION.....	35
CHAPITRE III : LA COMMANDE VECTORIELLE DE LA MACHINE ASYNCHRONE A DOUBLE ALIMENTATION (MADA)	37
I. INTRODUCTION.....	38
II.PRINCIPE DU CONTROLE VECTORIEL À FLUX ORIENTE.....	38
III. COMMANDE VECTORIELLE DE LA MADA.....	40

IV.COMMANDE VECTORIELLE DE LA MADA ALIMENTE PAR DEUX
CONVERISSEURS.....52
V. CONCLUSION.....60

**CHAPITRE IV : CASCADE REDRESSEUR À TROIS NIVEAUX-
ONDULEUR À TROIS NIVEAUX-MADA62**

I. INTRODUCTION.....63
II. REDRESSEUR TRIPHASÉ À TROIS NIVEAUX.....63
III. CASCADE REDRESSEURS NPC À TROIS NIVEAUX-ONDULEURS NPC À
TROIS NIVEAUX.....70
IV Conclusion.....81

CONCLUSION GENERALE.....

ANNEXE.....

BIBLIOGRAPHIE.....

INTRODUCTION

GÉNÉRALE

INTRODUCTION GÉNÉRALE

La propriété essentielle des machines à courant continu est leurs remarquables capacités de variation de vitesse et leur grande souplesse de fonctionnement. Toutefois, il est très bien connu que certaines industries tolèrent mal le collecteur à cause de ses limitations qui réduisent son champ d'action: il ne peut pas servir dans le domaine de grandes puissances, ni en milieux corrosifs, nécessite un entretien permanent,...etc. Ce qui a motivé le développement d'entraînement à vitesse variable utilisant des machines sans collecteur, où pour certains la fonction de collecteur est assurée par des convertisseurs à semi-conducteurs ; c'est le cas des machines alternatives (synchrone ou asynchrone).

Grâce au développement de l'électronique de puissance et de la commande, il est aujourd'hui possible d'obtenir des variateurs à courant alternatif aussi performants que ceux à courant continu. C'est le cas des machines asynchrones à cage, qui sont de conception simple, robuste, peu coûteuse à l'achat, et à l'entretien. Elle supporte de fortes surcharges et peut fonctionner dans des milieux explosifs.

Connue depuis la fin du 19^{ème} siècle [**Her.32**], la *MADA* est une machine asynchrone triphasée à rotor bobiné alimentée par ses deux armatures : le stator et le rotor. Elle a été d'abord étudiée pour être utilisée en tant que moteur à grande vitesse. Les problèmes d'instabilités rencontrées dès lors l'ont fait abandonner pour un temps [**Per.58**].

Grâce au progrès contemporain des technologies modernes, l'utilisation de la *MADA* semble devenir une solution plus indiquée pour les applications où le couple résistant est proportionnel au carré de la vitesse (pompes et ventilateurs) [**Loe.98**], [**Ger.92**]. L'accessibilité au stator et au rotor offre l'opportunité d'avoir plusieurs degrés de liberté pour bien contrôler le transfert des puissances et le facteur de puissance avec toutes les possibilités de récupération ou d'injection d'énergie dans les enroulements de la machine [**Fan.91**].

L'alimentation par une source de tension sinusoïdale joue un rôle prépondérant dans le domaine industriel. Pour les actionneurs électriques à courant alternatif, il est nécessaire de varier la tension d'alimentation en amplitude et en fréquence. Ceci est généralement réalisé avec un onduleur de tension. En haute tension, l'alimentation peut être obtenue par des onduleurs

de tension multiniveaux **[Mar.00]**, ce qui permet d'une part de réduire les contraintes sur les interrupteurs électroniques et d'autre part d'améliorer la forme de la tension fournie par l'onduleur.

Il est bien établi que la commande vectorielle par orientation du flux de la machine asynchrone à rotor à cage présente une solution attractive pour réaliser de meilleures performances dans les applications à vitesse variable.

Cette solution demeure aussi attractive pour le cas de la machine asynchrone double alimentée aussi bien en fonctionnement générateur que moteur. En effet, la commande par orientation du flux est un moyen intéressant pour s'affranchir des non-linéarités que présente le modèle de la machine exceptionnellement la *MADA*. Le fonctionnement moteur de la *MADA* donne lieu à une meilleure gestion des puissances par l'adoption de contrôle adéquat de l'alimentation de ses armatures. En fonctionnement générateur, elle convient mieux pour la génération de l'énergie à fréquence constante avec entraînement à vitesse variable (éoliennes).

Actuellement, la majorité des projets éoliens d'une puissance supérieure à 1 MW, repose sur la machine asynchrone à double alimentation (*MADA*). Le principal avantage à utiliser une machine asynchrone à double alimentation est la possibilité de contrôler les puissances générées autour d'un point de fonctionnement. En conséquence seule au maximum 30% de la puissance est réglée par les convertisseurs qui sont au rotor, ce qui rend le coût et le rendement de ce système éolien intéressant pour des applications en forte puissance **[Oka.01]**.

Un des avantages de la double alimentation est que le circuit du rotor peut être piloté par un convertisseur de fréquence de puissance relativement faible par rapport au stator. Ainsi au niveau du rotor, un convertisseur de haute commutation pourra être employé afin de réaliser de hautes performances dynamiques en terme de temps de réponse, de minimisation d'harmoniques et d'amélioration des rendements **[Ion.03]**.

Le développement de la micro-informatique et des systèmes programmés ouvre la voie au contrôle en temps réel des machines électriques. Néanmoins, la difficulté pour commander la machine asynchrone réside dans le fait que son modèle mathématique est non linéaire, multivariable et fortement couplé vu l'existence d'un couplage complexe entre les deux armatures statorique et

rotorique. L'apparition de la commande vectorielle constitue une évolution. Elle consiste à ramener le comportement de la machine asynchrone à celui d'une machine à courant continu, en effectuant un découplage artificiel entre le flux et le couple électromagnétique .

Ce mémoire comporte quatre chapitres:

Le premier chapitre, présente la modélisation en vue d'une alimentation par convertisseurs statiques de la machine asynchrone double alimentation.

Dans le deuxième chapitre, nous élaborons plusieurs parties :

- La première partie comprend les modèles de connaissance et de commande de l'onduleur triphasé à trois niveaux à structure NPC.
- La deuxième partie consiste à l'étude la stratégie de commande à MLI (Triangulo-sinusoïdale).

Les performances de cette stratégie sont analysées sur la base de la caractéristique de réglage et du taux d'harmoniques.

Le troisième chapitre traite l'étude de la commande vectorielle de la MADA. Cette commande permet d'assurer le découplage des axes d et q, dont le but est d'améliorer le comportement statique et dynamique du système. nous étudions deux méthodes :

La première méthode consiste à étudier une commande vectorielle par orientation du flux rotorique où la machine asynchrone à double alimentation est connectée directement au réseau.

La deuxième méthode qui consiste à utiliser à étudier une commande vectorielle par orientation du flux rotorique dont le stator et rotor sont reliés au réseau par l'intermédiaire deux convertisseurs. Nous étudions les performances de la conduite de la MADA alimentée par un onduleur parfait au stator et l'onduleur trois niveaux au rotor.

Le quatrième chapitre traite la commande du redresseur à trois niveaux, après on passe à l'étude les performances de la conduite de la MADA alimentée par un convertisseur idéal au stator et une cascade redresseur à trois niveaux – onduleur à trois niveaux au rotor.

Modélisation de LA
Machine
Asynchrone Double
Alimentation

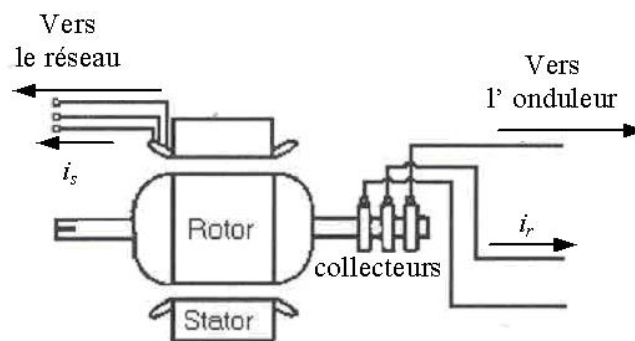
Modélisation DE LA MACHINE ASYNCHRONE A DOUBLE ALIMENTATION

ALIMENTATION

I. MODELE DE LA MACHINE ASYNCHRONE A DOUBLE ALIMENTATION (MADA)DANS LE PLAN ABC	9
I.1.Hypothèses simplificatrices.....	10
I.2. Equations électriques de la machine	11
I.3. Equations mécaniques de la machine.....	12
II. MODELE DE LA MACHINE ASYNCHRONE A DOUBLE ALIMENTATION DANS LE PLAN DQ.....	13
II.1. La transformation de Park	13
II.2. modélisation de la MADA dans le repère de PARK	14
II.3.choix du référentiel	15
II.3.1. Référentiel lié au stator	15
II.3.2. Référentiel lié au rotor	15
II.3.3. référentiel lié au champ tournant	15
III. MISE SOUS FORME D'EQUATIONS D'ETAT	16
IV. SIMULATION ET INTERPRETATION.....	16
V. CONCLUSION.....	20

I. MODELE DE LA MACHINE ASYNCHRONE A DOUBLE ALIMENTATION (MADA)DANS LE PLAN ABC

Cette section décrit le modèle dynamique d'une machine asynchrone à double alimentation. La machine asynchrone à double alimentations se compose principalement de deux parties, *stator* et *rotor* (**Fig I.1**). Le rotor tourne à l'intérieur de la cavité de la machine et est séparé du stator par *un enterfer*. En principe les circuits électriques du stator et du rotor sont constitués de trois enroulements identiques couplés en étoile (ou en triangle) à la seule différence est que celui du rotor relié à trois ou quatre bagues sur lesquelles glissent des balais. Les trois enroulements du stator (A, B et C) sont parallèles aux enroulements du rotor et sont distribués sinusoïdalement, décalés de 120 degrés l'un par rapport à l'autre. La figure (**I.2**) illustre la distribution des enroulements dans une machine asynchrone à rotor bobiné à une paire de pôle $P=1$. Souvent la machine sera construite avec plusieurs paires de pôles en reliant les enroulements en parallèle et les bobines seront décalées de $120/P$. Dans ce cas la machine donne un couple plus grand et une vitesse de rotation réduite.[Zha.99].



Fig(I.1) : MADA avec des bagues collectrices

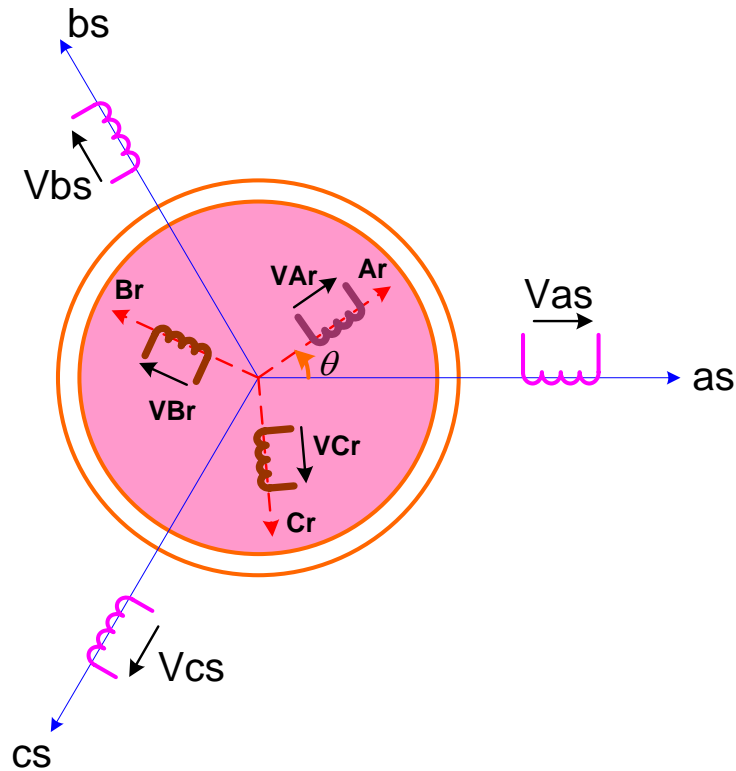


Fig.(I.2) : Représentation de la Machine asynchrone à double alimentation

a_s, b_s, c_s : phase du stator.

A_r, B_r, C_r : phase du rotor.

I.1.Hypothèses simplificatrices

La machine asynchrone à double alimentation (MADA), avec la répartition de ses enroulements et sa géométrie propre est très complexe pour se prêter à une analyse tenant compte de sa configuration exacte. De ce fait, la mise en équations nous impose certaines hypothèses simplificatrices, dans le but d'établir un modèle simple, qui sont **[Cha.83], [SAINT]** :

- ✚ La machine est de constitution symétrique.
- ✚ On suppose que le circuit magnétique est parfaitement feuilleté au stator et au rotor (seuls les enroulements sont parcourus par des courants) et que la densité de courant peut être considérée comme

uniforme dans la section des conducteurs élémentaires (absence d'effet pelliculaire).

- ✚ Les résistances des enroulements ne varient pas avec la température.
- ✚ On suppose que le circuit magnétique n'est pas saturé, condition nécessaire pour considérer les flux comme fonction linéaire des courants.
- ✚ On considère que la force magnétomotrice créée par chacune des phases statoriques et rotoriques est à répartition sinusoïdale.
- ✚ L'entrefer est d'épaisseur uniforme et l'effet d'encochage est négligé, les inductances propres sont constantes et les inductances mutuelles sont des fonctions sinusoïdales de l'angle entre les axes rotoriques et statoriques.

I.2. Equations électriques de la machine

Avec les hypothèses citées ci dessus, les équations des tensions des phases statoriques et rotoriques qui décrivent le fonctionnement de la machine s'écrivent comme suit :

$$\begin{cases} [V_s] = [R_s][I_s] + \frac{d}{dt}[\Phi_s] \\ [V_r] = [R_r][I_r] + \frac{d}{dt}[\Phi_r] \end{cases} \quad \text{(I.1)}$$

$$[V_r] \neq 0$$

Les flux sont donnés par :

$$\begin{cases} [\Phi_s] = [L_{ss}][I_s] + [M_{sr}][I_r] \\ [\Phi_r] = [L_{rr}][I_r] + [M_{rs}][I_s] \end{cases} \quad \text{(I.2)}$$

avec :

$$[V_s] = \begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix}, [I_s] = \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix}, [V_r] = \begin{bmatrix} v_{Ar} \\ v_{Br} \\ v_{Cr} \end{bmatrix}, [I_r] = \begin{bmatrix} i_{Ar} \\ i_{Br} \\ i_{Cr} \end{bmatrix}$$

$$[R_s] = \begin{pmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{pmatrix} \quad [R_r] = \begin{pmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{pmatrix}$$

R_s, R_r : Résistances des enroulements statoriques et rotoriques.

Les flux sont donnés par:

$$[L_{ss}] = \begin{pmatrix} l_s & M_s & M_s \\ M_s & l_s & M_s \\ M_s & M_s & l_s \end{pmatrix} \quad [L_{rr}] = \begin{pmatrix} l_r & M_r & M_r \\ M_r & l_r & M_r \\ M_r & M_r & l_r \end{pmatrix}$$

l_s, l_r : Inductances de fuites des statoriques et rotoriques.

M_s, M_r : inductances mutuelles.

la matrice des inductances mutuelles (matrice de couplage rotor-stator) s'écrit :

$$[M_{sr}] = \begin{pmatrix} M_{sr} \cos(\theta) & M_{sr} \cos\left(\theta + 2\frac{\pi}{3}\right) & M_{sr} \cos\left(\theta - 2\frac{\pi}{3}\right) \\ M_{sr} \cos\left(\theta - 2\frac{\pi}{3}\right) & M_{sr} \cos(\theta) & M_{sr} \cos\left(\theta + 2\frac{\pi}{3}\right) \\ M_{sr} \cos\left(\theta + 2\frac{\pi}{3}\right) & M_{sr} \cos\left(\theta - 2\frac{\pi}{3}\right) & M_{sr} \cos(\theta) \end{pmatrix} \quad (\text{I.3})$$

$$[M_{rs}] = [M_{sr}]^t$$

En remplaçant (I.2) dans (I.1), on obtient le système suivant :

$$\begin{cases} [V_s] = [R_s] \cdot [I_s] + \frac{d}{dt}([L_{ss}] \cdot [I_s]) + \frac{d}{dt}([M_{sr}] \cdot [I_r]) \\ [V_r] = [R_r] \cdot [I_r] + \frac{d}{dt}([L_{rr}] \cdot [I_r]) + \frac{d}{dt}([M_{rs}] \cdot [I_s]) \end{cases} \quad (\text{I.4})$$

I.3. Equations mécaniques de la machine

Le couple électromagnétique est donné par l'expression générale suivante :

$$C_{em} = p [I_s]^t \frac{d}{d\theta} ([M_{sr}] [I_r]) \quad (\text{I.5})$$

Donc, l'équation mécanique de la machine s'écrit :

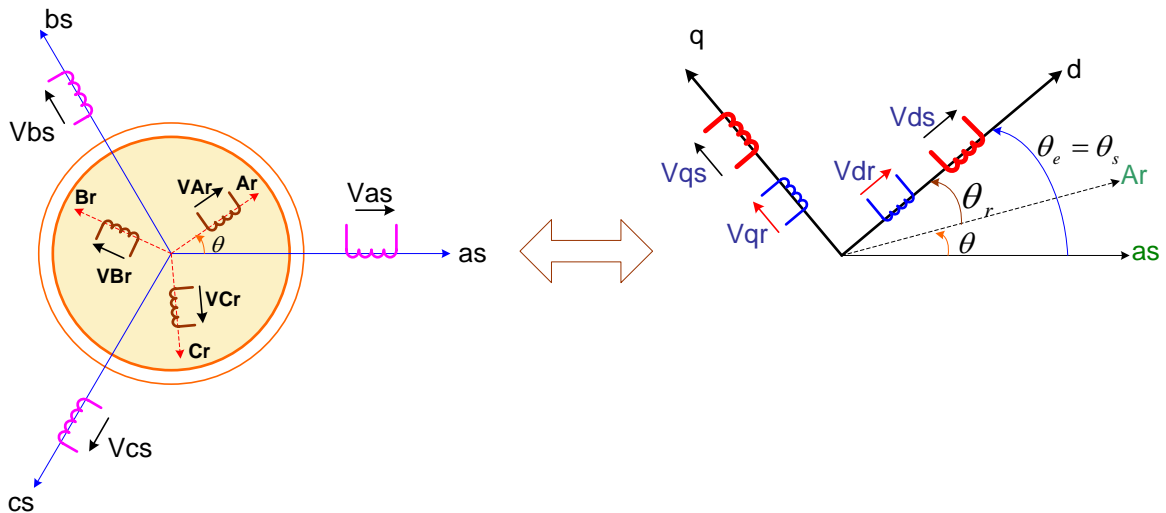
$$J \frac{d}{dt} \omega = C_m - C_r - f_r \cdot \omega \quad (\text{I.6})$$

La résolution analytique dans ce repère est très difficile car le système d'équations est à coefficients variables en fonction de θ (angle de rotation de la machine).

II. MODELE DE LA MACHINE ASYNCHRONE A DOUBLE ALIMENTATION DANS LE PLAN DQ

II.1. La transformation de Park

La transformation de Park consiste à transformer les enroulements statoriques et rotoriques en enroulements orthogonaux équivalents, afin d'obtenir un modèle mathématique plus simple que le modèle physique du système [BAR.82]



Fig(I.2) : Passage du triphasé au biphasé

La matrice de transformation est définie par :

$$P(\alpha) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \cos(\alpha) & \cos\left(\alpha - 2\frac{\pi}{3}\right) & \cos\left(\alpha - 4\frac{\pi}{3}\right) \\ -\sin(\alpha) & -\sin\left(\alpha - 2\frac{\pi}{3}\right) & -\sin\left(\alpha - 4\frac{\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{pmatrix} \quad (\text{I.7})$$

L'angle α est au choix de l'utilisateur et peut dépendre du temps. Le fait que $[P(\alpha)]$ soit orthonormée implique que son inverse est égale à sa transposée.

$$[P(\alpha)]^{-1} = [P(\alpha)]^T$$

II.2. modélisation de la MADA dans le repère de PARK

Les tensions, courants et les flux se transforment de la manière suivante :

$$\begin{cases} [V_{s,dq}] = [P(\theta_s)][V_{s,abc}] \\ [V_{r,dq}] = [P(\theta_s - \theta)][V_{r,ABC}] \end{cases} \quad \begin{cases} [i_{s,dq}] = [P(\theta_s)][i_{s,abc}] \\ [i_{r,dq}] = [P(\theta_s - \theta)][i_{r,abc}] \end{cases} \quad \begin{cases} [\Phi_{s,dq}] = [P(\theta_s)][\Phi_{s,abc}] \\ [\Phi_{r,dq}] = [P(\theta_s - \theta)][\Phi_{r,abc}] \end{cases}$$

Les relations entre les flux et les courants sont données par :

$$\begin{cases} \Phi_{ds} = L_s \cdot i_{ds} + M \cdot i_{dr} \\ \Phi_{qs} = L_s \cdot i_{qs} + M \cdot i_{qr} \end{cases} \quad \begin{cases} \Phi_{dr} = L_r \cdot i_{dr} + M \cdot i_{ds} \\ \Phi_{qr} = L_r \cdot i_{qr} + M \cdot i_{qs} \end{cases} \quad \text{(I.8)}$$

tel que :

$$L_r = l_r - M_r \quad : \text{Inductance cyclique rotorique.}$$

$$L_s = l_s - M_s \quad : \text{Inductance cyclique statorique.}$$

$$M = \frac{3}{2} M_{sr} = \frac{3}{2} M_{rs} \quad \text{Mutuelle cyclique entre rotor-stator.}$$

Les équations électriques sont :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s \cdot i_{ds} + \frac{d}{dt} \Phi_{ds} - \omega_e \Phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s \cdot i_{qs} + \frac{d}{dt} \Phi_{qs} + \omega_e \Phi_{ds} \end{cases} \quad \text{(I.9)}$$

$$\begin{cases} V_{dr} = R_r \cdot i_{dr} + \frac{d}{dt} \Phi_{dr} - (\omega_e - \omega) \Phi_{qr} \\ V_{qr} = R_r \cdot i_{qr} + \frac{d}{dt} \Phi_{qr} + (\omega_e - \omega) \Phi_{dr} \end{cases} \quad \text{(I.10)}$$

$$\text{Avec : } \begin{cases} \omega_e = \frac{d\theta_e}{dt} \\ \omega = \frac{d\theta}{dt} \end{cases} \quad \text{avec } \theta_e = \theta_s = \theta + \theta_r$$

II.3. choix du référentiel

II.3.1. Référentiel lié au stator

$$\frac{d\theta_e}{dt} = 0 \Rightarrow \frac{d\theta_r}{dt} = -\frac{d\theta}{dt} = -\omega$$

Ce référentiel est mieux adapté pour travailler avec les grandeurs instantanées .

II.3.2. Référentiel lié au rotor

Ce référentiel est caractérisé par $\omega_e = \omega$. Il est intéressant dans l'étude des régimes transitoires où la vitesse est supposée constante.

Il se traduit par la condition :

$$\frac{d\theta_r}{dt} = 0 \Rightarrow \frac{d\theta_e}{dt} = \omega$$

II.3.3. référentiel lié au champ tournant

Ce référentiel est caractérisé par $\omega_e = \omega_s$. Dans ce cas les grandeurs statoriques et rotoriques sont connues en régime permanent . Il est donc préférable de travail dans ce repère lors d'une étude de la commande des machines. **[kri.87]**

Le modèle de la machine asynchrone à double alimentation s'écrit dans le repère de PARK lié au champ tournant comme suit :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s \cdot i_{ds} + \frac{d}{dt} \Phi_{ds} - \omega_s \Phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s \cdot i_{qs} + \frac{d}{dt} \Phi_{qs} + \omega_s \Phi_{ds} \end{cases} \quad \text{(I.11)}$$

$$\begin{cases} V_{dr} = R_r \cdot i_{dr} + \frac{d}{dt} \Phi_{dr} - (\omega_s - \omega) \Phi_{qr} \\ V_{qr} = R_r \cdot i_{qr} + \frac{d}{dt} \Phi_{qr} + (\omega_s - \omega) \Phi_{dr} \end{cases} \quad \text{(I.12)}$$

Avec :

$$\begin{cases} C_{em} = p \frac{M}{L_r} (\Phi_{dr} i_{qs} - \Phi_{qr} i_{ds}) \\ \frac{J}{p} \frac{d\omega_m}{dt} = C_{em} - C_r - C_f \end{cases} \quad \text{(I.13)}$$

III. MISE SOUS FORME D'EQUATIONS D'ETAT

Vu la nécessité de représenter le modèle non linéaire de la machine asynchrone à double alimentation sous forme d'équation d'état. Nous allons choisir dans tout ce qui suivra, le vecteur $[\Phi_{ds}, \Phi_{qs}, i_{dr}, i_{qr}, \omega]^T$ comme vecteur d'état et les grandeurs V_{dr}, V_{qr} comme variable de commande. **[Pet.03]**.

Après le calcul, nous aboutissons au système suivant:

$$\begin{cases} \frac{d\Phi_{ds}}{dt} = -\alpha_s \Phi_{ds} + \omega_s \Phi_{qs} + \alpha_s M i_{dr} + V_{ds} \\ \frac{d\Phi_{qs}}{dt} = -\alpha_s \Phi_{qs} - \omega_s \Phi_{ds} + \alpha_s M i_{qr} + V_{qs} \\ \frac{di_{dr}}{dt} = -\gamma_r i_{dr} + (\omega_s - \omega) i_{qr} + \alpha_s \beta \Phi_{ds} - \beta p \omega \Phi_{qs} - \beta V_{ds} + \frac{1}{\sigma_r} V_{dr} \\ \frac{di_{qr}}{dt} = -\gamma_r i_{qr} - (\omega_s - \omega) i_{dr} + \alpha_s \beta \Phi_{qs} + \beta p \omega \Phi_{ds} - \beta V_{qs} + \frac{1}{\sigma_r} V_{qr} \\ \frac{d\omega}{dt} = \left[\frac{p\mu}{J} (\Phi_{qs} i_{dr} - \Phi_{ds} i_{qr}) - \frac{1}{J} C_r - \frac{fr}{J} \omega \right] \end{cases} \quad \text{(I.14)}$$

Avec :

$$\begin{cases} \alpha_s = \frac{R_s}{L_s} \\ \sigma_r = L_r \left(1 - \frac{M^2}{L_s L_r}\right) \\ \gamma_r = \frac{R_r}{\sigma_r} + \frac{R_s M^2}{L_s^2 \sigma_r} \end{cases} \quad \begin{cases} \beta = \frac{M}{L_s \sigma_r} \\ \mu = \frac{3M}{2L_s} \end{cases}$$

IV. SIMULATION ET INTERPRETATION

La simulation numérique est bien connue aujourd'hui dans le domaine des machines électrique. Elle nous permet de modéliser, d'analyser et de simuler les systèmes avec beaucoup de précision. De nos jours il existe toute une panoplie de logiciels pour les machines électriques.

Afin de simuler la MADA, nous avons opté pour le logiciel **MATLAB**. Les données de la machine utilisée en simulation sont données en **annexe**. Nous avons simulé la MADA alimenté par réseau pour deux types de fonctionnement:

- Démarrage à vide représenté par la figure (I-3).
- Démarrage à vide avec application d'un couple résistant entre deux instants 0.5s et 0.8s représenté par la figure (I-4).

➤ **Démarrage à vide [figure (I-3)]:**

On remarque que toutes les grandeurs de la machine ont un régime transitoire oscillant. La vitesse électrique du rotor ω atteint une valeur à vide proche de 157 rad/s au bout d'un temps égal à 0.3s. Ce démarrage rapide a permis d'avoir un établissement rapide du couple électromagnétique au régime transitoire.

Les courants rotoriques i_{dr} , i_{qr} se stabilisent à des valeurs proches de zéro au bout d'un temps égal à 0.3s, quant aux flux statorique (ϕ_{ds} , ϕ_{qs} , ϕ_s), ils prennent tous des régimes transitoires oscillatoires et se stabilisent aux valeurs respectivement de -1.17Wb, -0.04 Wb et 1.2 Wb.

➤ **Démarrage à vide avec application d'un couple résistant, [figure (I-4)]:**

On remarque qu'à l'application du couple résistant, le couple électromagnétique augmente afin de compenser le couple de résistant, cela induit une légère diminution de vitesse qui traduit un glissement supplémentaire correspondant au glissement nominal de la machine, et une augmentation du courant i_{qr} .

De même pour les flux statoriques ϕ_{ds} , ϕ_{qs} augmentent à l'instant de l'application de la charge, chose qui explique le couplage naturel existant entre le flux et le couple.

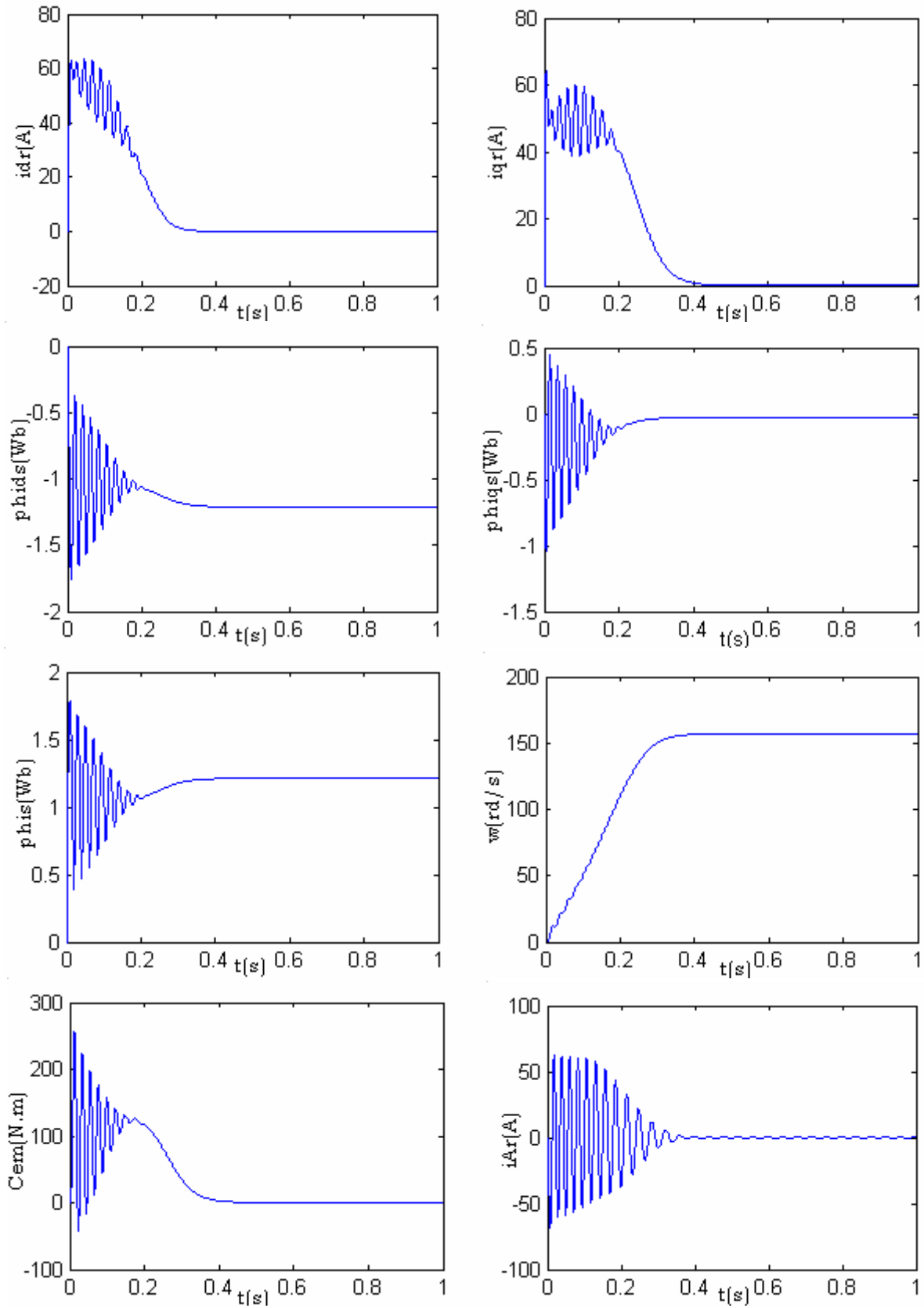


Fig (I.3): Comportement de la MADA lors d'un démarrage à vide.

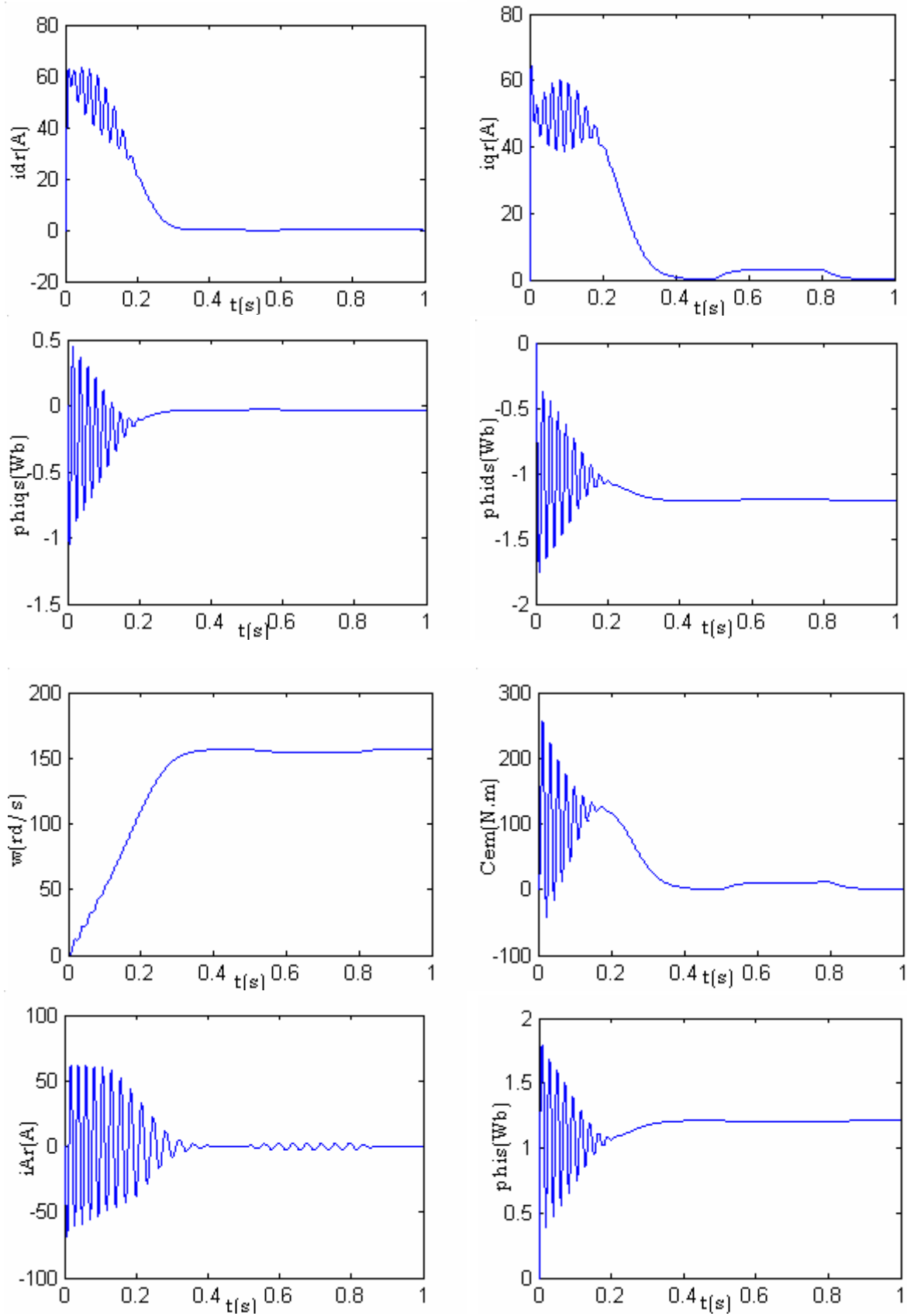


Fig (I.4): Comportement de la MADA lors de l'application d'un couple résistant entre deux instants 0.5s et 0.8s.

V. CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons présenté le modèle mathématique de la machine asynchrone à double alimentation en vue d'une alimentation par convertisseurs statiques. Le modèle triphasé obtenu sous certaines hypothèses simplificatrices s'est réduit en un modèle biphasé à l'aide de la transformation de PARK.

Modelisation de
l' Onduleur
Triphase a Trois
Niveaux

MODÉLISATION DE L'ONDULEUR TRIPHASE A TROIS NIVEAUX

I. INTRODUCTION	22
II. MODELISATION DE L'ONDULEUR A TROIS NIVEAUX	22
II.1.structure de l'onduleur à trois niveaux	22
II.2.Modélisation du fonctionnement d'un bras d'onduleur à trois niveaux	23
II.2.1.Différentes configuration d'un bras d'onduleur à trois Niveaux.....	25
II.2.2.Fonctionnement d'un bras d'onduleur à trois niveaux	26
II.2.3.Modèle de connaissance de l'onduleur à trois niveaux	26
II.2.4. fonctions de connexion des interrupteurs	27
II.2.5. Fonctions de connexion des demi-bras	28
II.2.6.Fonction de conversion.....	29
III. STRATEGIE DE COMMANDE DE L'ONDULEUR TRIPHASE A TROIS NIVEAUX	31
III.1. Commande triangulo-sinusoidale à deux porteuse.....	31
III.1.1.Principe de la commande.....	31
III.1.2. L'algorithme de commande	31
III.1.3. Caractéristique de la tension de référence.....	33
III.2. Résultats de la simulation	34
III.3. Interprétation	35
IV. CONCLUSION.....	35

I. Introduction

Un onduleur est un convertisseur statique capable de transformer l'énergie d'une source à tension continue en une énergie à tension alternative. Il existe plusieurs structures d'onduleurs ; dont chacun correspond à un type d'application déterminé ou permettant des performances recherchées [Bri.82]. L'apparition de nouveaux composants d'électronique de puissance a permis de développer de nouvelles structures d'une grande performance par rapport aux structures classiques, en l'occurrence, l'onduleur triphasé à trois niveaux à structure N.P.C [Gaad.00], [Ghe.01].

Les études faites sur les onduleurs monophasés et triphasés à trois niveaux à structure NPC ont montré que l'onduleur à trois niveaux peut être considéré comme l'association de deux onduleurs à deux niveaux [Ber.95]. Ces études ont montré que les onduleurs à trois niveaux offrent une grande amélioration sur la qualité des tensions de sortie.

Ces améliorations peuvent être plus importantes par l'insertion des différentes stratégies de commande. Ces stratégies ont pour l'objectif d'éliminer certains rangs d'harmoniques, ainsi que la réduction des perturbations conduites par les convertisseurs statiques, ceci fera l'objet de notre étude dans la deuxième partie de ce chapitre

II. MODELISATION DE L'ONDULEUR A TROIS NIVEAUX

II.1. structure de l'onduleur à trois niveaux

Plusieurs structures sont possibles pour réaliser un onduleur triphasé à trois niveaux. Nous avons choisi d'étudier la structure NPC (Neutral Point Clamping) c'est-à-dire une structure à point milieu [Bou.00].

L'onduleur triphasé à trois niveaux à structure NPC étudié se compose de trois bras symétriques constitués chacun de quatre interrupteurs en série , plus deux diodes permettant l'obtention du zéro de la tension V_{KM} notées DD_{K0} et DD_{K1} . Chaque interrupteur est composé d'un transistor et d'une diode montée en tête bêche.

Le point milieu de chaque bras est relié à une alimentation continue de force électromotrice ($U_{c1}+U_{c2}$). Ces deux générateurs ainsi que les diodes DD_{K0} et DD_{K1} se trouvent connectés entre eux en un point fictif noté « M ».

La représentation schématique de cet onduleur est donnée par la figure (II-1); ou:

- Les tensions continues U_{c1} , U_{c2} sont les tensions d'entrée,
- Les tensions alternatives V_A , V_B , V_C sont les tensions de sortie,
- Les courants i_1 , i_2 , i_3 sont les courants de sortie.

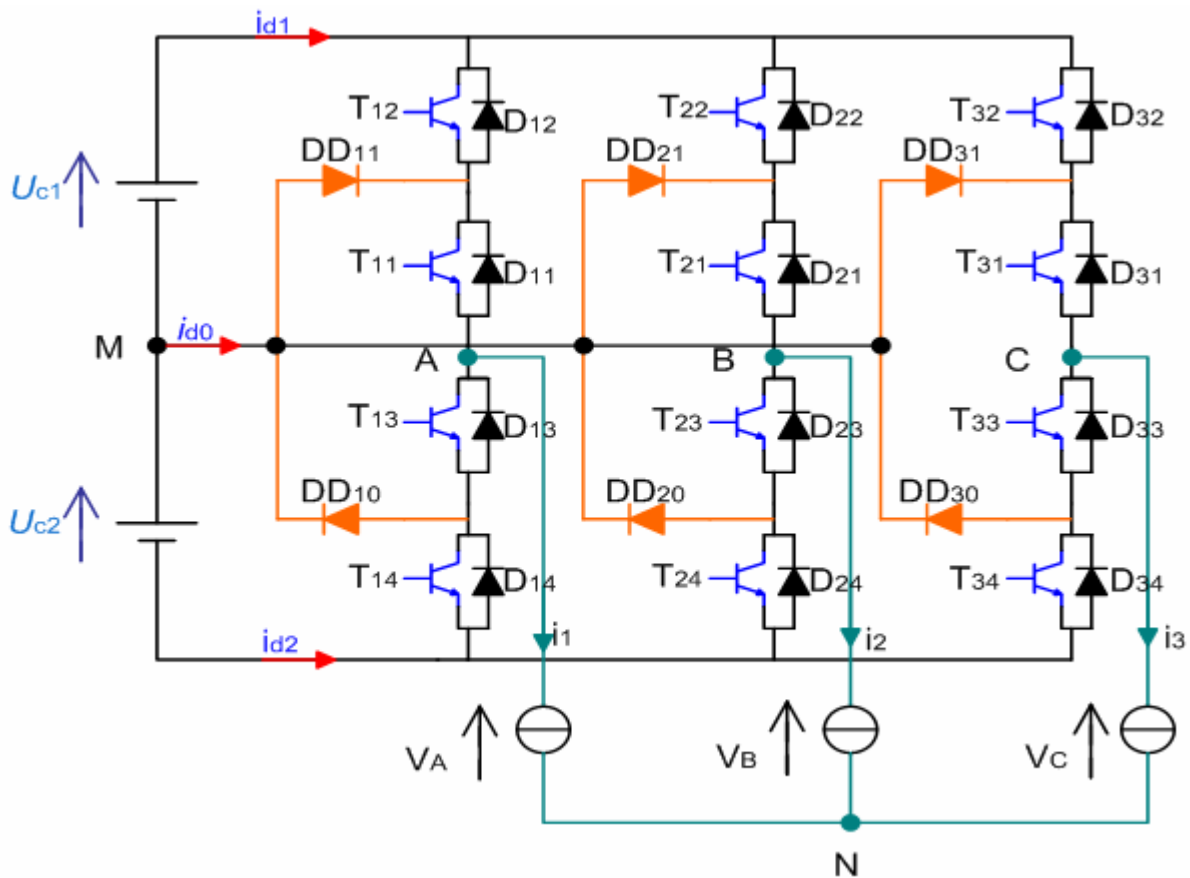


Fig (II.1) : Onduleur triphasé à trois niveaux.

II.2. Modélisation du fonctionnement d'un bras d'onduleur à trois niveaux

La symétrie des onduleurs à trois niveaux permet leur modélisation par bras sans a priori sur la commande. On montra ensuite comment déduire celui d'un onduleur complet.

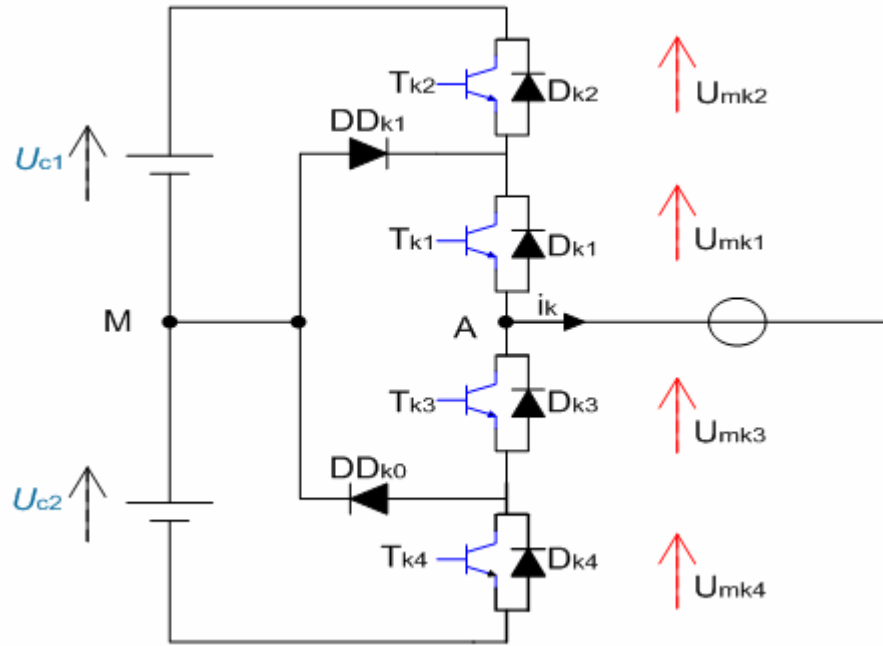


Fig (II.2) : structures d'un bras de l'onduleur à trois niveaux à structure NPC

Pour simplifier la complexité de la structure de l'onduleur multiniveaux, on présente chaque paire transistor-diode par un seul interrupteur bidirectionnel TD_{ks} (figure II.2), et vue la symétrie de sa structure, on fait le raisonnement sur un seul bras (figure II.3).

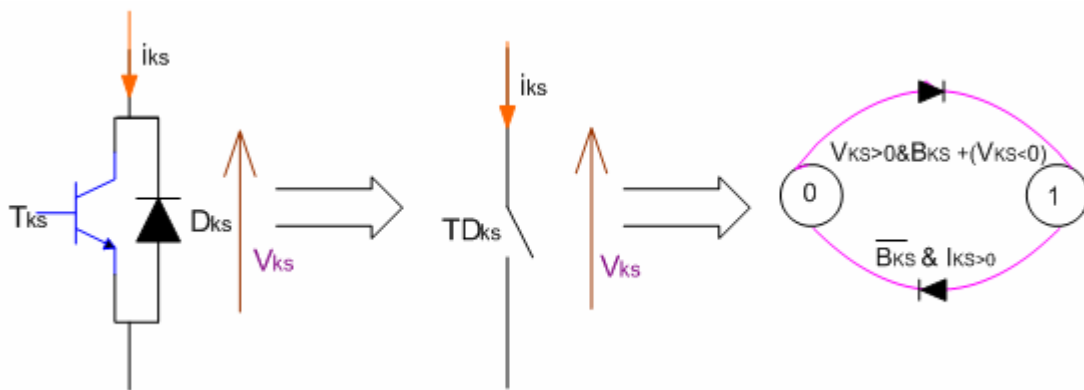


Fig (II.3.a) : Interrupteur bidirectionnel équivalent de la paire transistor-diode.

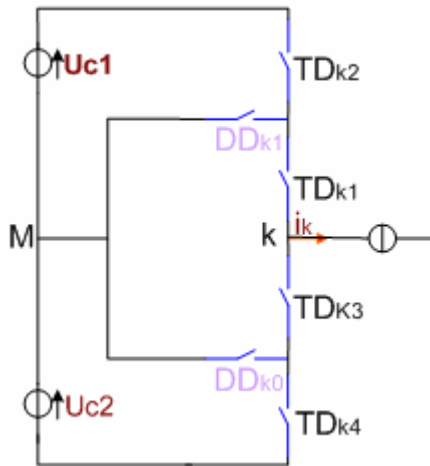
Fig (II.3.b) : Réseau de Petri de l'interrupteur bidirectionnel.

L'ouverture et la fermeture des interrupteurs dépendent de :

- La commande externe B_{ks} (l'ordre d'amorçage ou de blocage des semi-conducteurs bicommandables T_{ks}).
- Une commande interne définie par les signes des courants du bras et des tensions aux bornes des semi-conducteurs.

II.2.1. Différentes configurations d'un bras d'onduleur à trois niveaux

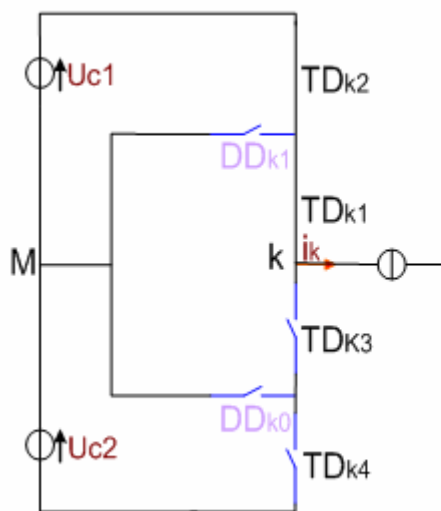
Un bras de l'onduleur définit cinq configurations possibles. Ces différentes configurations sont représentées par la figure (II-4). Le tableau (II-1) donne les grandeurs électriques caractérisant chacune de ces configurations (avec « M » origine des potentiels et V_{kM} la différence de potentiel entre le bras K et le point fictif M). [Bech.99]



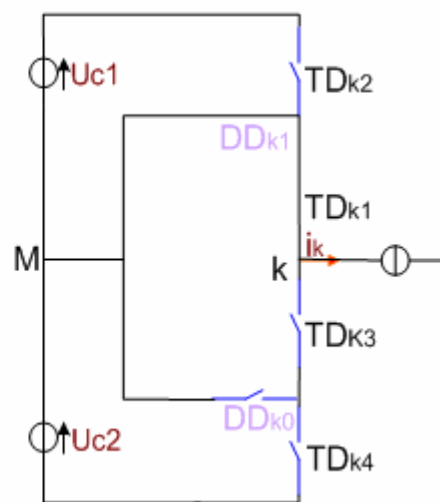
Configuration E0

La configuration	La grandeur électrique qui la caractérise
E0	$i_k=0$
E1	$V_k=U_{c1}$
E2	$V_k=0$
E3	$V_k=-U_{c2}$
E4	$V_k=0$

Tableau (II.1) : Grandeurs électriques caractérisant chaque configuration possible d'un bras k



Configuration E1



Configuration E2

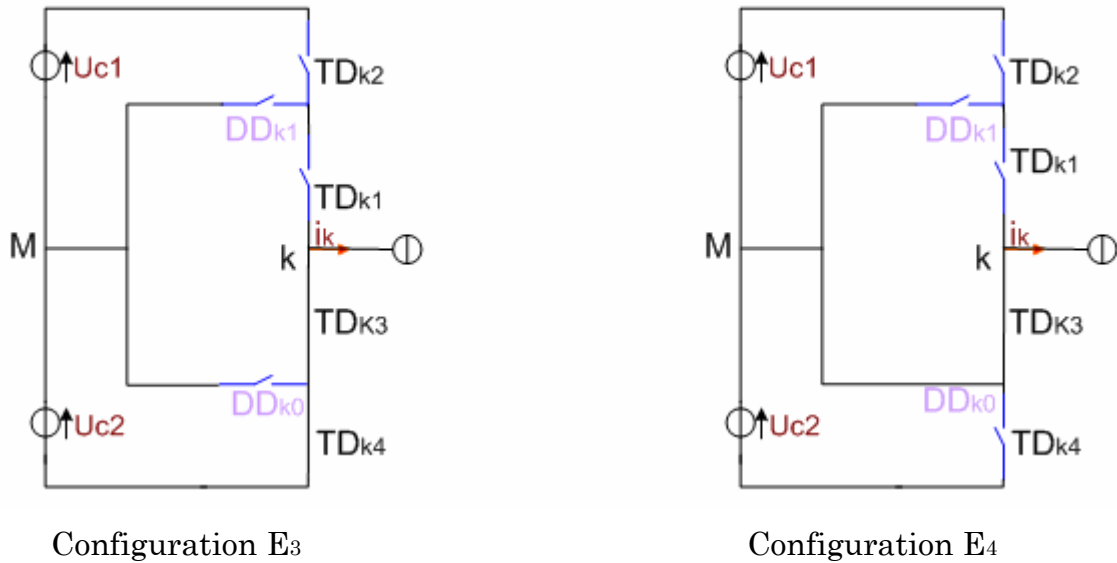


Fig (II.4) : Les cinq configurations possibles d'un bras d'onduleur à trois niveaux.

II.2.2.Fonctionnement d'un bras d'onduleur à trois niveaux

Chaque bras est équivalent à un interrupteur à trois positions permettant d'obtenir en sortie trois niveaux de tension U_{c1} , 0 et $-U_{c2}$.

La structure de cet onduleur de tension consiste à créer un point sur l'étage de tension continue tel que $U_{c1} + U_{c2} = E$, permettant de générer des créneaux d'amplitudes $:-E/2$, 0 et $E/2$ dont la combinaison de ces niveaux permet d'avoir un fondamental plus proche de la sinusoïde qu'avec la structure classique à deux niveaux.

II.2.3.Modèle de connaissance de l'onduleur à trois niveaux

Un convertisseur est dit en mode commandable si les transitions entre ses différentes configurations dépendent uniquement de la commande externe (commande des bases des semi-conducteurs) et par suite une conduction continue de ce convertisseur [Ber.95].

Pour l'onduleur à trois niveaux, cette condition de commandabilité implique que les transitions entre ses différentes configurations dépendent uniquement de la commande externe (commande des bases des semi-conducteurs) et non plus des commandes internes (grandeurs électriques). Nous supposons par la suite que

cette condition est toujours vérifiée. De ce fait, on peut définir les fonctions de connexion.

Hypothèse

- La chute de tension aux bornes des semi-conducteurs est supposée faible (négligeable devant U_c).
- La charge est triphasée, couplée en étoile avec neutre isolé, alors on a :

$$\begin{cases} V_A + V_B + V_C = 0 \\ i_1 + i_2 + i_3 = 0 \end{cases} \tag{II.1}$$

Pour éviter la conduction simultanée des quatre interrupteurs d'un seul bras, qui peut engendrer leur destruction par croissance du courant lors du court-circuit, ou à une surtension dans le cas de l'ouverture de tous les interrupteurs, on définit la commande complémentaire suivante :

$$\begin{cases} B_{k1} = \overline{B_{k4}} \\ B_{k2} = \overline{B_{k3}} \end{cases} \tag{II.2}$$

Avec B_{ks} est le signal de la commande du transistor T_{ks} du bras k

Le tableau (II.2) montre la table d'excitation associée à cette commande complémentaire.

Bk1	Bk2	Bk3	Bk4	Vk
0	0	1	1	-Uc2
0	1	0	1	inconnue
1	0	1	0	0
1	1	0	0	Uc1

Tableau (II.2)

II.2.4. fonctions de connexion des interrupteurs

On définit la fonction de connexion de chaque interrupteur $TDks$ comme étant une fonction qui décrit l'état ouvert ou fermé de celui-ci :

$$\begin{cases} F_{ks} = 1 & \text{si } TD_{ks} \text{ est fermé} \\ F_{ks} = 0 & \text{si } TD_{ks} \text{ est ouvert} \end{cases} \quad \text{(II.3)}$$

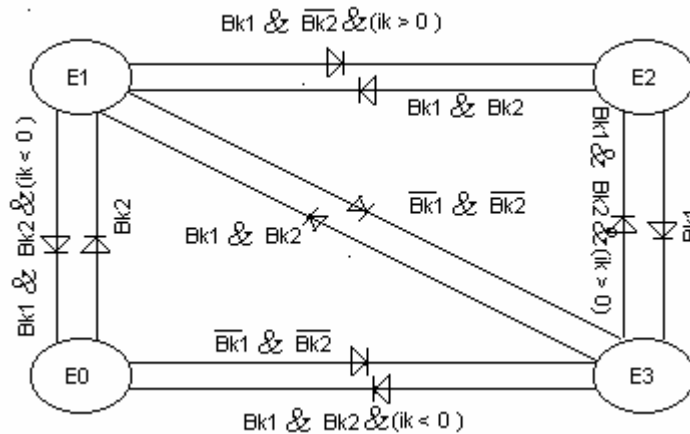
En traduisant la commande complémentaire par les fonctions de connexion des interrupteurs du bras k, on trouve :

$$\begin{cases} F_{k1} = 1 - F_{k4} \\ F_{k2} = 1 - F_{k3} \end{cases} \quad \text{(II.4)}$$

la commande complémentaire est exprimée pour les trois bras comme suit :

$$\begin{cases} F_{11} = 1 - F_{14} \\ F_{12} = 1 - F_{13} \end{cases} \quad \begin{cases} F_{21} = 1 - F_{24} \\ F_{22} = 1 - F_{23} \end{cases} \quad \begin{cases} F_{31} = 1 - F_{34} \\ F_{32} = 1 - F_{33} \end{cases}$$

Avec la commande complémentaire et en mode commandable, le réseau de Pétri de fonctionnement d'un bras d'onduleur à trois niveaux se simplifie. Le réseau de Pétri obtenu dans ces conditions est montré à la figure (II.5)



Fig(II.5) : Modèle d'un bras de l'onduleur à trois niveaux en mode commandable.

II.2.5. Fonctions de connexion des demi-bras

Pour l'onduleur à trois niveaux, on définit en plus la fonction de connexion d'un demi-bras notée F_{km}^b

Où K : Numéro du bras (K=1; 2; 3)

$$m = \begin{cases} 0 & \text{pour le demi-bras du bas} \\ 1 & \text{pour le demi-bras du haut} \end{cases}$$

Les fonctions de connexion des demi-bras s'expriment au moyen des fonctions de connexion des interrupteurs comme suit :

$$\begin{cases} F_{k1}^b = F_{k1} \cdot F_{k2} \\ F_{k0}^b = F_{k3} \cdot F_{k4} \end{cases} \quad \text{(II.5)}$$

II.2.6.Fonction de conversion

Notation

- V_A, V_B, V_C : Tensions simples aux bornes de chaque phase de la charge.
- V_{AM}, V_{BM}, V_{CM} : Tensions de chaque phase de l'onduleur par rapport au point milieu « M » de l'alimentation continue de l'onduleur.

Les potentiels aux nœuds A, B et C de l'onduleur par rapport au point milieu M s'expriment au moyen des fonctions de connexion des interrupteurs et des tensions d'entrée comme suit :

$$\begin{cases} V_{AM} = F_{11} \cdot F_{12} \cdot U_{c1} - F_{13} \cdot F_{14} \cdot U_{c2} \\ V_{BM} = F_{21} \cdot F_{22} \cdot U_{c1} - F_{23} \cdot F_{24} \cdot U_{c2} \\ V_{CM} = F_{31} \cdot F_{32} \cdot U_{c1} - F_{33} \cdot F_{34} \cdot U_{c2} \end{cases} \quad \text{(II.6)}$$

En introduisant les fonctions de connexion des demi-bras, on aura :

$$\begin{cases} V_{AM} = F_{11}^b \cdot U_{c1} - F_{10}^b \cdot U_{c2} \\ V_{BM} = F_{21}^b \cdot U_{c1} - F_{20}^b \cdot U_{c2} \\ V_{CM} = F_{31}^b \cdot U_{c1} - F_{30}^b \cdot U_{c2} \end{cases} \quad \text{(II.7)}$$

Les tensions composées s'écrivent comme suit :

$$\begin{cases} U_{AB} = V_{AM} - V_{BM} \\ U_{BC} = V_{BM} - V_{CM} \\ U_{CA} = V_{CM} - V_{AM} \end{cases} \quad \text{(II.8)}$$

D'où le système matriciel suivant exprimant ces tensions composées au moyen des fonctions de connexion des demi-bras :

$$\begin{bmatrix} U_{AB} \\ U_{BC} \\ U_{CA} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \left\{ \begin{bmatrix} F_{11}^b \\ F_{21}^b \\ F_{31}^b \end{bmatrix} U_{C1} - \begin{bmatrix} F_{10}^b \\ F_{20}^b \\ F_{30}^b \end{bmatrix} U_{C2} \right\} \quad (\text{II.9})$$

Les tensions simples sont déduites comme suit :

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \left\{ \begin{bmatrix} F_{11}^b \\ F_{21}^b \\ F_{31}^b \end{bmatrix} U_{C1} - \begin{bmatrix} F_{10}^b \\ F_{20}^b \\ F_{30}^b \end{bmatrix} U_{C2} \right\} \quad (\text{II.10})$$

Les courants d'entrée i_{d1} et i_{d2} sont exprimés en fonction des courants de charge i_1 , i_2 et i_3 par les relations suivantes :

$$\begin{cases} i_{d1} = F_{11} \cdot F_{12} \cdot i_1 + F_{21} \cdot F_{22} \cdot i_2 + F_{31} \cdot F_{32} \cdot i_3 \\ i_{d2} = F_{13} \cdot F_{14} \cdot i_1 + F_{23} \cdot F_{24} \cdot i_2 + F_{33} \cdot F_{34} \cdot i_3 \end{cases} \quad (\text{II.11})$$

D'où

$$\begin{cases} i_{d1} = F_{11}^b \cdot i_1 + F_{21}^b \cdot i_2 + F_{31}^b \cdot i_3 \\ i_{d2} = F_{10}^b \cdot i_1 + F_{20}^b \cdot i_2 + F_{30}^b \cdot i_3 \end{cases} \quad (\text{II.12})$$

Cette relation montre, que pour l'onduleur à trois niveaux, tout se passe comme si le courant i_{d1} était le courant d'entrée de l'onduleur à deux niveaux du haut, et i_{d2} le courant d'entrée de l'onduleur à deux niveaux du bas.

Le courant i_{d0} est lié aux courants de charge comme suit :

$$i_{d0} = F_{11} \cdot F_{13} \cdot i_1 + F_{21} \cdot F_{23} \cdot i_2 + F_{31} \cdot F_{33} \cdot i_3 \quad (\text{II.13})$$

Des relations (II.2) et (II.11), on déduit que i_{d0} s'écrit sous la forme :

$$i_{d0} = i_1 + i_2 + i_3 - i_{d1} - i_{d2}$$

D'où

$$i_{d0} = (1 - F_{11}^b - F_{10}^b) i_1 + (1 - F_{21}^b - F_{20}^b) i_2 + (1 - F_{31}^b - F_{30}^b) i_3 \quad (\text{II.14})$$

III. STRATEGIE DE COMMANDE DE L'ONDULEUR TRIPHASÉ A TROIS NIVEAUX

III.1. Commande triangulo-sinusoidale à deux porteuses

III.1.1.Principe de la commande

Le principe de cette stratégie consiste à utiliser les intersections d'une onde de référence ou modulante (qui est l'image de l'onde de sortie qu'on veut obtenir) généralement sinusoidale avec deux porteuses triangulaires bipolaires [Ber.95].

Deux paramètres caractérisent cette stratégie [Ber.95]:

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

$$m = \frac{f_p}{f} \quad \text{(II.19)}$$

- Taux de modulation "r" qui est le rapport de l'amplitude de la tension de référence (V_m) et celle de la porteuse (U_{pm}):

$$r = \frac{V_m}{U_{pm}} \quad \text{(II.20)}$$

Les deux porteuses sont identiques et déphasées d'une demi période de hachage $\frac{1}{2.f_p}$ l'une de l'autre afin d'améliorer le taux d'harmoniques de la tension de sortie [Ber.95]. La porteuse choisie est celle en dents de scie bipolaire. Elle permet une réduction du taux d'harmoniques. Ces harmoniques sont centrés autour des fréquences multiple de $2.m.f$.

III.1.2. L'algorithme de commande

L'algorithme de la commande de la stratégie triangulo-sinusoidale à deux porteuses pour l'onduleur à trois niveaux pour un bras K, peut être résumé en deux étapes [Bech.99] :

Etape 1 : la détermination des signaux intermédiaires V_{k1} et V_{k2}

$$\begin{cases} V_{refk} \geq U_{p1} \Rightarrow V_{k1} = U_{C1} \\ V_{refk} < U_{p1} \Rightarrow V_{k1} = 0 \end{cases} \quad \text{et} \quad \begin{cases} V_{refk} \geq U_{p2} \Rightarrow V_{k0} = 0 \\ V_{refk} < U_{p1} \Rightarrow V_{k0} = -U_{C2} \end{cases} \quad \text{(II.22)}$$

Avec : $U_{c1} = U_{c2} = U_c = \frac{E}{2}$

Etape 2 : détermination du signal V_{k2} et des ordres de commande B_{ks} des interrupteurs :

$$\begin{cases} V_{k2} = U_{c1} \Rightarrow B_{k1} = 1, B_{k2} = 1 \\ V_{k2} = -U_{c2} \Rightarrow B_{k1} = 0, B_{k2} = 0 \\ V_{k2} = 0 \Rightarrow B_{k1} = 1, B_{k2} = 0 \end{cases} \quad \text{(II.23)}$$

avec :

$$\begin{cases} V_{k2} = V_{k1} + V_{k0} \\ B_{k3} = \bar{B}_{k2} \\ \bar{B}_{k4} = \bar{B}_{k1} \end{cases} \quad \text{(II.24)}$$

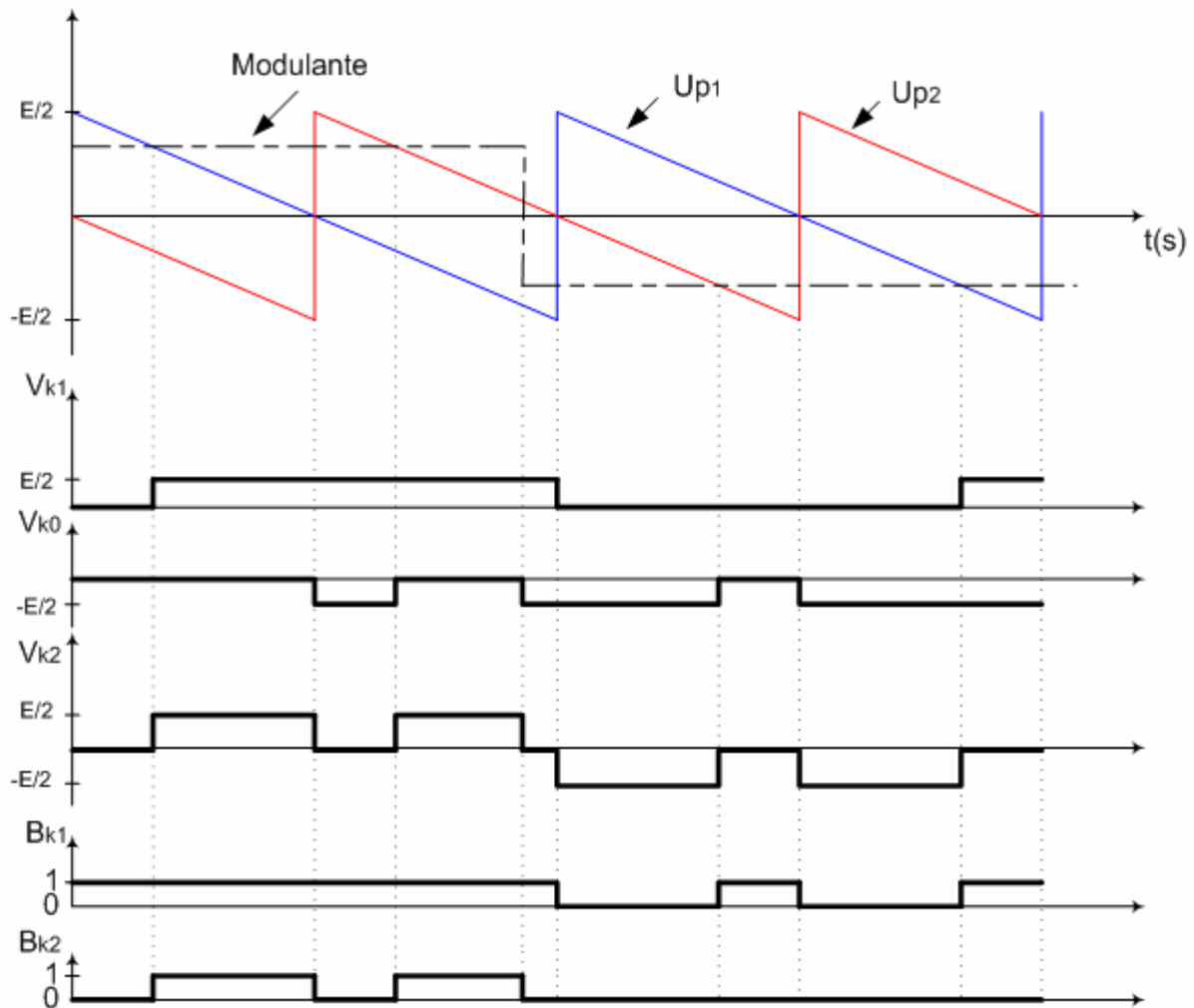


Fig (II.7) : principe de la stratégie triangulo-sinusiodale à deux porteuses bipolaires.

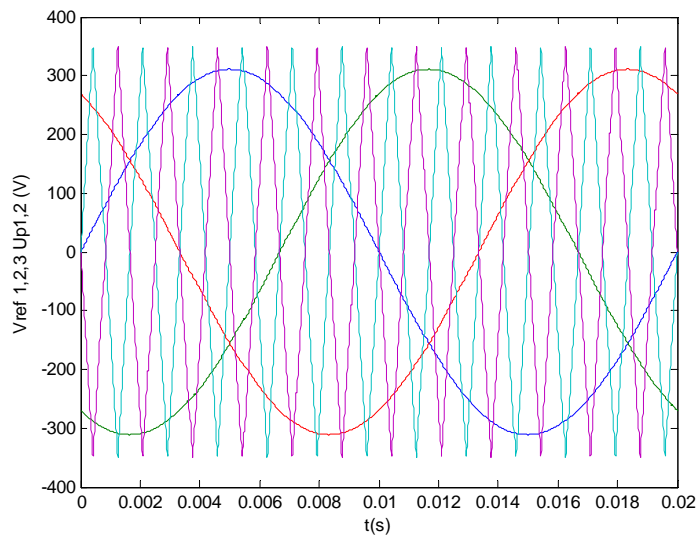
III.1.3. Caractéristique de la tension de sortie

Les tensions de référence de l'onduleur triphasé utilisé, qui permettent d'avoir un système triphasé équilibré direct ou inverse sont données par le système d'équations suivant :

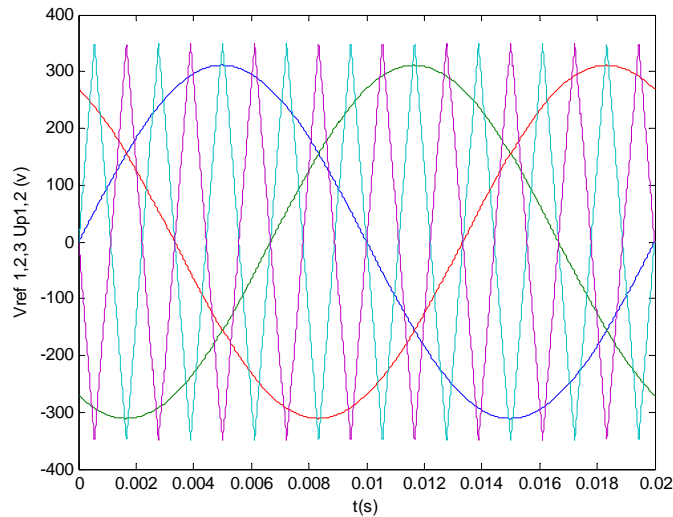
$$\begin{cases} V_{ref1}(t) = V_m \cdot \sin(\omega t - \varphi) \\ V_{ref2}(t) = V_m \cdot \sin\left(\omega t - \varphi - \frac{2\pi}{3} \cdot marche\right) \\ V_{ref3}(t) = V_m \cdot \sin\left(\omega t - \varphi - \frac{4\pi}{3} \cdot marche\right) \end{cases} \quad \text{(II.25)}$$

L'utilité de la variable "marche" permet à l'onduleur triphasé commandé par cette technique un fonctionnement dans les quatre quadrants du plan couple-vitesse.

La figure (II.6) montre la porteuse et les tensions de référence pour respectivement $m=9, r=0.9$ et $m=12, r=0.9$.



($m=12, r=0.9$)



$$(m=9, r=0.9)$$

Fig (II.6) : les différents signaux de la stratégie triangulo-sinusoidale à deux porteuses de l'onduleur triphasé à trois niveaux pour des valeurs paire et impaire de m

III.2. Résultats de simulation

Nous avons représenté sur la figure II.7, la tension d'une phase de l'onduleur triphasé pour $m=9, r=0.8$ et $m=12, r=0.9$

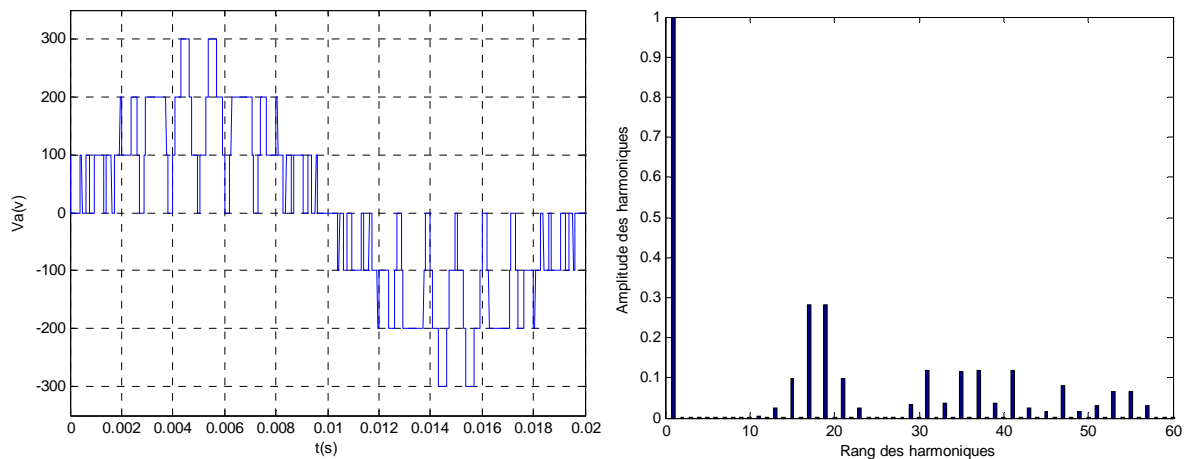


Fig (II.7.a) : La tension de sortie de l'onduleur triphasé à trois niveaux commandé par stratégie triangulo-sinusoidale à deux porteuses ($m=9, r=0.9$).

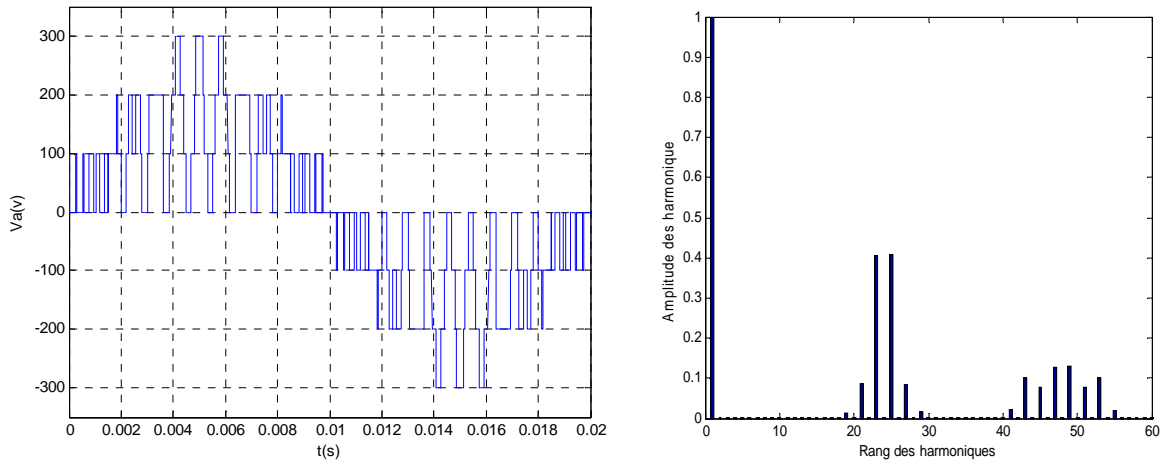


Fig (II.7.b) : La tension de sortie de l'onduleur triphasé à trois niveaux commandé par stratégie triangulo-sinusoidale à deux porteuses ($m=12$, $r=0.9$).

III.3. Interprétation

- On constate que la tension simple V_a ne possède que des harmoniques impaires pour toutes les valeurs de "m".
- L'augmentation de l'indice de modulation "m" permet de pousser les harmoniques vers des fréquences élevées, donc facilement filtrées par la machine.

IV. Conclusion

Dans ce chapitre, nous avons étudié la structure de l'onduleur à trois niveaux. Nous avons fait l'analyse topologique d'un bras d'onduleur à trois niveaux. Cette analyse montre que chaque interrupteur supporte une tension maximale égale à la moitié par rapport à celle supportée dans le cas d'un onduleur à deux niveaux. C'est cette caractéristique qui permet de monter en tension et en puissance. Pour modéliser l'onduleur à trois niveaux, on a commencé par le modèle de connaissance de cet onduleur.

Et à la fin de ce chapitre, nous avons présenté la stratégie triangulo-sinusoidale à deux porteuses utilisée pour déterminer les séquences de commutations des interrupteurs de l'onduleur à trois niveaux.

L'étude des caractéristiques de la tension de sortie de l'onduleur à trois niveaux pour la stratégie définie dans ce chapitre, a montré que, l'augmentation

de l'indice de modulation «m» repousse les harmoniques de tension vers des ordres élevés ce qui facilite leur filtrage par l'inductance de la machine.

COMMANDE VECTORIELLE
de la MADA AVEC
ORIENTATION du FLUX
ROTORIQUE

COMMANDE VECTORIELLE DE LA MADA AVEC ORIENTATION DU FLUX ROTORIQUE

I. INTRODUCTION.....	38
II. PRINCIPE DU CONTROLE VECTORIEL À FLUX ORIENTÉ	38
III. COMMANDE VECTORIELLE DE LA MADA.....	40
III.1. Procédé d'orientation du flux	40
III.2. Orientation du flux rotorique.....	41
III.3. Les méthodes de contrôle par flux orienté.....	42
III.4. Structure d'une alimentation en tension par orientation du flux.....	43
III.5. Structure du bloc de découplage.....	45
III.6. Calcul des paramètres des régulateurs de courant.....	46
III.7. Simulation et interprétation.....	49
III.8. Conclusion.....	51
IV. COMMANDE VECTORIELLE DE LA MADA ALIMENTÉE PAR DEUX CONVERTISSEURS.....	52
IV.1. Structure d'une double alimentation en tension par orientation du flux.....	52
IV.2. Calcul des paramètres du régulateur des courants	53
IV.3. Simulation et interprétation	56
V. CONCLUSION.....	60

I. INTRODUCTION

La machine à courant continu a plusieurs avantages. Elle est facilement commandable, étant donné que le flux et le couple sont découplés :

- Le flux est contrôlé par le courant de l'inducteur.
- Le couple est contrôlé par le courant d'induit.

Mais elle a un point faible, c'est la présence du collecteur et des balais, ce qui limite sa vitesse. De plus le moteur à courant continu est interdit dans des ambiances difficiles **[Dri.05]**.

Au cours de ces dernières années, des méthodes ont été mises au point, permettant d'assurer le couplage entre les commandes du flux et du couple de la machine asynchrone. Ceci concilie les avantages des propriétés du moteur à courant continu et de l'absence du collecteur mécanique.

Pour réaliser un contrôle similaire à celui de la machine à courant continu à excitation séparée, il est nécessaire d'orienter le flux en quadrature avec le couple d'où le nom de méthode à flux orienté.

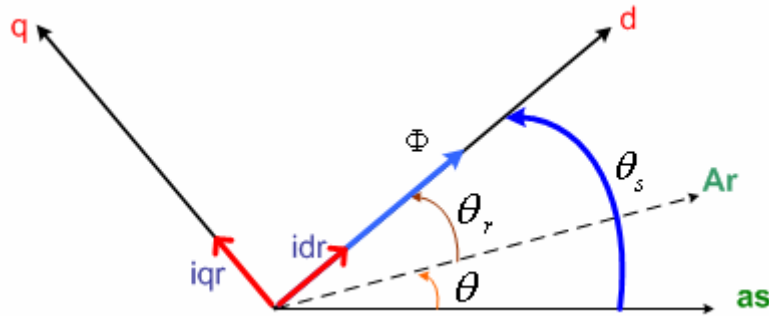
Cette orientation permet de transformer l'expression du couple électromagnétique en une forme similaire à celle de la machine à courant continu.

II. PRINCIPE DU CONTROLE VECTORIEL À FLUX ORIENTÉ

La commande par flux orienté est une expression qui apparaît de nos jours dans la littérature traitant les techniques de contrôle des machines électriques à courant alternatif. A savoir la force exercée sur un conducteur parcouru par un courant et soumis à un champ magnétique est égale au produit vectoriel du vecteur courant par le vecteur champ. Il en résulte évidemment que l'amplitude de cette force est maximale lorsque le vecteur courant est perpendiculaire au vecteur champ **[Arz.05]**.

Dans 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.

(MCC) où le courant inducteur contrôle le flux et le courant d'induit contrôle le couple. Il s'agit de placer le référentiel (d,q) de sorte que le flux soit aligné sur l'axe direct (d). Ainsi, le flux est commandé par la composante directe du courant et le couple est commandé par l'autre composante.



Fig(III.1) position du référentiel par rapport au flux

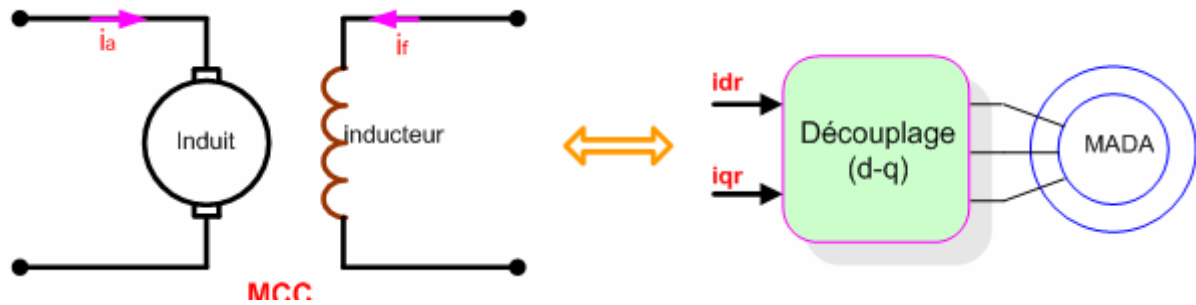
La commande vectorielle par orientation du flux présente une solution attractive pour réaliser de meilleures performances dans les applications à vitesse variable pour le cas de la machine asynchrone double alimentée aussi bien en fonctionnement générateur que moteur.

Lors de la modélisation de la machine asynchrone à double alimentation dans un repère lié au champ tournant, les champs statoriques et rotoriques et d'entrefer de la machine tournent à la vitesse du référentiel (d, q) par rapport au stator.

L'orientation de l'un de ces trois champs suivant l'axe « d » du référentiel constitue le principe de base de la commande vectorielle. Grâce à la transformée de PARK, on obtient un modèle similaire à la MCC à excitation séparée.

De nombreuses variantes de la commande vectorielle ont été présentées dans la littérature, et que l'on peut classer suivant la source d'énergie :

- Commande en tension (voltage source inverter-VSI)
- Commande en courant (current controlled inverter-CCI).



Fig(III.2) : Principe de la commande vectorielle

Couple électromagnétique de la machine à courant continu :

$$\begin{cases} C_{em} = K \cdot \Phi_f \cdot i_a \\ \Phi_f = k' \cdot i_f \end{cases} \quad \text{(III.1)}$$

Couple électromagnétique de la machine asynchrone à double alimentation :

$$C_{em} = p \cdot (\Phi_{dr} \cdot i_{qr} - \Phi_{qr} \cdot i_{dr}) \quad \text{(III.2)}$$

En se basant sur cette équation, on peut réaliser un découplage de telle façon que le couple sera commandé uniquement par le courant rotorique en quadrature i_{qr} (l'axe q doit être dépourvu du flux ($\Phi_{qr} = 0$), et le flux par le courant rotorique directs i_{dr} .

La relation finale du couple est:

$$C_{em} = p \cdot \Phi_{dr} \cdot i_{qr} \quad \text{(III.3)}$$

III. COMMANDE VECTORIELLE DE LA MADA

III.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 [Yaz.96]:

- Orientation du flux rotorique:

$$\begin{cases} \Phi_{dr} = \Phi_r \\ \Phi_{qr} = 0 \end{cases}$$

➤ Orientation du flux statorique:

$$\begin{cases} \Phi_{ds} = \Phi_s \\ \Phi_{qs} = 0 \end{cases}$$

➤ Orientation du flux magnétisant:

$$\begin{cases} \Phi_{dm} = \Phi_m \\ \Phi_{qm} = 0 \end{cases}$$

Avec:

Φ_r : flux rotorique Φ_s : flux statorique Φ_m : flux magnétisant

Dans notre étude nous optons pour l'orientation du flux rotorique.

III.2. Orientation du flux rotorique

Le modèle de la machine asynchrone à double alimentation s'écrit dans le repère de PARK lié au champ tournant comme suit :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d}{dt} \Phi_{ds} - \omega_s \Phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d}{dt} \Phi_{qs} + \omega_s \Phi_{ds} \\ V_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \Phi_{dr} - (\omega_s - \omega) \Phi_{qr} \\ V_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d}{dt} \Phi_{qr} - (\omega_s - \omega) \Phi_{dr} \end{cases} \quad \text{(III.4)}$$

Posant ($\Phi_{dr} = \Phi_r, \Phi_{qr} = 0$), nous pouvons alors écrire les équations liant les courants statoriques aux courants rotoriques :

$$\begin{cases} i_{ds} = \frac{1}{M} (\Phi_r - L_r i_{dr}) \\ i_{qs} = -\frac{L_r}{M} i_{qr} \end{cases} \quad \text{(III.5)}$$

En remplaçant le système d'équations (III.5) dans (III.4), et après arrangement on obtient le système suivant:

$$\begin{cases} V_{ds} = -\alpha \cdot i_{dr} - \frac{L_s \cdot L_r}{M} \cdot \sigma \frac{di_{dr}}{dt} - \omega_s \cdot \frac{L_s \cdot L_r}{M} \sigma i_{qr} + \beta \cdot \Phi_r + \frac{L_s}{M} \cdot V_{dr} \\ V_{qs} = -\beta \cdot L_r \cdot i_{qr} - \frac{L_s \cdot L_r}{M} \cdot \sigma \frac{di_{qr}}{dt} + \omega_s \cdot \frac{L_s \cdot L_r}{M} \sigma i_{dr} + \omega_s \cdot \frac{L_s}{M} \cdot \Phi_r \\ V_{dr} = R_r \cdot i_{dr} + \frac{d}{dt} \Phi_r \\ V_{qr} = R_r \cdot i_{qr} + (\omega_s - \omega) \Phi_r \end{cases} \quad \text{(III.6)}$$

Avec

$$\begin{cases} \alpha = \frac{R_s \cdot L_r + R_r \cdot L_s}{M} \\ \sigma = 1 - \frac{M^2}{L_s \cdot L_r} \\ \beta = \frac{R_s}{M} \end{cases}$$

Les puissances active et réactive au rotor sont exprimées en fonction des composantes de Park des courants et tensions par :

$$\begin{cases} P_r = V_{dr} \cdot i_{dr} + V_{qr} \cdot i_{qr} \\ Q_r = V_{qr} \cdot i_{dr} - V_{dr} \cdot i_{qr} \end{cases} \quad \text{(III.7)}$$

III.3. Les méthodes de contrôle par flux orienté

Le principe de la commande vectorielle nécessite la connaissance de la position exacte du flux à orienter à tout instant et de la faire coïncider avec l'axe direct « d » tournant à la même vitesse synchrone. Pour y parvenir, deux approches sont envisageables :

- **Commande directe:** la position du flux à orienter est mesurée électriquement
 en utilisant un capteur physique de flux ou un modèle dynamique de flux .
- **Commande indirecte:** elle se base sur les équations régissant le fonctionnement de la machine avec orientation du flux ou la position du flux est déduite de la relation donnant la vitesse de glissement.

Dans ce travail, nous utilisons la commande indirecte. L'immense avantage de cette méthode réside dans le fait qu'on n'utilise pas l'amplitude du flux rotorique mais seulement sa position.

III.4. Structure d'une alimentation en tension par orientation du flux

Afin de montrer que la commande par orientation du flux rotorique permet d'avoir un découplage effectif des grandeurs réelles (couple, vitesse) de la MADA, on considère les tensions rotoriques V_{dr} et V_{qr} comme variable de commande qui sont générées par le bloc de contrôle à flux orienté et les courants rotoriques i_{dr} et i_{qr} comme variable d'état. Ces grandeurs sont en fonction des grandeurs des consignes $P_{r_{ref}}$, $Q_{r_{ref}}$.

Donc on peut également envisager une commande vectorielle de la MADA basée sur un contrôle des puissances actives et réactives au rotor **[Poi.03]**. Cependant cette solution n'est convenable que lorsque la génératrice fonctionne en régime normal, mais dès que le réseau est affecté par des défauts, la mesure de la puissance au rotor n'est plus appropriée.

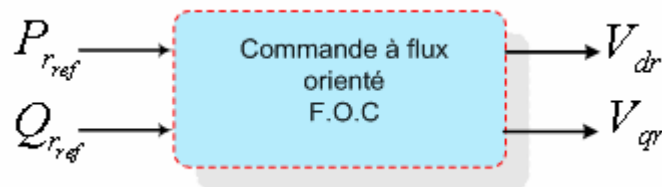


Fig (III.3): Bloc du F.O.C.(feild oriented control)

En émettant quelques hypothèses, le système **(III.6)** peut être simplifié. les tensions rotoriques devient en régime permanent :

$$\begin{cases} V_{dr} = R_r \cdot i_{dr} \\ V_{qr} = R_r \cdot i_{qr} + g \cdot \omega_s \cdot \Phi_r \end{cases} \quad \text{(III.8)}$$

le système (III.4) devient :

$$\begin{cases} V_{ds} = -\alpha_{r1} \cdot i_{dr} - \tau \frac{di_{dr}}{dt} - \omega_s \cdot \tau \cdot i_{qr} + \frac{\beta}{g} \cdot V_{qr} + \frac{L_s}{M} \cdot V_{dr} \\ V_{qs} = -\alpha_{r2} \cdot i_{qr} - \tau \frac{di_{qr}}{dt} + \omega_s \cdot \tau \cdot i_{dr} + \frac{L_s}{M} \cdot \frac{V_{qr}}{g} \end{cases} \quad \text{(III.9)}$$

Avec

$$\begin{cases} \alpha_{r1} = \frac{R_r \cdot L_s + R_s \cdot L_r}{M} \\ \alpha_{r2} = \frac{R_s \cdot L_r + \frac{R_r \cdot L_s}{g}}{M} \\ \tau = \frac{L_s \cdot L_r}{M} \cdot \sigma \end{cases}$$

Dans l'hypothèse où le flux est maintenu constant (ce qui est assuré par la présence d'un réseau stable connecté au stator), le choix de ce repère rend le couple électromagnétique produit par la machine et par conséquent la puissance active uniquement dépendants du courant rotorique d'axe q [Poi.03.1].

En remplaçant le système d'équations (III.8) dans (III.7) , et après arrangement on obtient le système suivant:

$$\begin{cases} P_r = R_r \cdot i_{dr}^2 + R_r \cdot i_{qr}^2 + g \cdot \omega_s \cdot \Phi_r \cdot i_{qr} \\ Q_r = g \cdot \omega_s \cdot \Phi_r \cdot i_{dr} \end{cases} \quad \text{(III.10)}$$

On voit que la puissance est rendue proportionnelle au courant i_{qr} si le flux est maintenu constant, de préférence à sa valeur nominale de manière à avoir une puissance maximale. Et donc pour un point de fonctionnement donné caractérisé par une vitesse ω , On peut écrire :

$$\begin{cases} P_r - P_{Jr} = k \cdot i_{qr} \\ Q_r = k \cdot i_{dr} \end{cases} \quad \text{(III.11)}$$

Avec $k = f(\Omega, \omega_s) = g \cdot \omega_s \cdot \Phi_r$

III.5. Structure du bloc de découplage

Elle est donnée par les équations suivantes avec la structure de bloc découplage illustrée par la figure (III.4)

$$\begin{cases} i_{dr_{ref}} = \frac{P_{r_{ref}}}{k} \\ i_{qr_{ref}} = \frac{Q_{r_{ref}}}{k} \end{cases}$$



Fig (III.4) : Structure du bloc de découplage

On introduit pour découpler, deux nouvelles grandeurs indépendantes V_{d1}, V_{q1}

$$\begin{cases} V_{d1} = \alpha_{r1} \cdot i_{dr} + \tau \frac{di_{dr}}{dt} \\ V_{q1} = \alpha_{r2} \cdot i_{qr} + \tau \frac{di_{qr}}{dt} \end{cases} \quad \text{(III.12)}$$

Dans la figure (III.5), un schéma d'implantation générale illustre la commande proposée, selon la stratégie de l'orientation du flux rotorique. Dans cette même figure, des régulateurs à gains élevés sont utilisés pour pouvoir contrôler les courants rotoriques i_{dr} et i_{qr} . Les deux courants de référence sont obtenus à partir du contrôle des puissances active et réactive. [Vas.90],[Lea.97].

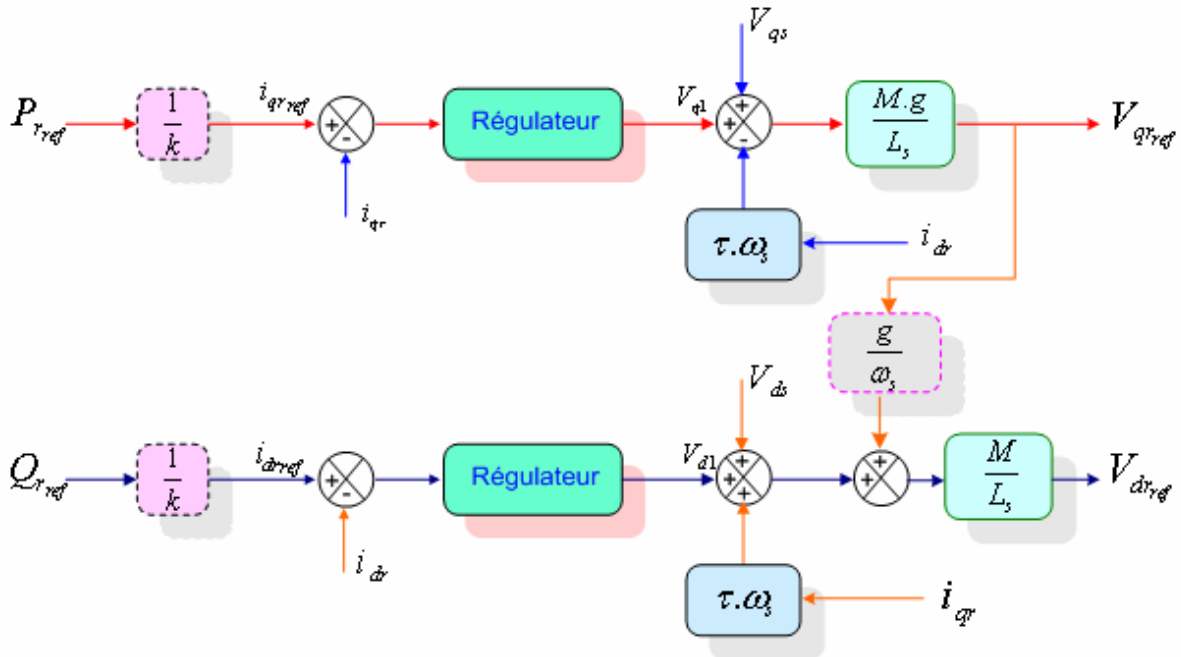


Fig (III.5): Schéma bloc de la structure de commande par orientation du flux rotorique la MADA alimentée en tension

III.6. Calcul des paramètres des régulateurs de courant

Dans une machine asynchrone à double alimentation, l'asservissement des grandeurs électriques (**courant**) joue un rôle très important dans la commande. En effet, plus cet asservissement est efficace plus la puissance rotorique (active, réactive) produite par la machine est proche de celle désirée. Pour cela et pour conserver l'orientation du flux exigé par la commande vectorielle, on doit étudier une boucle de régulation de courant.

Nous proposons une méthode analytique de calcul des paramètres des différents régulateurs du type (**PI**) qui permettent d'avoir une bonne précision, une rapidité et stabilité du système. La fonction de transfert du régulateur est donnée par:

$$R(S) = \frac{1+T_1S}{T_2S} ; \quad \text{ou:} \quad R(S) = K_p + \frac{K_i}{S} ; \quad \text{avec:} \quad \begin{cases} K_p = \frac{T_1}{T_2} \\ K_i = \frac{1}{T_2} \end{cases}$$

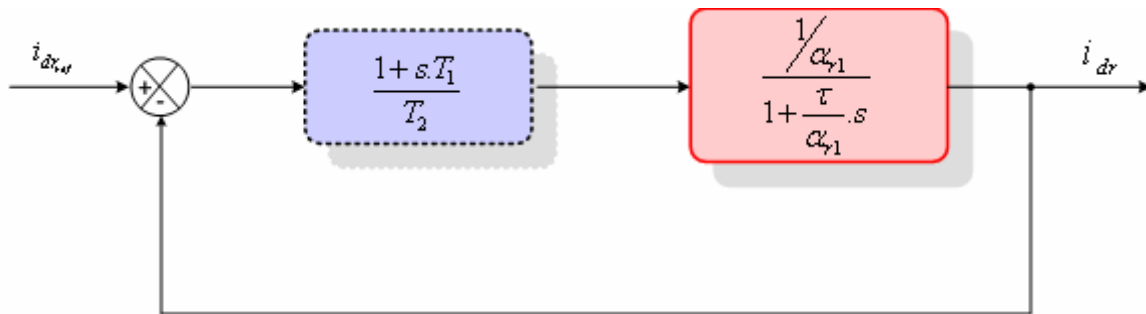
La détermination des paramètres T_1 et T_2 du régulateur fait intervenir des méthodes classiques de calcul des régulateurs continus. Cette stratégie permet l'application de l'ensemble des outils de l'automatique linéaire au problème de régulation.

L'asservissement des courants rotoriques joue un grand rôle dans la commande. Les correcteurs utilisés dans ce travail sont de type proportionnel-intégral (PI).

$$R_{c_1}(s) = \frac{i_{dr}(s)}{V_{d1}(s)} = \frac{1}{\alpha_{r1} + \tau \cdot s}$$

$$R_{c_2}(s) = \frac{i_{qr}(s)}{V_{q1}(s)} = \frac{1}{\alpha_{r2} + \tau \cdot s}$$

Le schéma bloc global de la régulation des courants rotoriques est représenté par la Figure suivante :



Fig(III.6): Schéma bloc de la régulation des courants rotoriques

Pour ramener le système en boucle fermée à un système du premier ordre, on choisira l'action intégrale égale à la constante de temps du système en boucle

$$\text{ouverte } T_1 = \frac{\tau}{\alpha_{r1}} = \frac{L_s \cdot \sigma}{R_r}$$

$$T_2 \cdot \alpha_{r1} = \tau_d$$

Avec τ_d : le temps de réponse

N.B : pour la boucle de courant i_{qr} , le dimensionnement se fait de la même manière.

Le schéma bloc de cette structure est représenté par la figure (III-7).

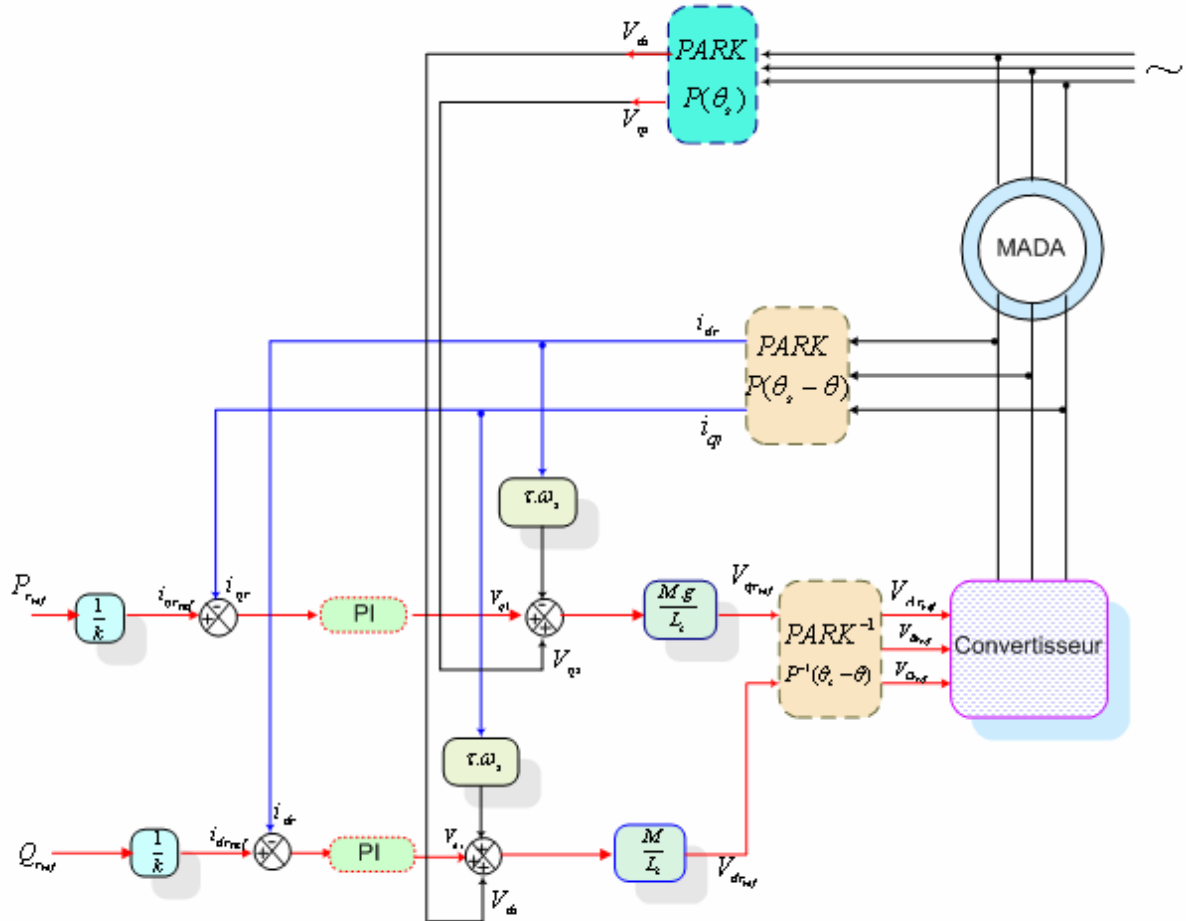


Fig (III.7): Schéma global de la structure de commande par orientation du flux rotorique de la MADA alimentée en tension

Donc dans le cas où, la MADA fonctionne en générateur connecté au réseau, il suffit de remplacer la vitesse par la puissance active et le flux rotorique par la puissance réactive [Kel.00]. Pour un fonctionnement sur un site isolé, la MADA doit être contrôlée pour maintenir la fréquence et la tension du stator constantes [Dri.05],[Pen.96].

III.7. Simulation et interprétation

La simulation de cette commande a été faite en imposant les puissances active et réactive de référence $P_{r_{ref}}$, $Q_{r_{ref}}$ alors que la machine est entraînée à vitesse fixe.

Conditions de l'essai :

machine entraînée à 1450 tr/min.

à $t=1$ s : échelon de puissance active ($P_{r_{ref}}$ passe de 0 à -800 W) comme indique sur la figure (II.8)

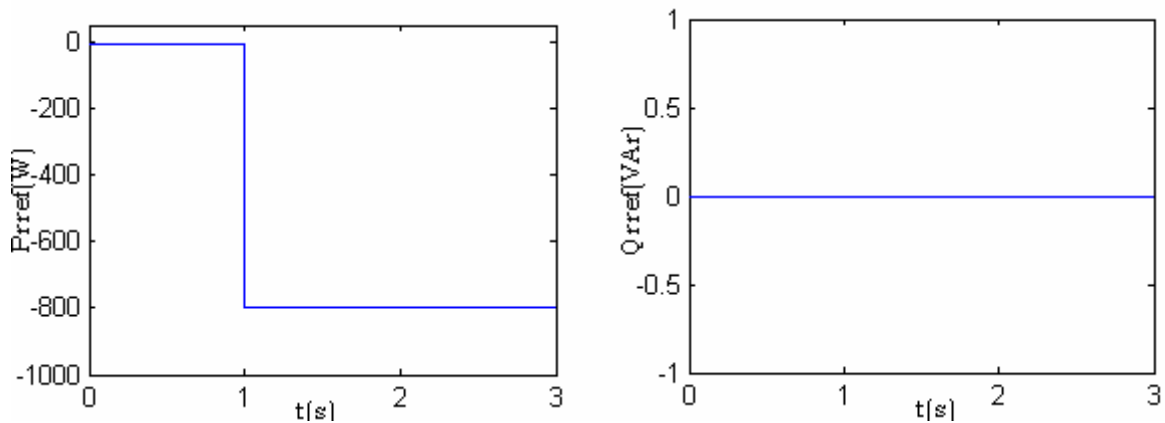


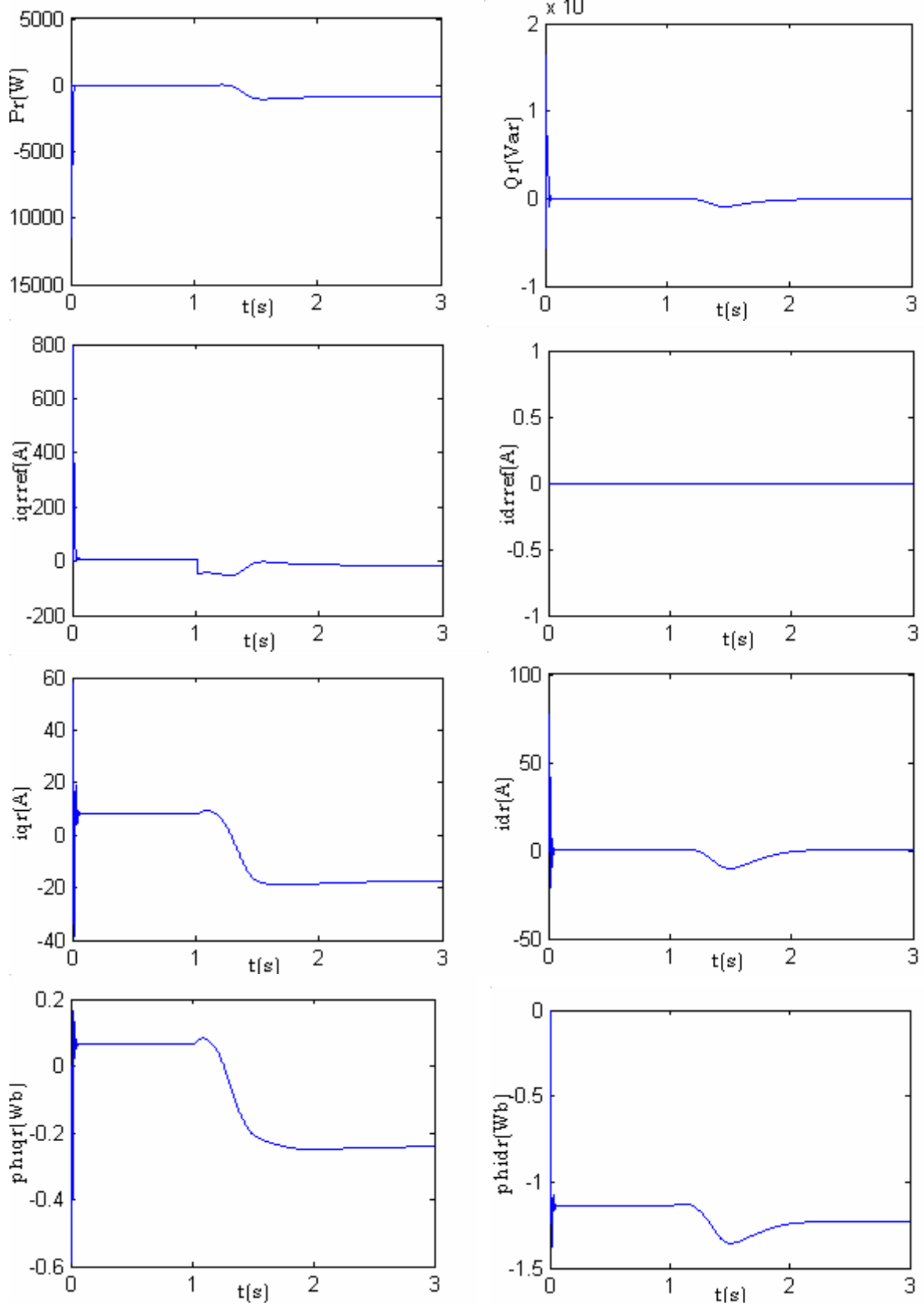
Fig (III.8) les puissances active et réactive de référence

D'après les résultats de la simulation donnés par les figures (III-9), on remarque que :

Les courants $i_{dr_{ref}}$ et $i_{qr_{ref}}$ représentent l'image des puissance réactive et Active . Ceci trouve son explication dans les équations du bloc de découplage.

Les courant rotoriques i_{dr} , i_{qr} suivent les courant de référence imposés dans le régime permanent et La tension V_{ar} présente une allure sinusoïdale.

La composante en quadrature du flux rotorique Φ_{qr} ne s'annule pas en régime permanent Ceci nous permet de conclure que le couplage entre le flux et le couple est resté.



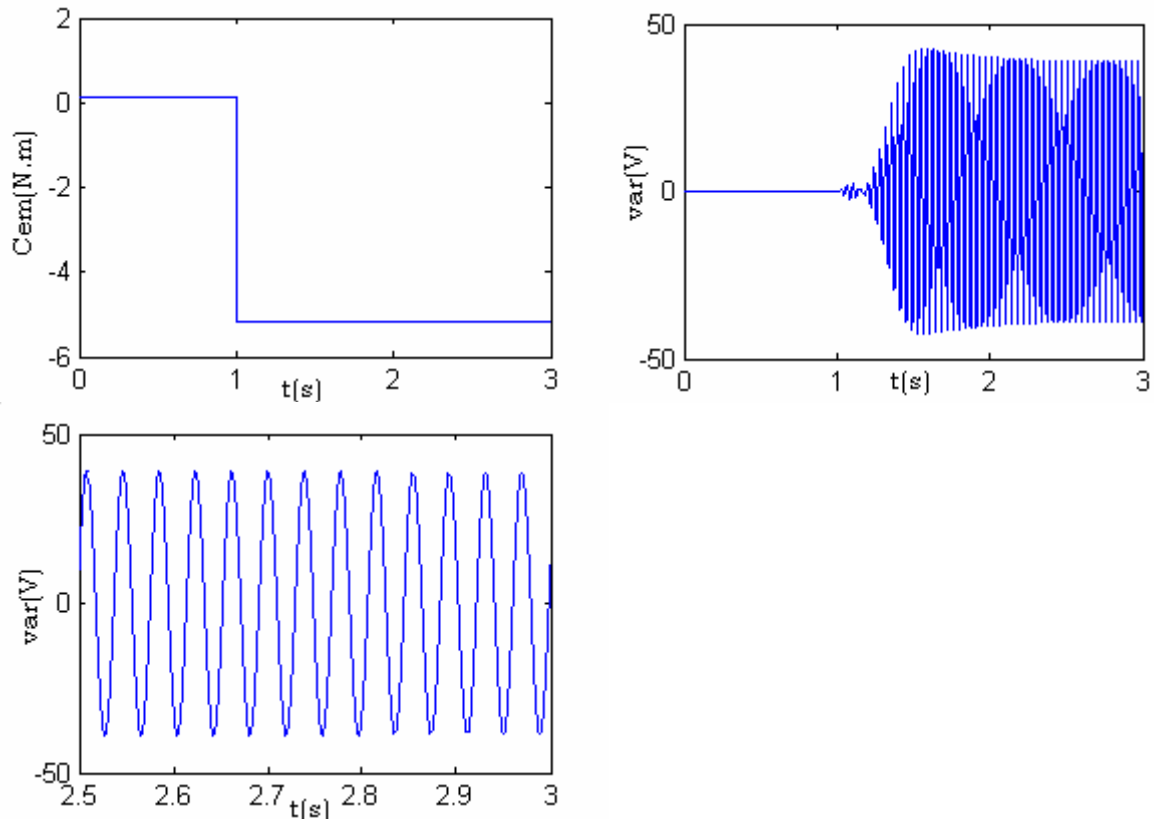


Fig (III-9): Résultats de simulation de la commande vectorielle indirecte de la MADA alimentée par un convertisseur idéal

III.8. Conclusion

Dans cette partie de ce chapitre, nous avons présenté la commande vectorielle de la MADA alimentée par un onduleur idéal. A partir de la simulation numérique, on a constaté que la technique d'orientation du flux rotorique (méthode indirecte) ne permet pas de découpler le flux et le couple.

Dans la prochaine partie, nous allons étudier la commande vectorielle de la MADA, alimentée par deux convertisseurs : un au rotor et un au stator.

IV. COMMANDE VECTORIELLE DE LA MADA ALIMENTE PAR DEUX CONVERTISSEURS

IV.1. Structure d'une double alimentation en tension par orientation du flux

Cette méthode, qui nécessite l'utilisation de deux convertisseurs (fig (III.11)), l'un au stator et l'autre au rotor dans le but d'obtenir un bon découplage entre les grandeurs suivants les axes d et q

En posant ($\Phi_{dr} = \Phi_r, \Phi_{qr} = 0$), nous pouvons alors écrire les équations liant les courants rotoriques aux courants statoriques :

$$\begin{cases} i_{dr} = \frac{1}{L_r} \cdot (\Phi_r - M \cdot i_{ds}) \\ i_{qr} = -\frac{M}{L_r} \cdot i_{qs} \end{cases} \quad \text{(III.13)}$$

En remplaçant le système d'équations (III.13) dans (III.10), on aboutit au système suivant:

$$\begin{cases} P_r - P_{Jr} = -g \cdot \omega_s \cdot \Phi_r \cdot \frac{M}{L_r} \cdot i_{qs} \\ Q_r - g \cdot \frac{\omega_s}{L_r} \cdot \Phi_r^2 = -g \cdot \omega_s \cdot \Phi_r \cdot \frac{M}{L_r} \cdot i_{ds} \end{cases} \quad \text{(III.14)}$$

En remplaçant le système d'équations (III.13) dans (I.8), on obtient le système suivant:

$$\begin{cases} \Phi_{ds} = L_s \cdot \sigma \cdot i_{ds} + \frac{M}{L_r} \Phi_r \\ \Phi_{qs} = L_s \cdot \sigma \cdot i_{qs} \end{cases} \quad \text{(III.15)}$$

le système (III.4) devient :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s \cdot i_{ds} + L_s \cdot \sigma \frac{di_{ds}}{dt} - \omega_s \cdot L_s \cdot i_{qs} \\ V_{qs} = R_s \cdot i_{qs} + L_s \cdot \sigma \frac{di_{qs}}{dt} + \omega_s \cdot L_s \cdot i_{ds} + \omega_s \cdot \frac{M}{L_r} \cdot \Phi_r \end{cases} \quad \text{(III.16)}$$

$$\begin{cases} V_{dr} = R_r \cdot i_{dr} + L_r \cdot \frac{di_{dr}}{dt} + M \cdot \frac{di_{ds}}{dt} - g \omega_s \cdot (L_r \cdot i_{qr} + M \cdot i_{qs}) \\ V_{qr} = R_r \cdot i_{qr} + L_r \cdot \frac{di_{qr}}{dt} + M \cdot \frac{di_{qs}}{dt} + g \omega_s \cdot (L_r \cdot i_{dr} + M \cdot i_{ds}) \end{cases} \quad (\text{III.17})$$

On introduit pour découpler, quatre nouvelles grandeurs indépendantes V_{ds1} , V_{qs1} , V_{dr1} , V_{qr1}

$$\begin{cases} V_{ds1} = R_s \cdot i_{ds} + L_s \cdot \sigma \frac{di_{ds}}{dt} \\ V_{qs1} = R_s \cdot i_{qs} + L_s \cdot \sigma \frac{di_{qs}}{dt} \\ V_{dr1} = R_r \cdot i_{dr} + L_r \cdot \frac{di_{dr}}{dt} \\ V_{qr1} = R_r \cdot i_{qr} + L_r \cdot \frac{di_{qr}}{dt} + M \cdot \frac{di_{qs}}{dt} \end{cases} \quad (\text{III.18})$$

Les composantes découplées des tensions sont directement reliées aux composantes des courants statoriques et rotoriques $(i_{ds}, i_{qs}, i_{dr}, i_{qr})$. Et pour compenser l'erreur lors du découplage, les valeurs des tensions V_{ds1} , V_{qs1} , V_{dr1} et V_{qr1} sont corrigées, donnant ainsi les tensions statoriques et rotoriques V_{ds} et V_{qs} , V_{dr} et V_{qr} à flux constant.

$$\begin{cases} V_{ds} = V_{ds1} - \omega_s \cdot L_s \cdot i_{qs} \\ V_{qs} = V_{qs1} + \omega_s \cdot L_s \cdot i_{ds} + \omega_s \cdot \frac{M}{L_r} \cdot \Phi_r \\ V_{dr} = V_{dr1} + M \cdot \frac{di_{ds}}{dt} - (\omega_s - \omega) \cdot (L_r \cdot i_{qr} + M \cdot i_{qs}) \\ V_{qr} = V_{qr1} + M \cdot \frac{di_{qs}}{dt} + (\omega_s - \omega) \cdot (L_r \cdot i_{dr} + M \cdot i_{ds}) \end{cases} \quad (\text{III.19})$$

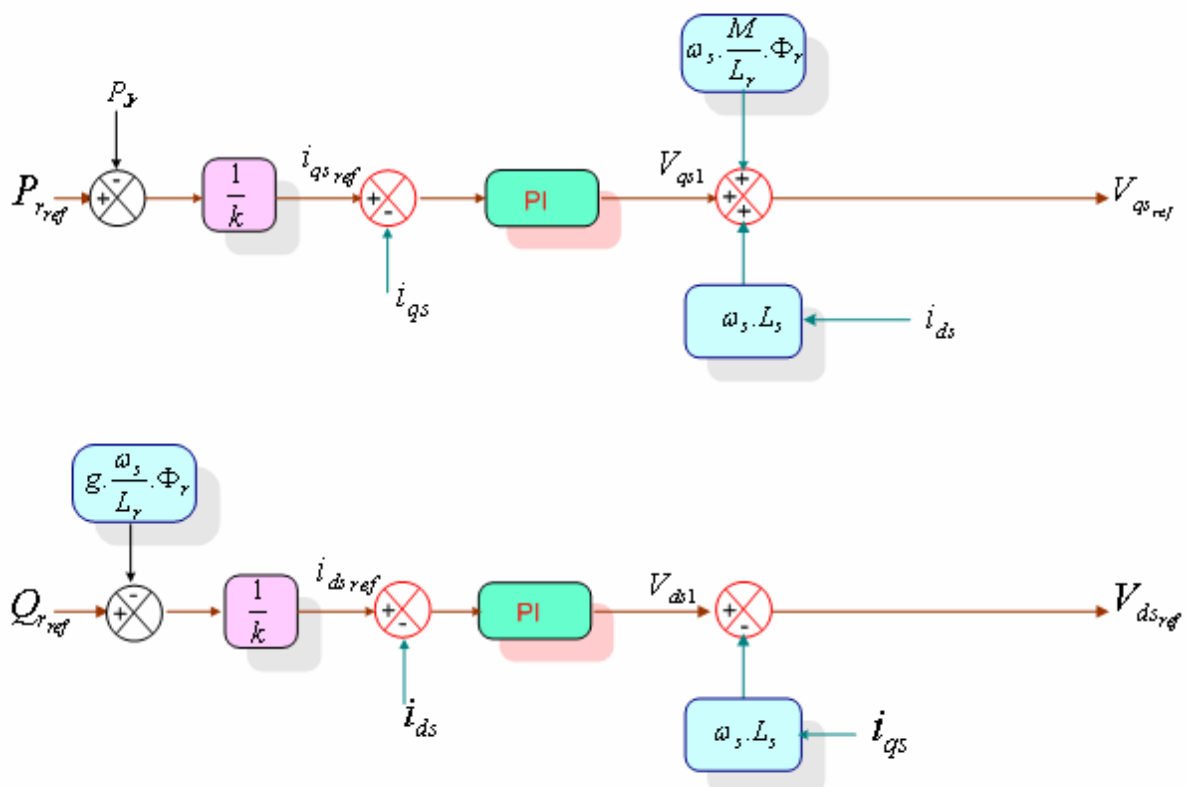
IV.2. Calcul des paramètres du régulateur des courants

On déduit les fonction de transfert donnant les courants statoriques et rotoriques i_{ds}, i_{qs}, i_{dr} et i_{qr} en fonction des tensions V_{ds1} , V_{qs1} , V_{dr1} et V_{qr1}

$$\begin{cases} \frac{i_{ds}}{V_{ds1}} = \frac{i_{qs}}{V_{qs1}} = \frac{1}{R_s + L_s \cdot \sigma \cdot S} \\ \frac{i_{dr}}{V_{dr1}} = \frac{i_{qr}}{V_{qr1}} = \frac{1}{R_r + L_r \cdot S} \end{cases} \quad \text{(III.20)}$$

La stratégie de commande de la MADA décrite dans la première partie de ce chapitre a déjà été étudiée dans le cas de régulateurs PI (proportionnel intégral). C'est un régulateur simple et rapide à mettre en oeuvre.

Dans la figure (III.10), un schéma d'implantation générale illustre la commande proposée, selon la stratégie de l'orientation du flux rotorique. Dans cette même figure, des régulateurs **PI** sont utilisés pour pouvoir contrôler les courants statoriques et rotoriques (i_{ds}, i_{qs}, i_{dr} et i_{qr}). Les deux courants statoriques de référence sont obtenus à partir du contrôle des puissances active et réactive [Vas.90],[Lea.97].



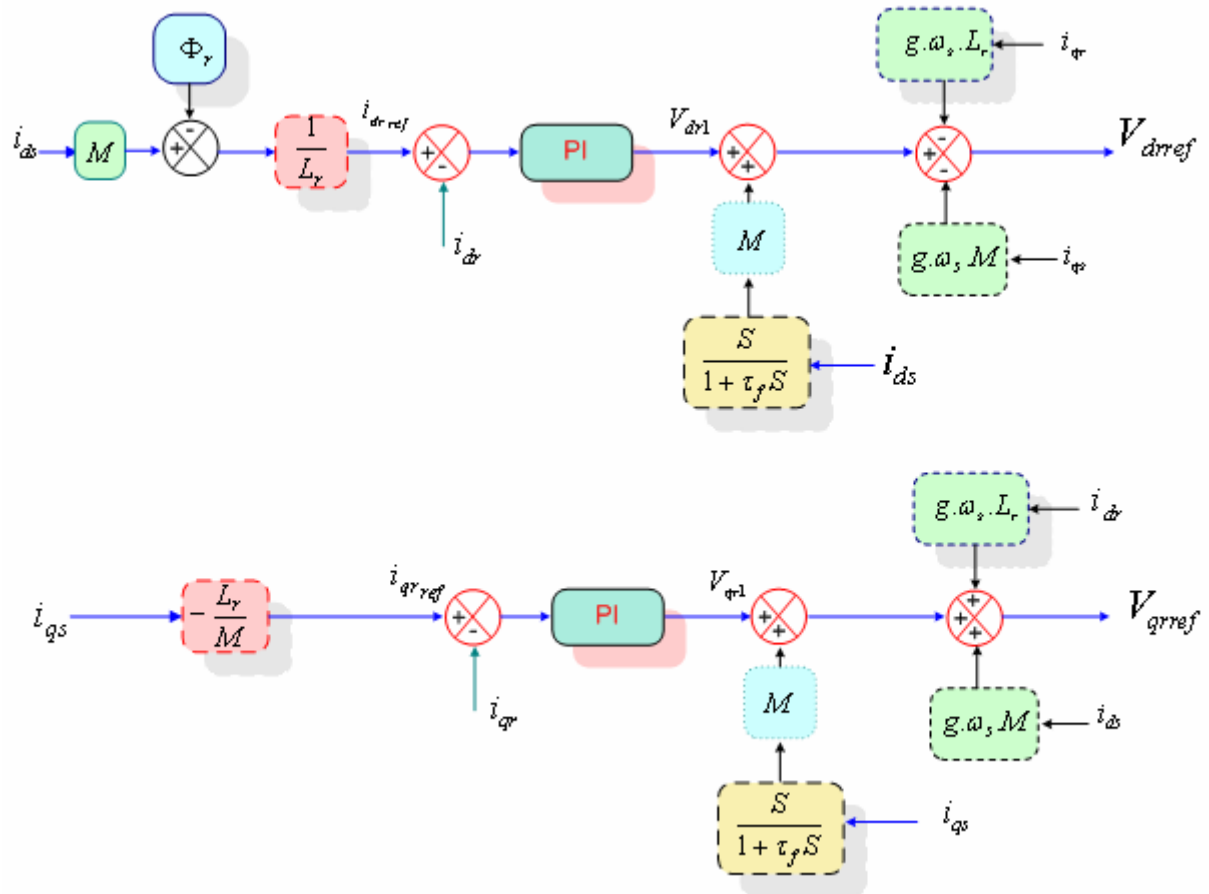


Fig (III.10): Schéma bloc de la structure de commande par orientation du flux rotorique de la MADA alimentée en tension

Afin d'éviter la fonction dérivé "S", on la remplace par un filtre qui est représenté dans le schéma par la fonction de transfert $\frac{S}{1 + \tau_f S}$.

Avec τ_f : la constante de temps du filtre.

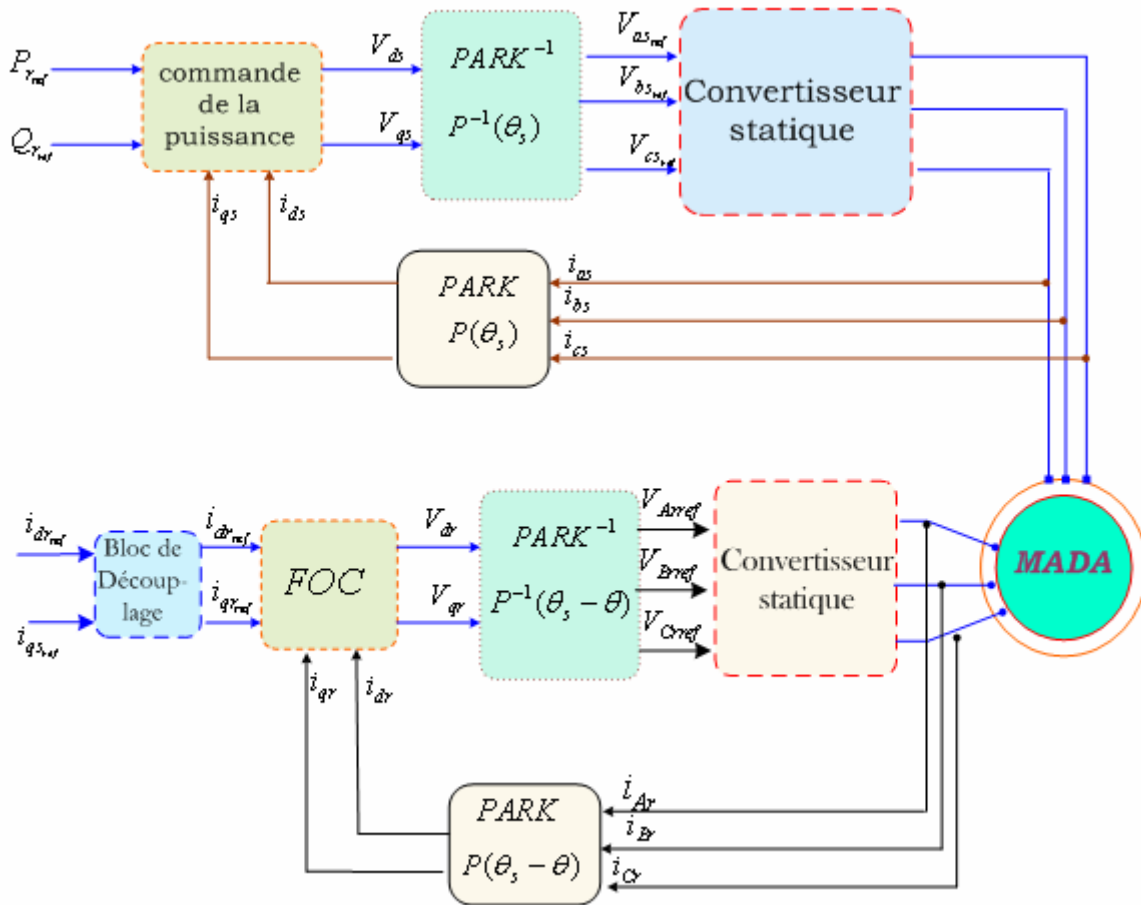


Fig (III.11): Schéma global de la structure de commande par orientation du flux rotorique de la MADA alimentée par deux convertisseurs statiques

IV.3. Simulation et interprétation

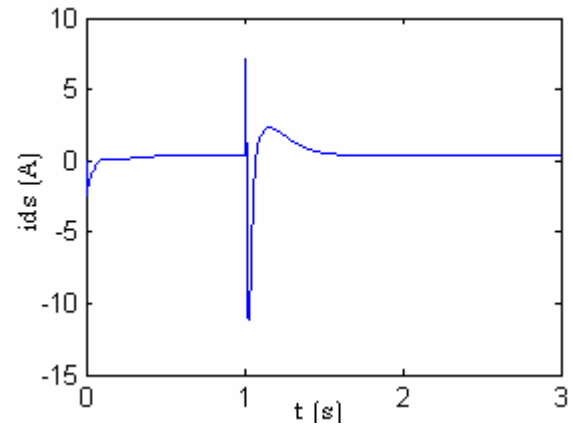
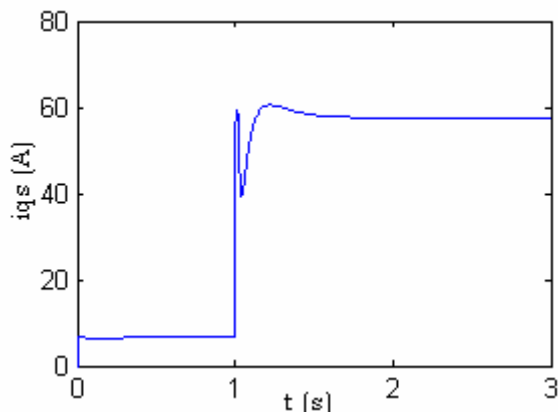
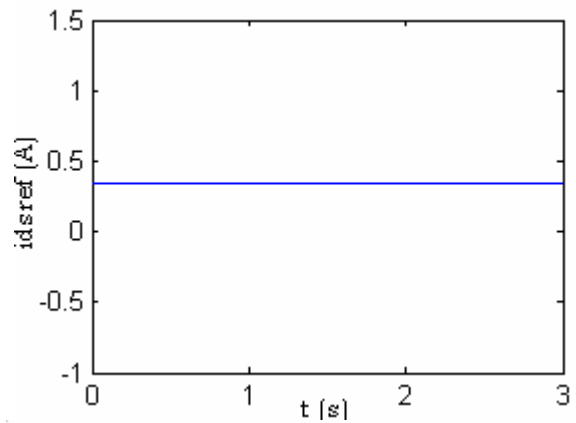
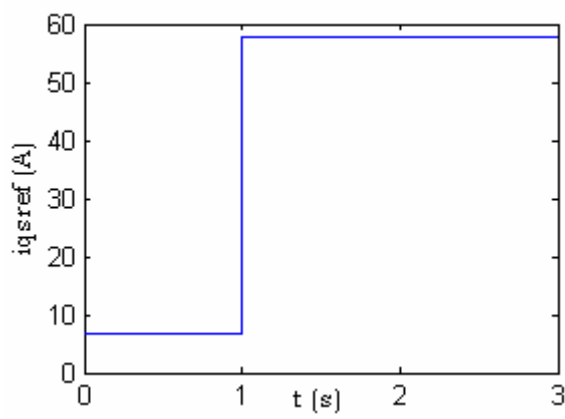
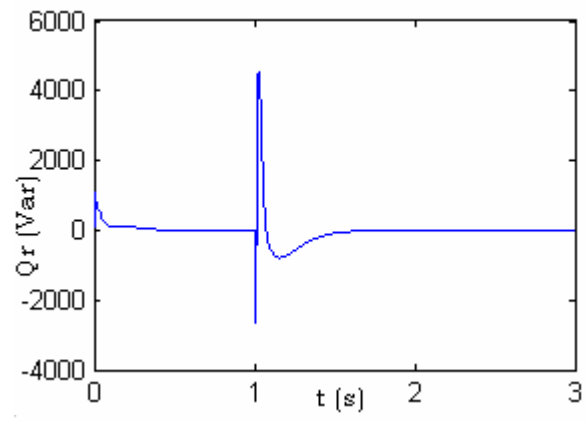
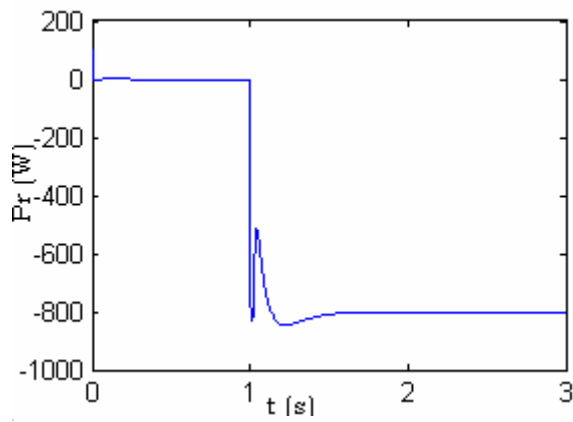
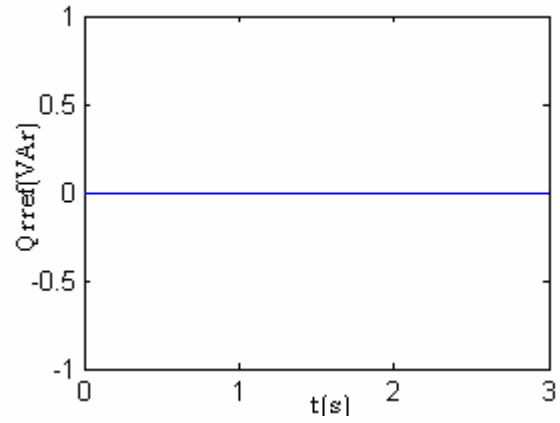
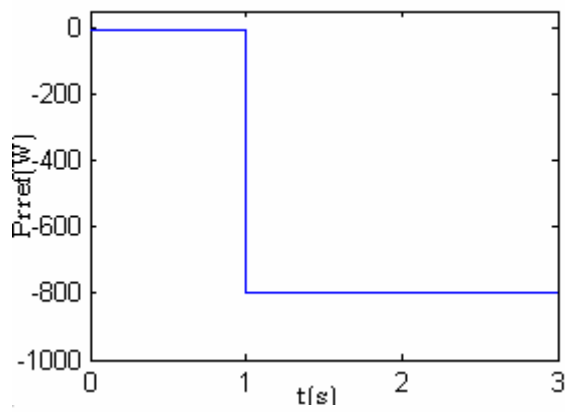
D'après les résultats de la simulation donnés par la figure (III-6) ce qu'on peut remarque c'est que les puissances active et réactive suivent bien leurs références, ainsi que les courants statoriques i_{ds} , i_{qs} .

Les courants i_{qr} et i_{qs} ont presque les mêmes allures mais sont inversés l'un par rapport à l'autre. De même le courant i_{dr} et i_{ds} ont les même allures.

La composante en quadrature du flux rotorique Φ_{qr} s'annule en régime permanent Ceci nous permet de conclure que le découplage entre le flux et le couple est réalisé.

Toutes ces remarques sont valables pour une alimentation avec un convertisseur idéal au stator et un onduleur à trois niveaux au rotor commandé par la stratégie présenté précédemment (figure(III.13)). Il faut noter que le système est plus rapide et moins ondulé pour une alimentation idéale.

Ceci est du à la nature des tensions d'alimentation délivrées par l'onduleur à trois niveaux connecté au rotor.



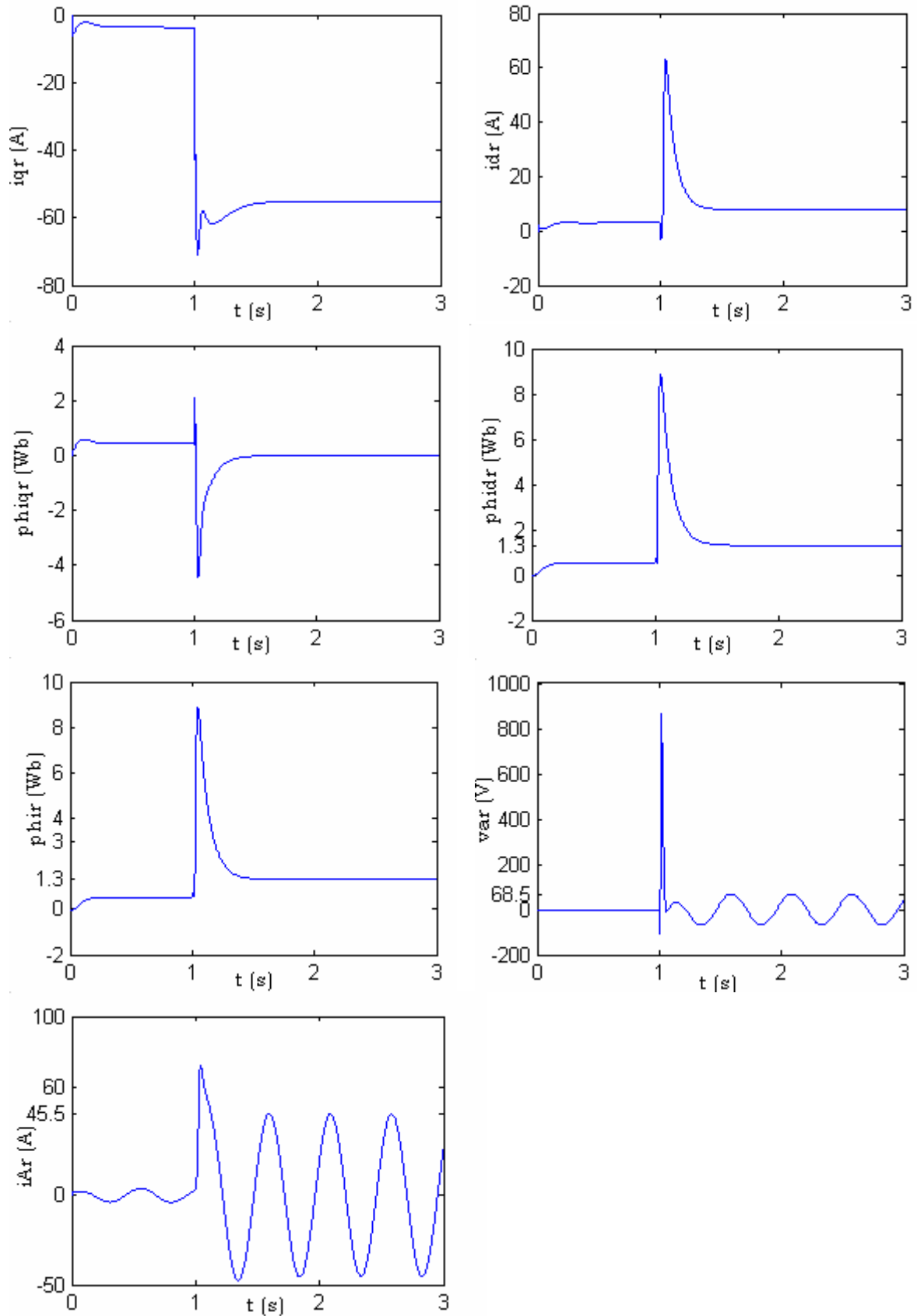
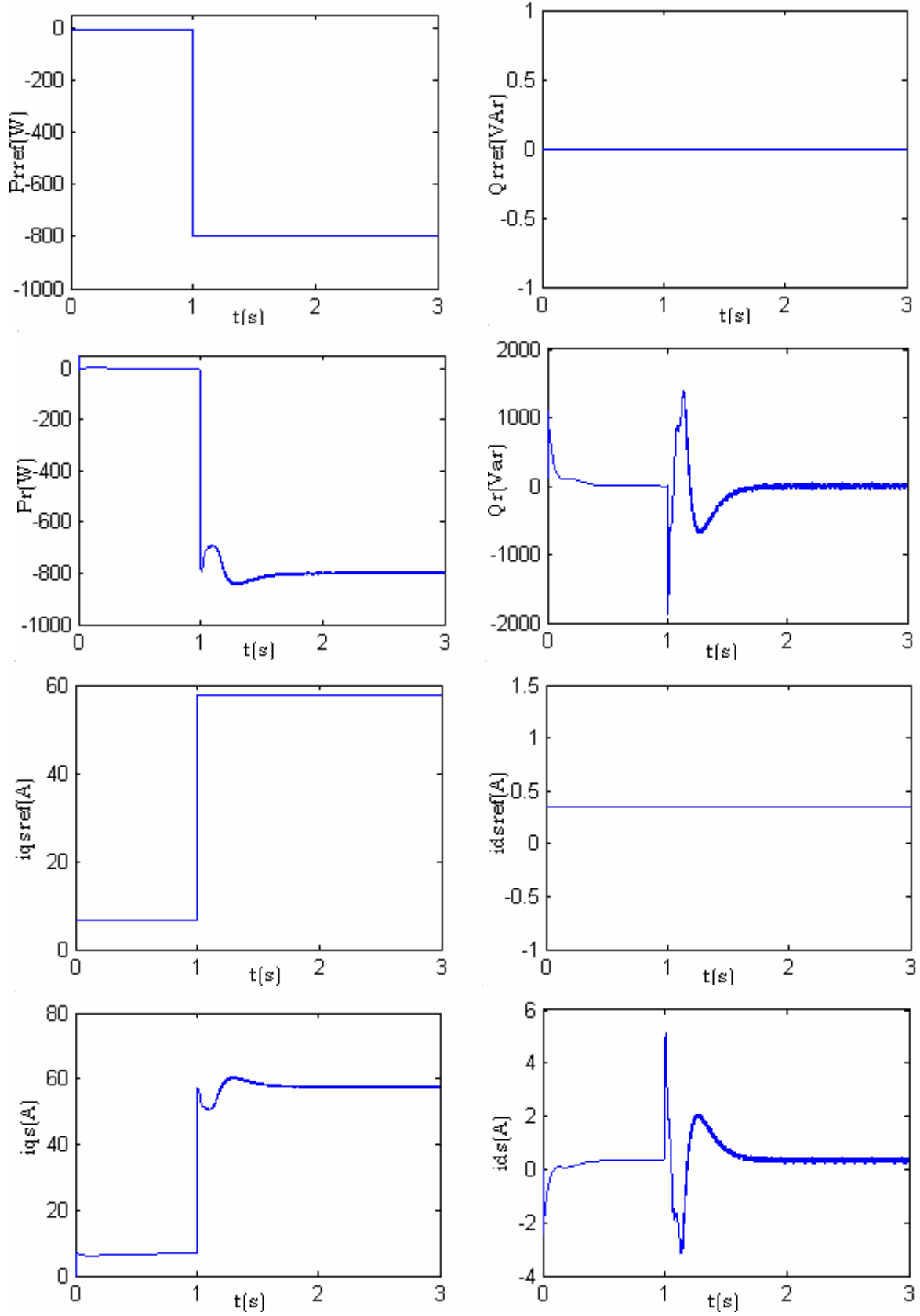


Fig (III.12): Résultats de simulation de la commande vectorielle indirecte de la MADA alimentée par deux convertisseurs idéaux (vérification du découplage).



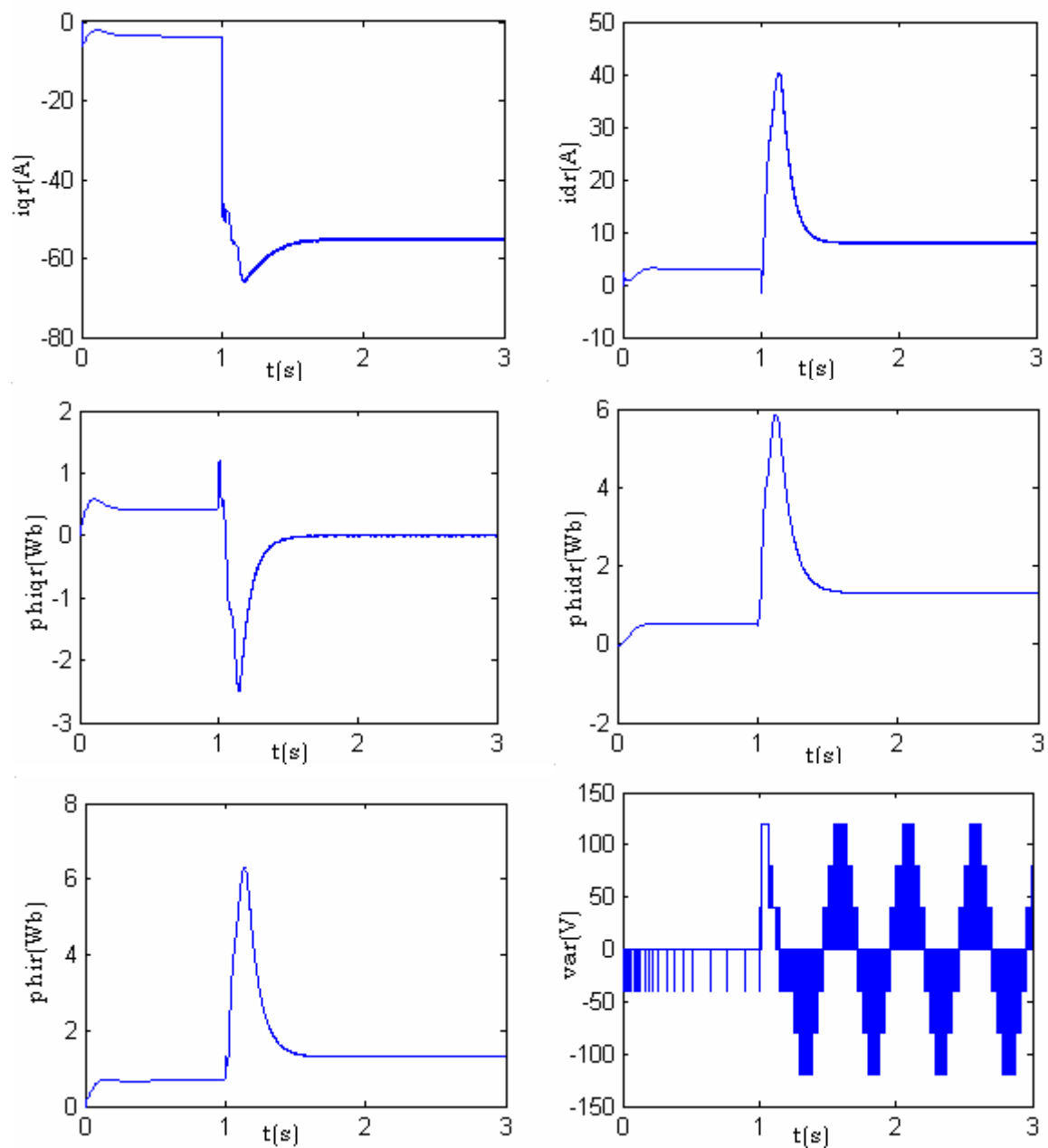


Fig (III.13): Résultats de simulation de la commande vectorielle indirecte de la MADA alimentée par un convertisseur idéal au stator et un onduleur à trois niveaux au rotor (vérification du découplage).

V. CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons présenté deux méthodes de découplage :

- La commande par orientation du flux rotorique où on a utilisé un convertisseur au rotor. Cette commande n'a pas permis le découplage entre le flux et le couple .A partir de la simulation numérique, on a

constaté qu'effectivement la technique d'orientation du flux rotorique (méthode indirecte) permet de contrôler les puissances active et réactive.

- La commande par orientation du flux rotorique où on a utilisé deux convertisseurs l'un au stator et l'autre au rotor. Cette commande a permis non seulement le contrôle des puissances active et réactive mais aussi le découplage entre le flux et le couple et rendre ainsi le modèle de la MADA similaire à celui de la machine à courant continu à excitation séparée.

CASCADE REDRESSEUR A
TROIS NIVEAUX-
ONDULEUR A TROIS
NIVEAUX-MADA

CASCADE REDRESSEUR À TROIS NIVEAUX-ONDULEUR À TROIS

NIVEAUX-MADA

I. INTRODUCTION.....	63
II. REDRESSEUR TRIPHASÉ À TROIS NIVEAUX.....	63
II.1. Modélisation du redresseur.....	63
II.2. Commande par hystérésis en courant appliquée au redresseur.....	65
II.3. Commandabilité du redresseur.....	66
II.4. Commande en courant par hystérésis.....	67
II.5. Simulation et interprétation.....	67
III. CASCADE REDRESSEURS NPC À TROIS NIVEAUX-ONDULEURS NPC À TROIS NIVEAUX	70
III.1. Structure de la cascade.....	70
III.2. Modélisation du filtre intermédiaire de la cascade.....	71
III.3. Commande de la MADA alimentée par deux convertisseurs	72
III.4. Simulation et interprétation	72
IV Conclusion	81

I. INTRODUCTION

Dans le deuxième chapitre, nous avons vu que l'onduleur triphasé à trois niveaux utilise deux tensions d'entrée U_{C1} et U_{C2} qu'on a supposées égales et constantes. Ces deux tensions sont généralement délivrées en pratique par un redresseur.

Plusieurs types de redresseurs ont été proposés par différents auteurs [Ber.95] [Gue.98] [Bou.98] [ILe.91] pour assurer l'alimentation réelle de l'onduleur à trois niveaux. Ces redresseurs peuvent être à MLI ou non. On distingue.

- Les redresseurs de tension monophasés ou triphasés.
- Les redresseurs de courant à MLI monophasés ou triphasés à deux ou trois niveaux.

Dans ce mémoire, nous utiliserons un redresseur de courant triphasé à trois niveaux à MLI.

Dans ce chapitre, nous étudions la cascade : redresseur triphasé à trois niveaux-onduleur triphasé à trois niveaux connecté au rotor et un convertisseur idéal connecté au stator. Cette cascade constitue une alimentation réelle de notre machine.

Pour cela, nous présenterons d'abord le redresseur à trois niveaux à structure NPC. Ensuite, nous présenterons le modèle du filtre intermédiaire de la cascade qui sera élaboré en utilisant les graphes informationnels.

II. REDRESSEUR TRIPHASÉ À TROIS NIVEAUX

II.1. Modélisation du redresseur

La structure de l'onduleur à trois niveaux est réversible par sa conception. Ceci lui permet de fonctionner aussi en redresseur. On adoptera la convention génératrice pour la source de courant et la convention récepteur pour la source de tension.

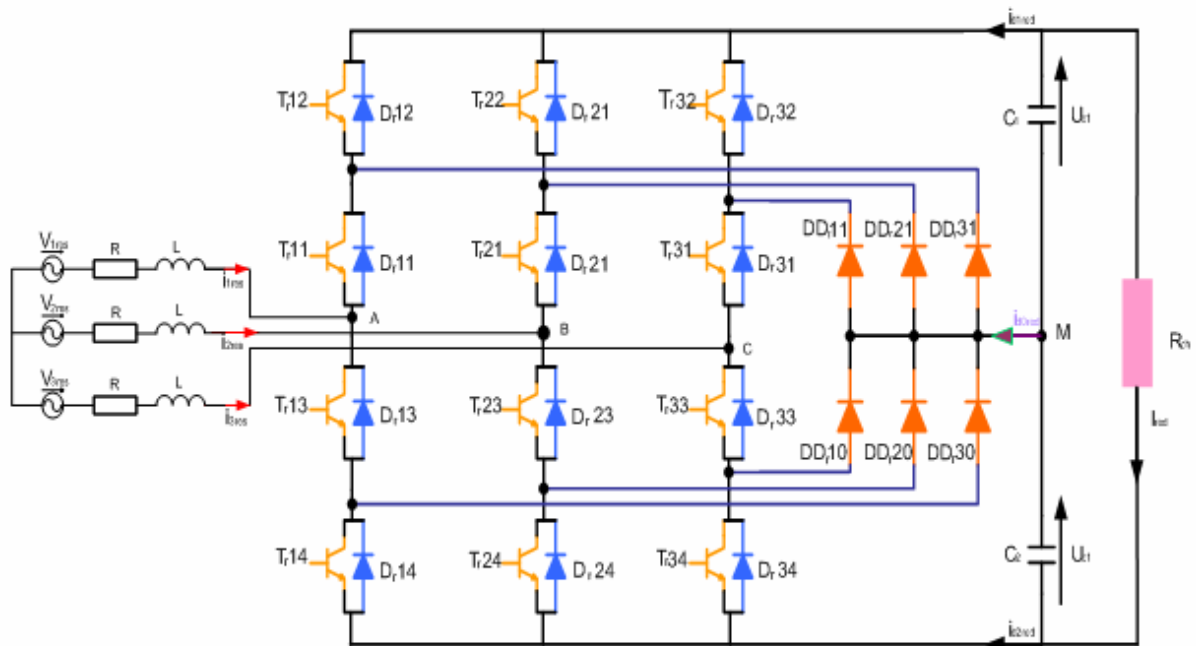
La figure (IV.1) représente la structure générale du redresseur de courant triphasé à M.L.I à trois niveaux à structure NPC. Son rôle est de générer la tension de sortie continue aux bornes des capacités à partir d'une source alternative triphasée.

Le modèle de connaissance et de commande de ce redresseur est le même que celui élaboré au chapitre II pour l'onduleur de tension à trois niveaux, en tenant compte des nouvelles conventions des deux sources du redresseur.

Ce redresseur va être commandé par la M.L.I. C'est-à-dire les grandeurs de sortie U_{C1} et U_{C2} seront modulées pour générer les grandeurs d'entrée V_A , V_B et V_C .

Pratiquement les paramètres du réseau (résistance et inductance) sont difficiles à identifier. Généralement, on ajoute en série un filtre d'entrée R.L de valeurs plus importantes pour pouvoir négliger les paramètres du réseau. L'inductance dans le filtre permet également de respecter l'alternance des sources et de filtrer les harmoniques des courants du réseau.

Le redresseur de courant triphasé à trois niveaux constitué douze interrupteurs bidirectionnels et six diodes médianes entre chaque bras et le point milieu M, cette structure est représentée dans la figure (IV.1).



Fig(IV.1) : Redresseur de courant triphasé à M.L.I à trois niveaux à structure NPC.

II.2. Commande par hystérésis en courant appliquée au redresseur

Toutes les stratégies de commande possibles utilisées avec l'onduleur triphasé à trois niveaux [Zen.91] [Tho.92] [Ber.95] sont aussi utilisables pour la commander du redresseur triphasé à trois niveaux [Bel.97].

La commande en courant par hystérésis présentée par [Ack-92] présente une bonne dynamique, une implantation simple, mais la fréquence de commutation des interrupteurs, non contrôlée, pose des problèmes.

Dans le cas de notre travail, nous avons choisi la stratégie de commande par hystérésis pour commander notre redresseur, afin d'avoir un courant de réseau pratiquement sinusoïdal et en phase avec la tension.

Les courants de référence qui alimentent notre redresseur à trois niveaux sont définis par le système ci-dessous.

$$\begin{cases} i_{1ref} = \sqrt{2}.I_{eff} \cdot \sin(\omega t - \varphi) \\ i_{2ref} = \sqrt{2}.I_{eff} \cdot \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3} - \varphi) \\ i_{3ref} = \sqrt{2}.I_{eff} \cdot \sin(\omega t - \frac{4\pi}{3} - \varphi) \end{cases} \quad \text{(IV.1)}$$

La valeurs efficace I_{eff} des courants de référence est calculée afin de vérifier la conservation de la puissance à l'entrée et à la sortie du redresseur.

On applique le principe de la conservation de puissance [Ail.04], alors on aura pour le cas d'une charge résistive (figure IV.1) :

$$V_{1res} \cdot i_{1res} + V_{2res} \cdot i_{2res} + V_{3res} \cdot i_{3res} = \frac{(U_{C1} + U_{C2})^2}{R_{ch}} \quad \text{(IV.2)}$$

$$3.V_e \cdot I_e \cdot \cos \varphi + 3.R.I_e^2 = \frac{(U_{C1} + U_{C2})^2}{R_{ch}} \quad \text{(IV.3)}$$

V_e : étant la valeur efficace des tensions du réseau.

I_e : étant la valeur efficace des courants du réseau.

En supposant un facteur de puissance réseau unitaire et en négligeant les pertes joules dans le réseau, donc on aura :

$$I_e = \frac{(U_{C1} + U_{C2})^2}{3.V_e.R_{ch}} \quad \text{(IV.4)}$$

II.3. Commandabilité du redresseur

Pour assurer la commandabilité du redresseur, on doit s'assurer d'abord que la valeur initiale que prendre chacune des deux tensions U_{C1} , U_{C2} , soit supérieure à la valeur maximale V_{\max} de la tension du réseau [Guil.92]. Cette condition doit être vérifiée à chaque instant. Ce type de condition est nécessaire également pour assurer un facteur de puissance unitaire. On peut voir ça clairement en faisant la représentation de Fresnel pour le circuit du réseau (figure IV.2).

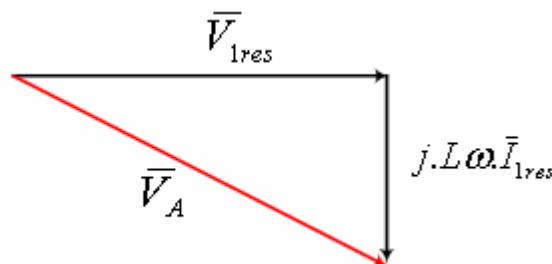
A partir de la figure (IV.1), on peut écrire les équations suivantes :

$$\begin{cases} v_{1res} = V_A + R.i_{1res} + L.\frac{di_{1res}}{dt} \\ v_{2res} = V_B + R.i_{2res} + L.\frac{di_{2res}}{dt} \\ v_{3res} = V_C + R.i_{3res} + L.\frac{di_{3res}}{dt} \end{cases} \quad \text{(IV.5)}$$

En négligeant la résistance R, on obtient les relations entre grandeurs complexes :

$$\bar{V}_A = \bar{V}_{1res} - j.L\omega.\bar{I}_{ref} \quad \Rightarrow \quad |\bar{V}_A|^2 = V_{\max}^2 + (L.\omega.I_{\max})^2 \quad \text{(IV.6)}$$

Ce qui se traduit par le diagramme de Fresnel de la figure (IV.2)



Fig(IV.2) : Représentation de Fresnel du circuit du réseau

II.4. Commande 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 références [A11.04].

En utilisant la commande par hystérésis en courant dont l'algorithme est le suivant :

$$\begin{cases} [(\varepsilon_k \geq \Delta i) \& (\varepsilon_k \leq 2.\Delta i)] \text{ or } [(\varepsilon_k \leq -\Delta i) \& (\varepsilon_k \geq -2.\Delta i)] \\ \varepsilon_k > 2.\Delta i \\ \varepsilon_k < -2.\Delta i \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} B_{k1} = 1 \& B_{k2} = 0 \\ B_{k1} = 0 \& B_{k2} = 0 \\ B_{k1} = 1 \& B_{k2} = 1 \end{cases} \quad \text{(IV.7)}$$

Avec :

ε_k l'écart entre le courant de référence i_{refk} et le courant réel i_{resk} tel que :

$$\varepsilon_k = i_{resk} - i_{refk} \quad , \quad k = (1,2,3)$$

Δi : la largeur de la bande d'hystérésis.

II.5. Simulation et interprétation

Les figure (IV.3) représentent les résultats de simulation du redresseur triphasé à trois niveaux commandé par la stratégie d'hystérésis en courant ($\Delta i = 0.001$) lorsque il alimente une charge résistive. Ces simulations sont faites pour deux valeurs de capacité.

Les tensions U_{c1} et U_{c2} sont très proches. Elles atteignent leur valeur qui assure l'équilibre des puissances en un temps qui est plus court pour le cas où la capacité est de faible valeur. La différence de tension ($U_{c1} - U_{c2}$) oscille autour des valeurs très petites par rapport à celle de U_{c1} et U_{c2} . Cette différence est plus importante dans le cas d'une capacité de faible valeur. Mais sa valeur reste toujours négligeable pour arriver à perturber l'alimentation. Le courant i_{dred1} a une valeur moyenne négative. Le courant i_{red2} présente une allure opposée à celle de i_{dred1} . Ceci est nécessaire pour que le courant i_{dred0} ait une valeur moyenne nulle. Comme on peut le constater, le courant i_{d0red} a une valeur moyenne pratiquement nulle. Ceci présente la chose la plus désirée à cette

alimentation pour assurer l'équilibre du pont capacitif [Ber.95]. Le courant d'entrée d'une phase du réseau suit bien sa référence.

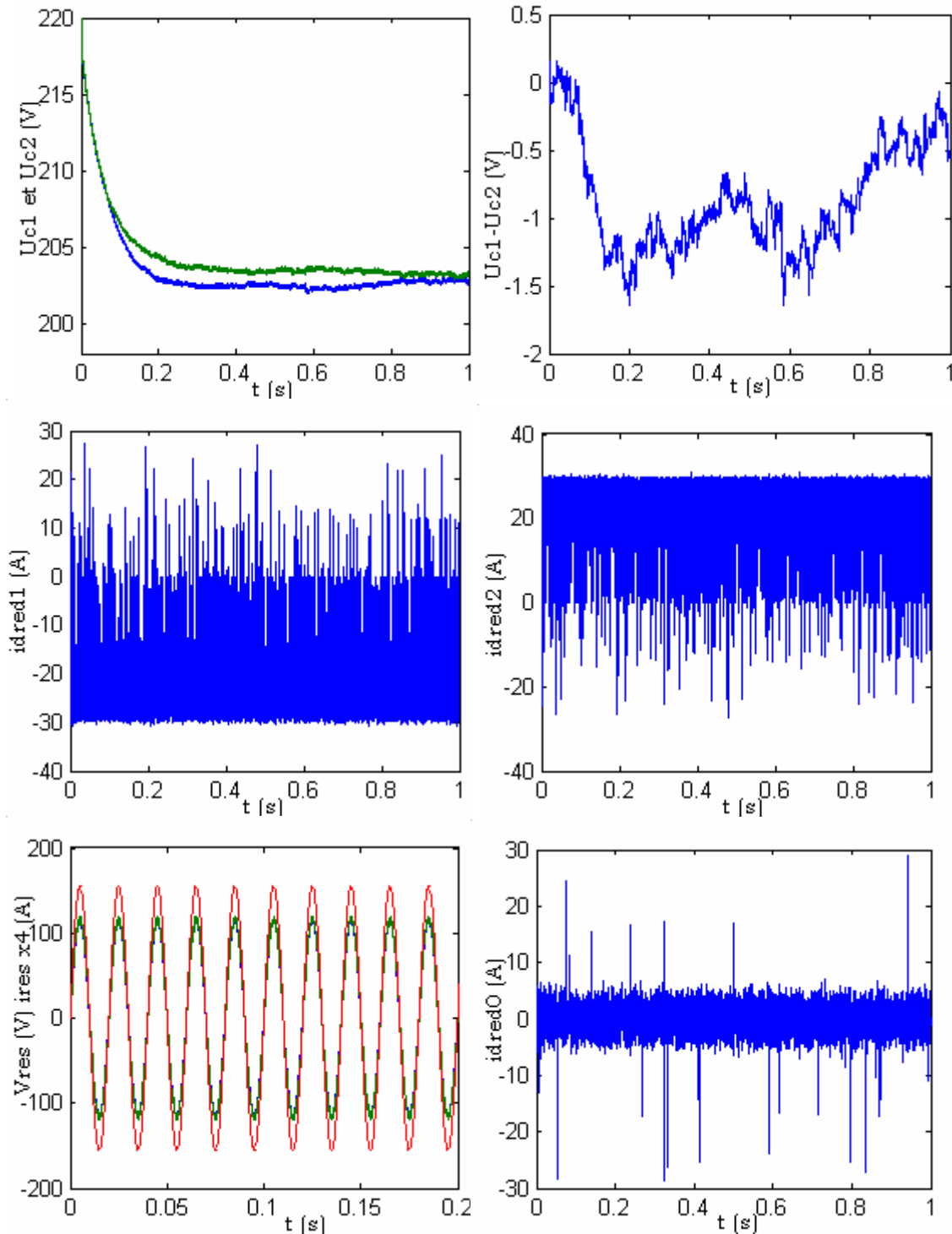


Fig (IV.3.a): Tensions et courant de sortie du redresseur triphasé à trois niveaux avec une charge $R_{ch} = 25\Omega$, avec $C_1 = C_2 = 10mF$

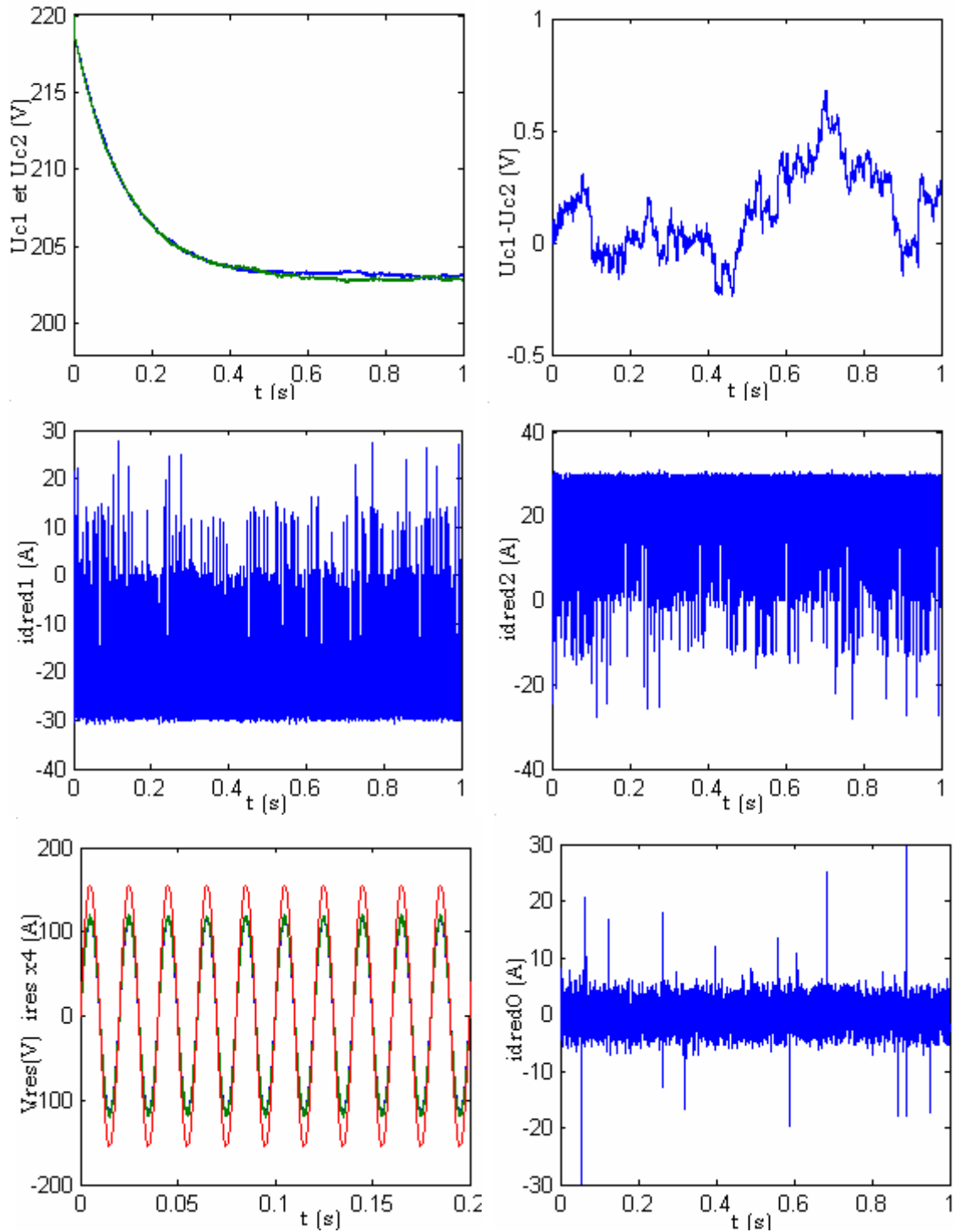


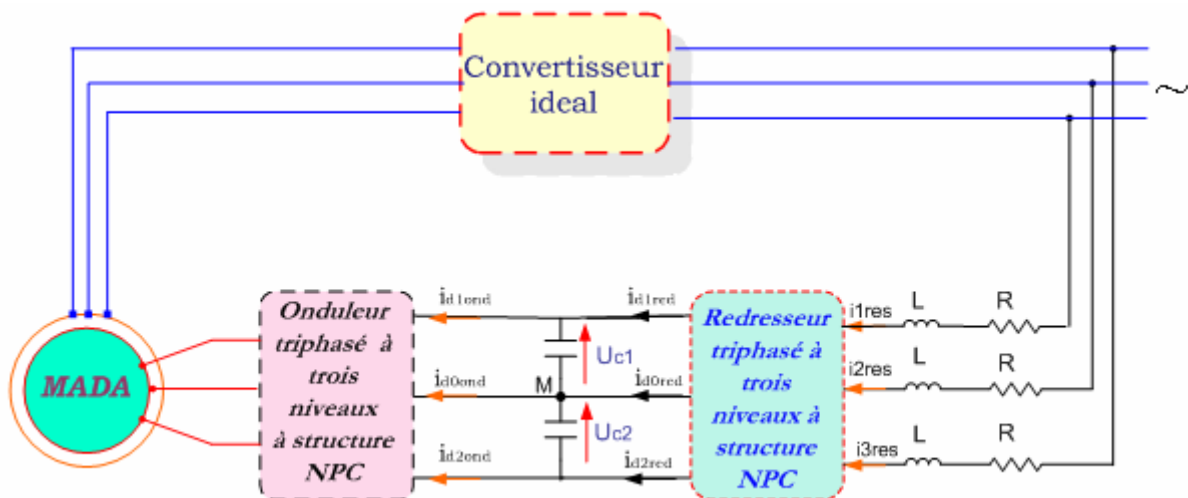
Fig (IV.3.b): Tensions et courant de sortie du redresseur triphasé à trois niveaux avec une charge $R_{ch} = 25\Omega$, avec $C_1 = C_2 = 20mF$

III. CASCADE REDRESSEURS NPC À TROIS NIVEAUX-ONDULEURS NPC À TROIS NIVEAUX

III.1. Structure de la cascade

Dans cette partie de notre chapitre, on étudie l'association d'un redresseur triphasé à trois niveaux-onduleur triphasé à trois niveaux connecté au rotor et un convertisseur idéal connecté au stator. Ce changeur de fréquence indirect de la figure [IV.4]. Permet à partir d'un réseau à fréquence et amplitude fixes d'avoir un système de tensions de sortie à fréquence et amplitude variables.

La structure générale de cette cascade est montrée dans la figure (IV.4). L'onduleur est commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à deux porteuses en dent de scie. Le redresseur est commandé par la stratégie par hystérésis en courant.

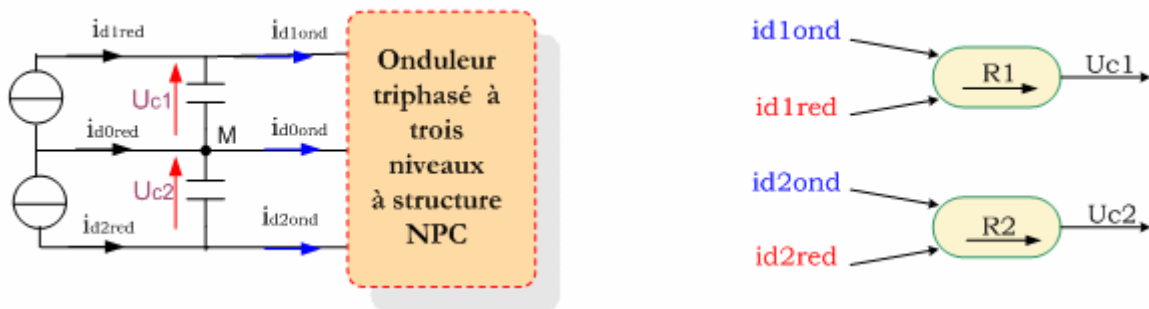


Fig(IV.4): Cascade d'un redresseur de courant triphasé à trois niveaux-un onduleur de tension triphasé à trois niveaux alimentent la MADA

III.2. Modélisation du filtre intermédiaire de la cascade

La figure [IV.5] représente la structure générale du filtre intermédiaire de la cascade. Son modèle est défini par le système d'équations suivant :

$$\begin{cases} C_1 \frac{dU_{C1}}{dt} = i_{d1red} - i_{d1ond} \rightarrow R_1 \\ C_2 \frac{dU_{C2}}{dt} = i_{d2red} - i_{d2ond} \rightarrow R_2 \end{cases} \quad (IV.6)$$



Fig(IV.5) : *Filtre intermédiaire de la cascade redresseur de courant triphasé à trois niveaux- onduleur triphasé à trois niveaux et son graphe informationnel.*

Le système qui est présenté par l'équation (IV.7) peut être interprété par le graphe informationnel de la figure (IV.5). Les relations R_1 et R_2 de ce graphe sont respectivement la première et la deuxième équation du système (IV.6). La figure (IV.5) nous montre deux blocs apparemment indépendants, qui peuvent être commandé respectivement par i_{d1red} et i_{d2red} . Cependant, on doit noter que les deux courants i_{d1red} et i_{d2red} sont contrôlés par le même courant du réseau.

La relation qui est décrit par l'équation (IV.6), montre également qu'on peut réduire la différence entre les deux tensions U_{c1} et U_{c2} en utilisant des capacités importantes.

$$i_{d0ond} - i_{d0red} = C \frac{d(U_{C1} - U_{C2})}{dt} = i_{d0} \quad (IV.7)$$

Avec $C_1 = C_2 = C$

Cette dernière relation montre également afin d'avoir un potentiel du point milieu M plus stable (valeur moyenne nulle de la différence $(U_{c1} - U_{c2})$), il faut avoir une valeur moyenne du courant i_{d0} nulle.

III.2. Commande de la MADA alimentée par deux convertisseurs :

Nous avons effectué des simulations de commande en puissances active et réactive rotoriques dont le stator est relié au réseau par l'intermédiaire d'un convertisseur parfait et dont le rotor est relié au réseau par l'intermédiaire d'une cascade redresseur triphasé à trois niveaux-onduleur triphasé à trois niveaux. Le redresseur est commandé par la stratégie d'hystérésis en courant. La machine est commandée toujours par la technique de la commande vectorielle maintenant $\Phi_{qr} = 0$.

La valeur efficace du courant de référence I_e qu'on doit imposer se déduit par l'application du principe de la conservation de la puissance en négligeant les pertes Joules comme suit :

$$3.V_e.I_e.\cos\varphi = P_r \Rightarrow I_e = \frac{P_r}{3.V_e.\cos\varphi} \quad \text{(IV.8)}$$

$$\text{Avec : } \cos\varphi = \frac{P_r}{\sqrt{P_r^2 + Q_r^2}}$$

III.3. Simulation et interprétation :

Les figures (IV.6.*) et (IV.7*) représentent respectivement les grandeurs caractérisant la cascade redresseur à trois niveaux –onduleur à trois niveaux et les performances de la commande en puissance de la MADA .

Les figures [IV.6.*] montrent l'intérêt de la valeur efficace du courant de référence du réseau pour la stabilité de U_{c1} et U_{c2} , nous avons gardé la même valeur I_e en régime établi qu'en régime transitoire. Ceci a entraîné une charge continue des deux tensions U_{c1} et U_{c2} .

Dans le premier cas, nous avons effectué une simulation où le facteur de puissance du réseau est unitaire ($Q_r = 0$). On constate que le courant du réseau i_{res} suit bien sa référence, et il est en phase avec la tension V_{res} .

Dans le deuxième cas, nous avons effectué une simulation où le facteur de puissance du réseau n'est pas unitaire ($Q_r \neq 0$). On remarque que le courant du réseau i_{res} suit bien sa référence, et il n'est pas en phase avec la tension V_{res} .

Pour les caractéristiques de la MADA, on note que les puissances active et réactive rotoriques suivent parfaitement leurs références, ainsi que les courants statoriques i_{ds} et i_{qs} .

Les courants i_{qr} et i_{qs} , i_{dr} et i_{ds} ont presque les mêmes allures mais sont inversés l'un par rapport à l'autre.

La composante en quadrature du flux rotorique Φ_{qr} s'annule en régime permanent Ceci nous permet de conclure que le couplage entre le flux et le couple est effectué

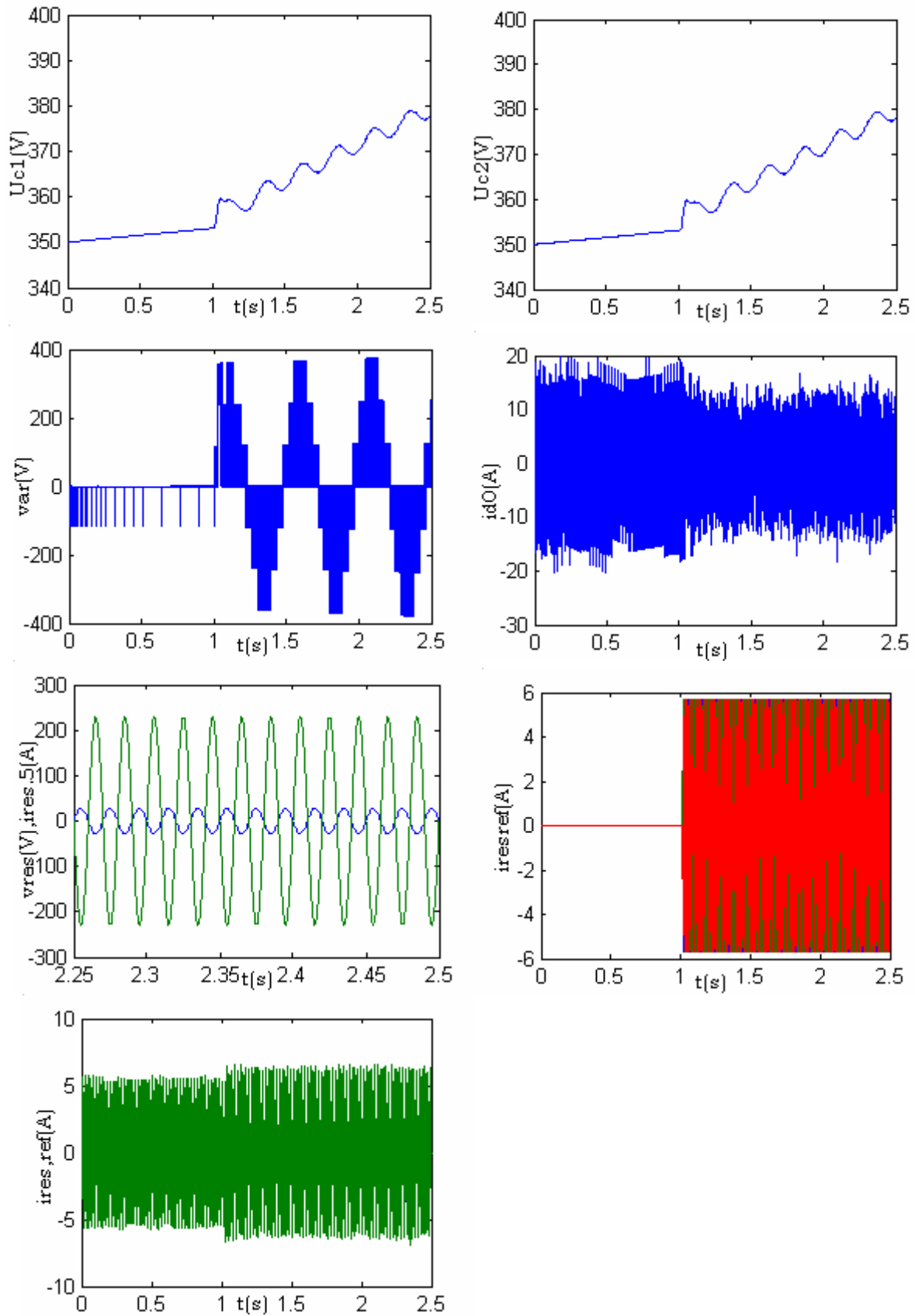
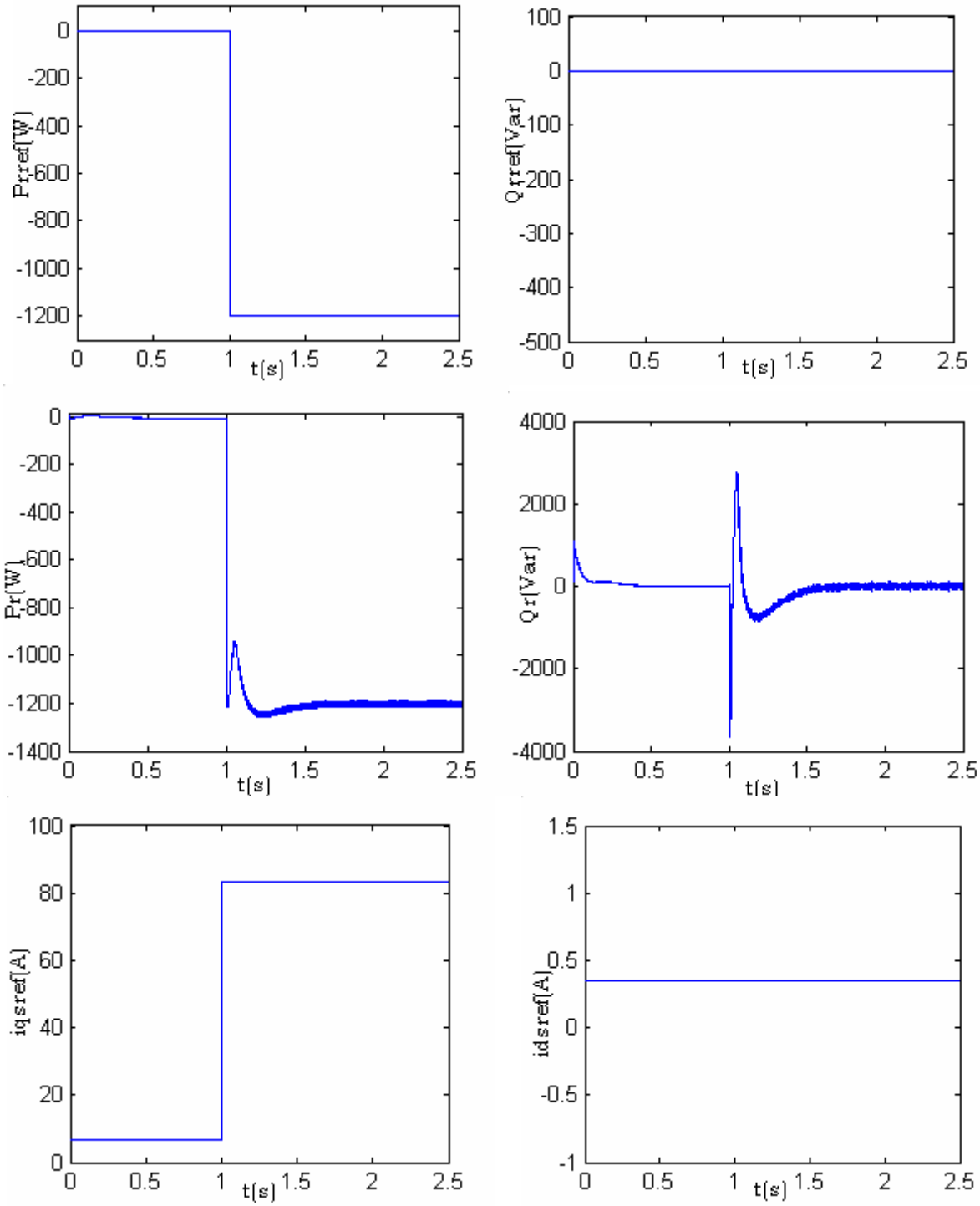
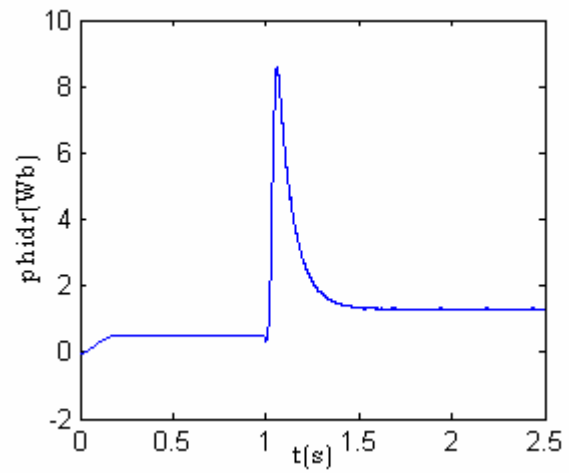
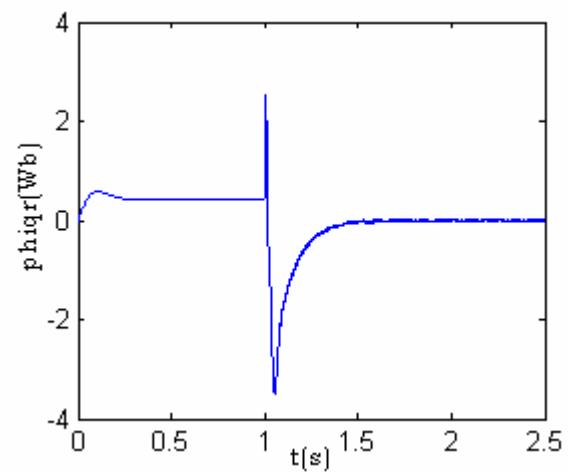
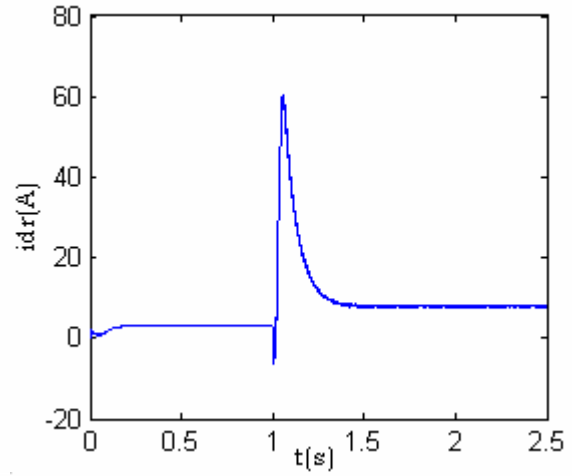
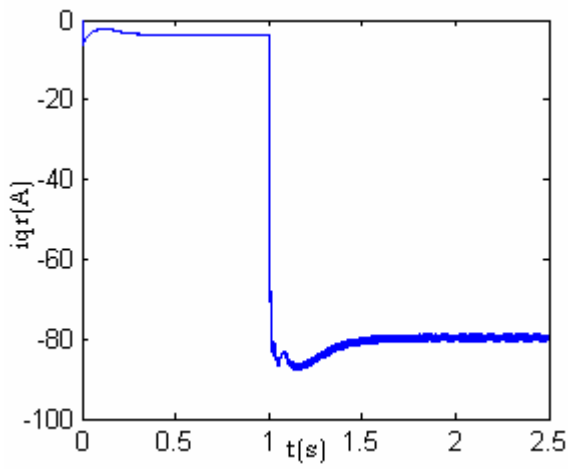
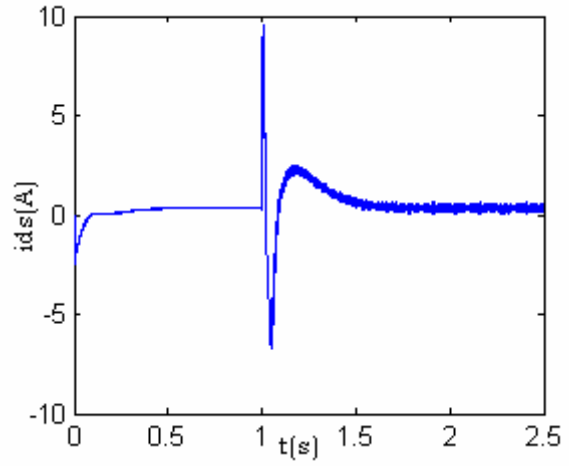
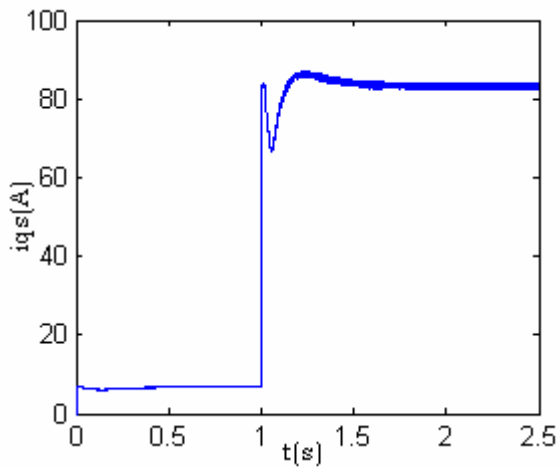


Fig (IV.6.a): Grandeurs caractérisant la cascades redresseur hystérésis-onduleur-MADA (I_{eff} fixe , $Q_r=0$)





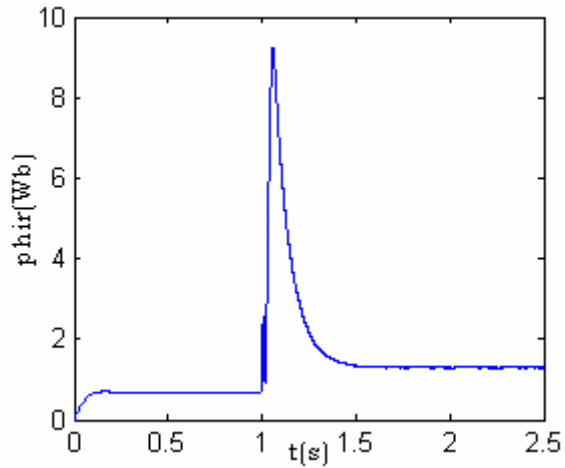
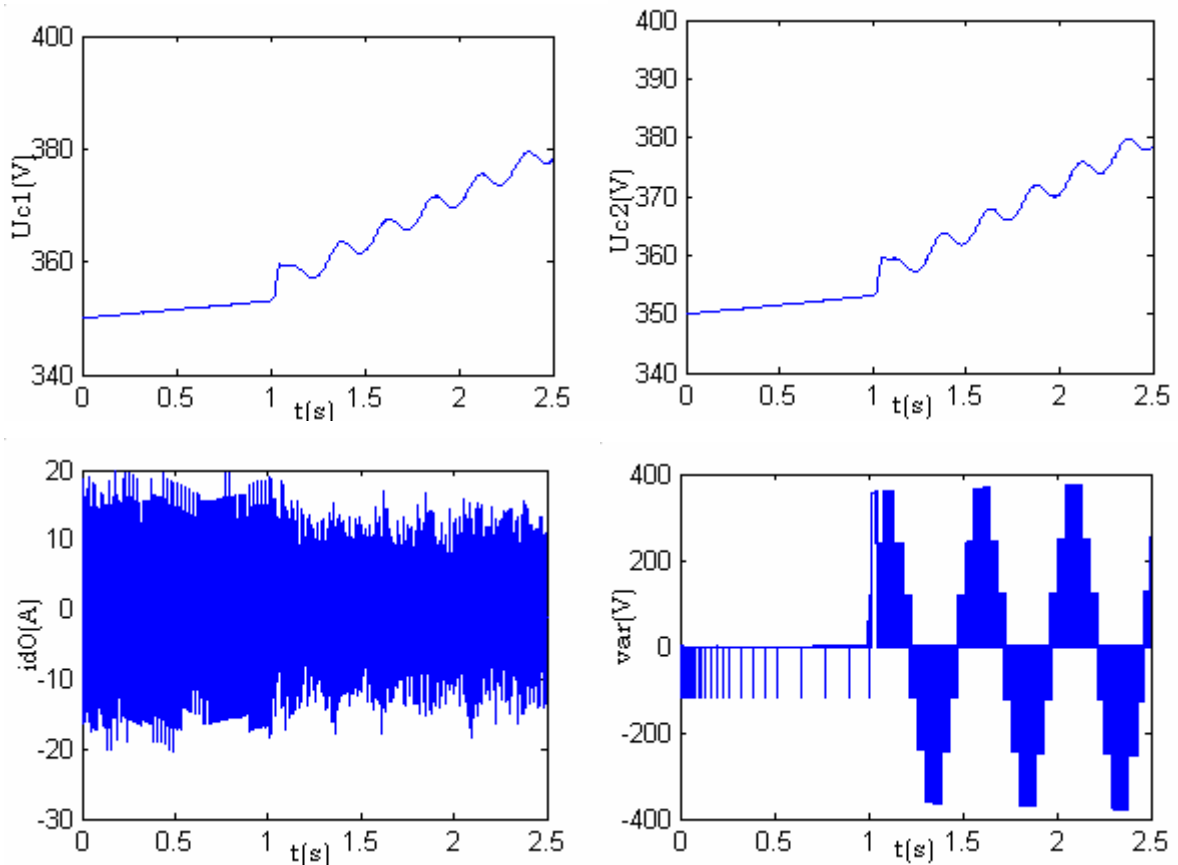


Fig (IV.6.b): Résultats de simulation de la commande vectorielle indirecte de la MADA alimentée respectivement par un convertisseur idéal au stator et la cascade cascades redresseur hystérésis-onduleu au rotor ($Q_r=0$)



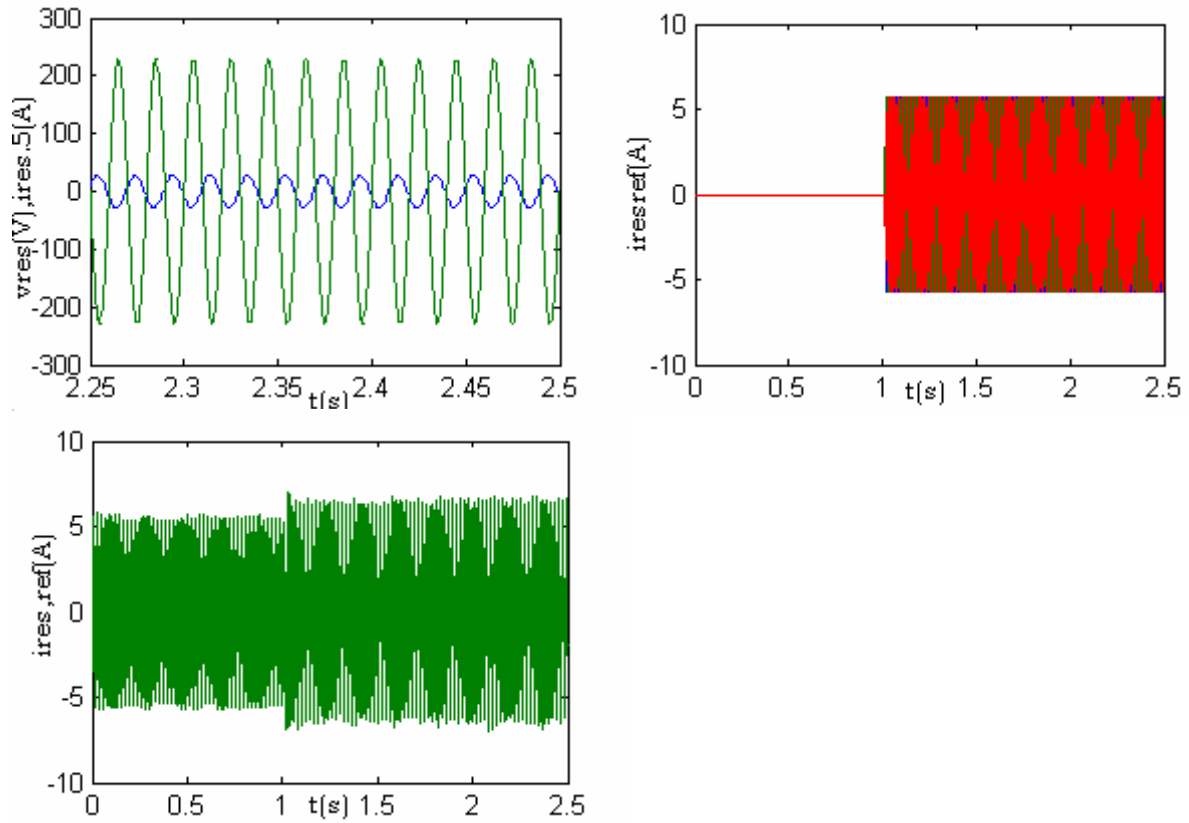
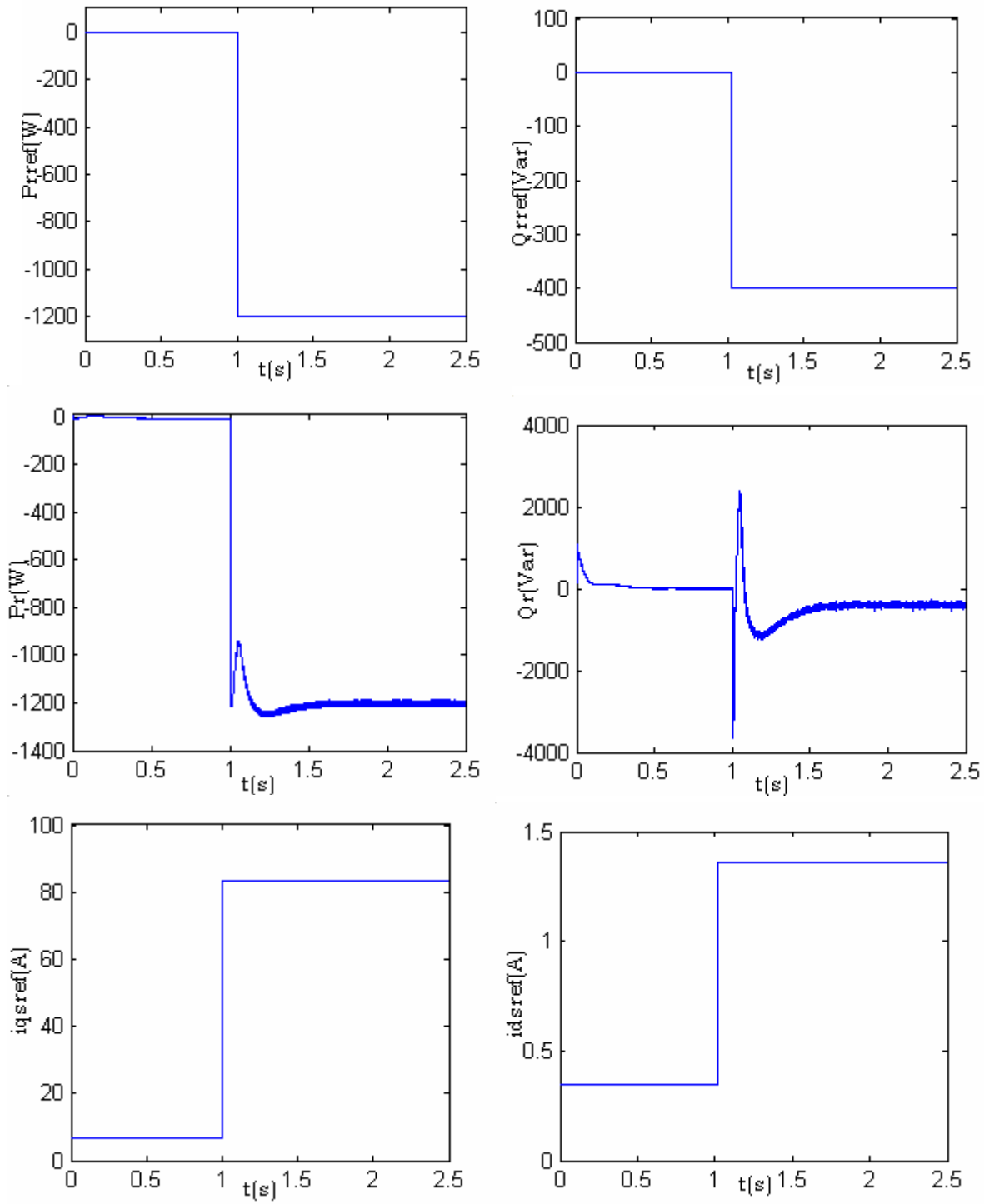
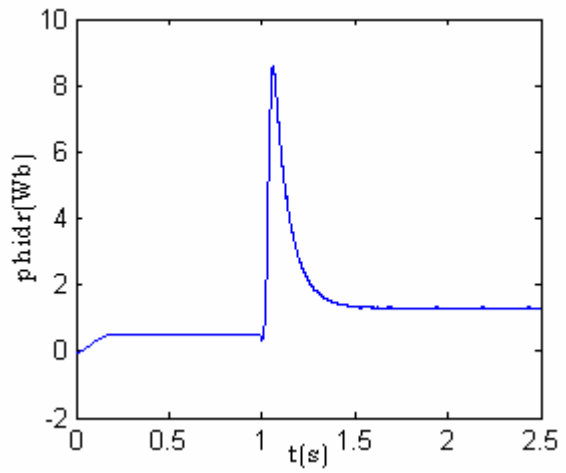
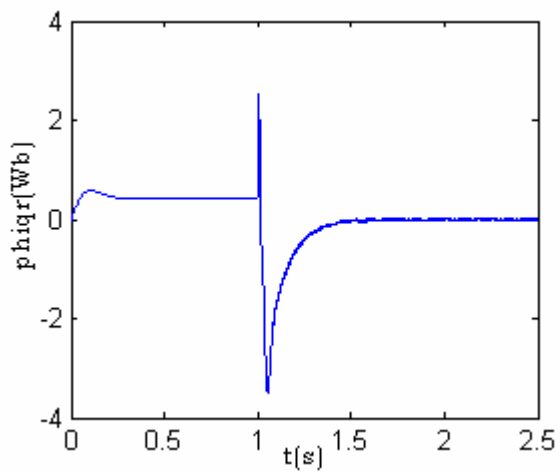
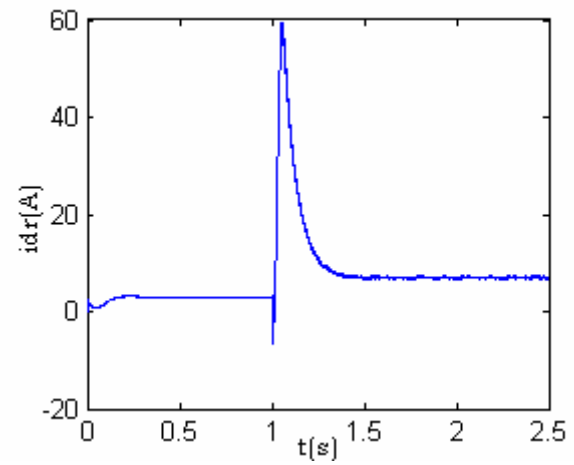
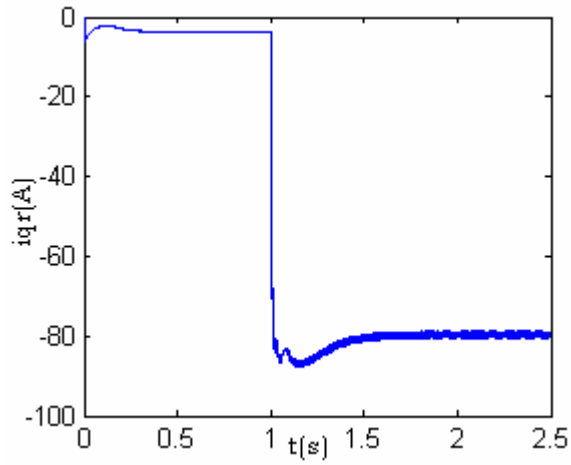
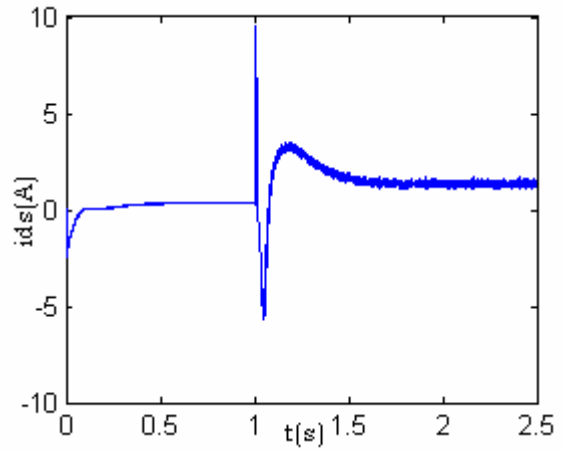
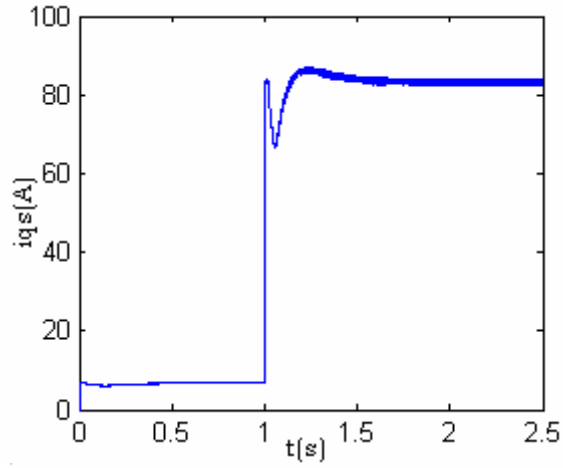


Fig (IV.7.a): Grandeurs caractérisant la cascades redresseur hystérésis-onduleur-MADA (I_{eff} fixe , $Q_r \neq 0$)





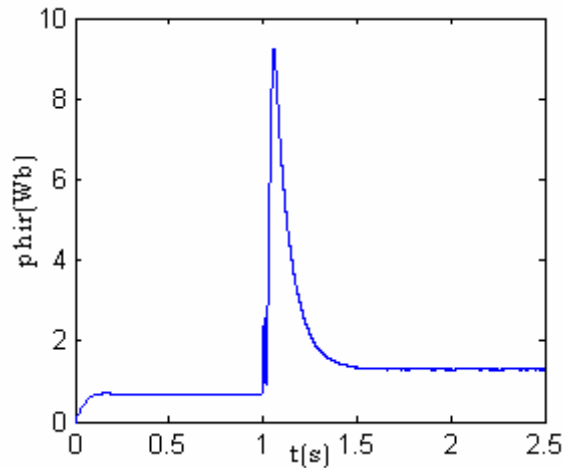


Fig (IV.7.b): Résultats de simulation de la commande vectorielle indirecte de la MADA alimentée respectivement par un convertisseur idéal au stator et la cascade cascades redresseur hystérésis-onduleu au rotor ($Q_r \neq 0$)

IV. Conclusion

L'utilisation du redresseur de courant à trois niveaux commandé par la stratégie d'hystérésis a permis d'avoir un courant côté réseaux pratiquement sinusoïdal.

Les résultats des simulations ont montré que la commande en puissance active et réactive rotoriques de la MADA alimentée respectivement par un convertisseur parfait au stator et la cascade redresseur-onduleur au rotor était possible en gardant les mêmes paramètres de régulation utilisés dans le chapitre précédent.

Ceci veut dire que les régulateurs des courants i_{ds} , i_{qs} , i_{dr} et i_{qr} ont gardé leur bon fonctionnement lors de cette alimentation.

Pour l'instabilité des tensions du bus continu de la cascade, on propose un asservissement.

Conclusion

GÉNÉRALE

CONCLUSION GÉNÉRALE

Les problématiques abordées dans ce mémoire nous ont permis d'étudier la génératrice asynchrone à double alimentation (MADA) utilisée dans les systèmes éoliens, ainsi que la réalisation d'une commande vectorielle par orientation du flux rotorique.

Dans le premier chapitre, nous avons développé la modélisation d'une machine asynchrone à double alimentation (MADA) en tenant compte des hypothèses simplificatrices. Nous avons pu établir un modèle mathématique simplifié de la MADA en vue d'une alimentation par convertisseurs statiques en utilisant la transformation de PARK.

Le deuxième chapitre a été consacré à la présentation du modèle de fonctionnement de l'onduleur à trois niveaux à structure NPC en utilisant le réseau de Petri. On a montré à travers ce modèle que l'onduleur à trois niveaux est équivalent à la mise en série de deux onduleurs à deux niveaux. De même, nous avons présenté la commande de l'onduleur à trois niveaux par la stratégie triangulo-sinusoïdale à deux porteuses. La fréquence de commutation est imposée par l'indice de modulation m .

Pour ce qui concerne le troisième chapitre, nous avons étudié deux méthodes de découplage :

La première méthode consiste à étudier une commande vectorielle par orientation du flux rotorique où la machine asynchrone à double alimentation est connectée directement au réseau. Cette méthode n'a pas permis le découplage entre le flux et le couple. De même, on a constaté qu'effectivement la technique d'orientation du flux rotorique (méthode indirecte) permet de contrôler les puissances active et réactive.

Afin de résoudre le problème de découplage entre le flux et le couple, nous avons proposé la deuxième méthode qui consiste à utiliser deux convertisseurs l'un au stator pour contrôler les puissances active et réactive rotoriques et l'autre connecté au rotor pour assurer le découplage. On a

constaté qu'effectivement cette méthode permet de contrôler l'échange de puissances active et réactive entre le rotor de la machine et le réseau ainsi que l'orientation du flux.

Dans le quatrième chapitre, nous avons étudié la conduite de la MADA alimenté par un convertisseur idéal au stator et la cascade redresseur à trois niveaux- onduleur à trois niveaux au rotor :

L'utilisation du redresseur de courant à trois niveaux commandé par la stratégie d'hystérésis a permis d'avoir un courant côté réseaux pratiquement sinusoïdal. On peut plus éviter la charge continue des capacités.

On a constaté que la commande en puissance active et réactive rotoriques de la MADA alimentée par les deux convertisseurs était possible en gardant les mêmes paramètres de régulation utilisés dans le chapitre précédent.

Au terme de ce travail, nous pouvons affirmer qu'une grande partie de l'objectif fixé est atteint.

PERSPECTIVES :

En perspective de ce travail, on propose les idées suivantes :

- Asservissement des tensions du bus continu de la cascade.
- Application d'autres algorithmes de réglage de la MADA.
- L'utilisation d'autres convertisseurs statiques au stator et au rotor.

ANNEXE

ANNEXE

Données de la machine asynchrone à double alimentation .

Valeurs nominales : 4 kW ; 220/380 V-50 Hz ; 15/8.6 A , 1440 tr/mn

Paramètres:

$$R_s \text{ (Résistance du stator)} = 1.2 \Omega$$

$$R_r \text{ (Résistance du rotor)} = 1.8 \Omega$$

$$L_s \text{ (Inductance d du stator)} = 0.1554 \text{ H}$$

$$L_r \text{ (Inductance de rotor)} = 0.1568 \text{ H}$$

$$M \text{ (Inductance mutuelle)} = 0.15 \text{ H}$$

Constantes mécaniques:

$$J \text{ (Inertie du rotor)} = 0.2 \text{ kg.m}^2$$

$$f_r \text{ (Coefficient de frottement)} = 0.001 \text{ N.m.s/rad}$$

Bibliographie

BIBLIOGRAPHIE

[All.04] M. Allouane et Y. Maloum « Etude d'un changeur de fréquence indirect application a la conduite d'une machine synchrone a aimants permanents », Thèse d'Ingénieur d'Etat, USTHB, 2004.

[Bar.82] P. Barret: « Régime transitoire des machines électriques tournantes ». Ecole supérieure d'Electricité, Eyrolles- Paris-1982.

[Bech.99] : Becherif, Henni : « commande linéaire et non linéaire des tension d'entrée d'un onduleur à trois niveaux ». PFE 1999 ENP.

[Bel.97] Belazzoug, Sebaa, « Etude des redresseurs multi-niveaux à MLI ».PFE, ENP 1997, Alger.

[Ber.95] E. M. Berkouk. « Contribution à la Conduite des Machines Asynchrones Monophasées et Triphasées Alimentées par des Convertisseurs Directs et Indirects. Application aux Gradateurs et Onduleurs Multiniveaux ». Thèse de doctorat, C.N.A.M, PARIS 1995.

[Bos.87]. Bose B.K. « Power Electronics and AC Drives, *Prentice Hall, Englewood Cliffs*, New Jersey 1987.

[Bou.98] K. Boulaam .« Etude de la cascade redresseur à MLI à 3 niveaux- onduleur à 3 niveaux- MSAP .Application à la commande de vitesse et de position». PFE, ENP 1998, Alger.

[Bri.82] F. Brichant. «Les onduleurs autonomes. Conception et applications industrielles» Dunod 1982.

[Cha.83] J. Chatelain « Machines électriques tournantes ». Edition Dunod, tome1, 1983.

[DRi.05] Drid S., Naït-Saïd M.S., Tadjine M. and Menacer A., "The Doubly Fed Induction Generator Modeling in the Separate Reference Frames for an

Exploitation in an Isolated Site with Wind Turbine,” Third IEEE International Conference on Systems, Signals & Devices SSD'05, March 21-24, 2005, Sousse – Tunisia.

[Fan.91]. Fan Liao, Sheng Ji and Lipo A. « A New Energy Recovery Scheme for Doubly fed, Adjustable-Speed Induction Motor Drives». *IEEE Trans. On Industry Applications*, Vol.27, No4, July–August 1991, pp.728-733.

[Gaad.00] M. Gaad « Modélisation et Réalisation d'un Onduleur Triphasé à Trois Niveaux à Structure NPC. Application à la Conduite de la Machine Asynchrone ». Mémoire de Magister E.M.P 2000.

[Ger.92]. Gerald M. Brown et al. « High–Power Cycloconverter Driver for Double–fed Induction Motors». *IEEE Trans. on Industry Electronics* Vol.39, No.3, June 1992, pp.230-240.

[Ghe.01] K. Ghedamsi « Étude et réalisation de différents stratégies MLI de commande de l'onduleur triphasé a trois niveaux ». Mémoire de Magister E.M.P 2001.

[Gue.98] R.Guedouani, «Commande d'un onduleur de tension multi-niveaux. Application à la conduite d'une machine synchrone à aimants permanents». Thèse de Magister, ENP 1998, Alger.

[Gui.94] X.Guillaud, J.P.Hautier, «Concepts de modélisation pour la commande des convertisseurs». *Journal physique* 3, April 1994.

[Her.32]. Herschdorfer J. « Theory of the double field induction motor ». *Archiv fur electrotechnik*, vol. 26, pp. 620–625, 1932.

[Ion.03] Ion Boldea. « Control of Electric Generators: A Review». *Proceedings IEEE conference*, 2003, pp. 972-280.

[Kel.00] Kelber C. and Schumacher W.: 'Control of Doubly fed induction Machine as an Adjustable Motor/Generator', Proceedings of European Conference of Variable Speed in Small Hydro (*VSSH_y*), Grenoble, 2000.

[Loe.85]. Leonhard W. « Control Electrical Drives». Springer verlag Berlin Heidelberg 1985. Printed in Germany.

[Mar.00]. Martínez J., Dortolina C., Villamediana H., Peña W. and Beuses J. « Asynchronous Motor Protection Against Dynamic Instabilities». IEEE Trans. On Industry Applications Vol. 36, No 4, July/Augst2000,pp.978-985.

[Pen.96] Pena R., Clare J. C., and Asher G. M., "a Doubly fed induction generator using back-to-back PWM converters an isolated load from a variable speed wind turbine ," *IE E. Proc. Electric Power Applications*, vol. 143, no. 3, pp. 380–387, September 1996.

[Per.58]. Prescott J.C. and Raju B.P. « The inherent instability of induction motors under condition of double supply». *The Institute of Electrical Engineers Monograph, No 282U*, pt. Part C, vol. 105, pp. 319–330, Jan.1958.

[Zha.99] Zhang F. and al. « *Separately Controlled Double-fed Speed Regulation System*». IEEE 1999 International Conference on Power Electronics and Drive Systems, PEDS'99 IEEE pp 751-754.

.

ملخص:

يتركز العمل المقدم في هذه المذكرة على دراسة السلسلة المكونة من مقوم ذو ثلاث مستويات-موج ذو ثلاث مستويات-محرك لا تزامني ثنائي التغذية. قمنا بدراسة تقنية الحقل الموجه بتوجيه حقل الجزء المتحرك للحصول على استقلالية التحكم في كل الحقل و العزم المولد بالنسبة للمحرك، و بتطبيق كل من تقنيتي تعديل طول النبضة وطريقة التحكم بواسطة التيار فيما يخص كل من المموج و المقوم. النتائج المحصل عليها اظهرت خصائص مرضية لهذا التحكم.

كلمات مفتاحية :

المحرك اللاتزامني ثنائي التغذية-موج متعدد المستويات-مقوم متعدد المستويات- تقنية الحقل الموجه .

Résumé :

Ce travail a pour but l'analyse et la commande de la cascade d'un redresseur à trois niveaux- l'onduleurs à trios niveaux machine asynchrone à double alimentation, nous avons élaboré des modèle de commande pour chacune des éléments de la cascade, la technique de commande par MLI à traingulo-sinusiodale est appliquée pour l'onduleur Alors que le redresseur est commandé par la technique hystérésis en courant .La commande vectorielle en puissance avec orientation de flux rotorique est appliquée pour la machine.

Nous avons effectué un réglage léniaire avec régulateurs PI pour commader les grandeurs caractérisant la machine.

Les résultats de simulations obtenus ont montré un comportement satisfaisant de la cascade.

Mots clés :

Machine asynchrone à double alimentation -onduleur à trois niveaux -redresseur à trois niveaux- commande vectorielle .

Abstract:

The pupose of this work is the analysis and control of the cascaded three level converter-three level inverter double fed induction machine. we modeled each element of the cascading, two techniques control by the PWM and control by current hysteresis are applied for the inverter and converter, the control by field oriented with the rotor field orientation is introduced for the machine, well attended a linear regulating by regulators PI.

The result obtained by the simulations have showed a high behaviour of a cascaded.

Key Words :

Double fed induction machine- three level converter- three level inverter- control by field oriented.