



Ecole Nationale Polytechnique
Département d'Electrotechnique
Laboratoire de Recherche en Electrotechnique



Mémoire de Master en Electrotechnique

Présenté par :
AGGAD Salim

Intitulé

Etude et commande d'un système éolien

Directeurs du mémoire :

MAHMOUDI M.O
BERKOUK E.M

Professeur
Professeur

ENP
ENP

ENP 2012

Résumé

Ce travail a pour but l'étude et la commande d'un système éolien basé sur la machine asynchrone à double alimentation (MADA). Le stator de la machine est connecté directement au réseau tandis que son rotor est connecté via une cascade d'un redresseur à trois niveaux-onduleur à trois niveaux. Nous avons en premier lieu élaboré des modèles de commande pour chacun des éléments de la cascade, la technique de commande par M.L.I triangulo-sinusoïdale à deux porteuses est appliquée pour l'onduleur, alors que le redresseur est commandé par la technique d'hystérésis en courant. La commande en puissances active et réactive rotorique est appliquée pour la machine.

Mots clés

Eolienne, MPPT, Machine asynchrone à double alimentation, Redresseur à trois niveaux, Onduleur à trois niveaux, Commande vectorielle en P et Q.

Abstract

The purpose of this work is study and control of a wind system based on the doubly fed induction machine (DFIM). The stator of the machine is connected directly to the network supply, while its rotor is connected through a cascade of three levels rectifier-three levels inverter. We initially elaborate models of control for each element of the cascade; the technique of order by triangulo-sinusoidal M.L.I with two carryings is applied for the inverter, whereas the rectifier is ordered by the technique of hysteresis in current. The active and reactive power rotor control is applied for the machine. The results of simulation obtained showed a satisfying behavior of the cascade.

Key words

Wind mill, MPPT, Doubly Fed Induction Machine, Three levels rectifier, Three levels inverter, Vector control in P and Q.

ملخص

يهدف هذا العمل إلى دراسة مراقبة نظام طاحونة الهواء المكونة من محرك لا تزامني ثنائي التغذية-مقوم ذو ثلاثة مستويات_موج ذو ثلاثة مستويات. للحصول على أفضل تحكم و مردود، نقتراح تطبيق التقنيات التالية تقنية الحقل الموجه. تقنية تعديل سعة النبضة للمولد. تقنية التحكم بواسطة التيار

الكلمات المفتاح طاحونة الهواء, تقنية الحصول على الطاقة العظمى, محرك لا تزامني ثنائي التغذية, مقوم ذو ثلاثة مستويات, موج ذو ثلاثة مستويات, تقنية الحقل الموجه, تقنية تعديل سعة النبضة للمولد, تقنية التحكم بواسطة التيار

Introduction

L'énergie éolienne représente un potentiel assez important non pas pour remplacer les énergies existantes, mais pour pallier à l'amortissement de la demande d'électricité qui ne cesse d'augmenter. Plusieurs pays se sont, aujourd'hui résolument tournés vers l'énergie éolienne, en particulier, ceux là où le souffle du vent disponible une grande partie dans l'année. La caractéristique principale de l'énergie éolienne est qu'elle est fluctuante et variable car la vitesse du vent n'est pas constante. Le secteur éolien fait appel donc à des machines électriques fonctionnant à vitesses variables, ces entraînements exigent pour ces machines de hautes performances, une fiabilité accrue et un coût réduit.

I. Modélisation de l'éolienne

Une éolienne est constituée d'une partie tournante, le rotor, qui transforme l'énergie cinétique du vent en énergie mécanique. Cette énergie mécanique est ensuite transformée en énergie électrique par une machine asynchrone à double alimentation.

La figure suivante illustre le fonctionnement général d'une éolienne.

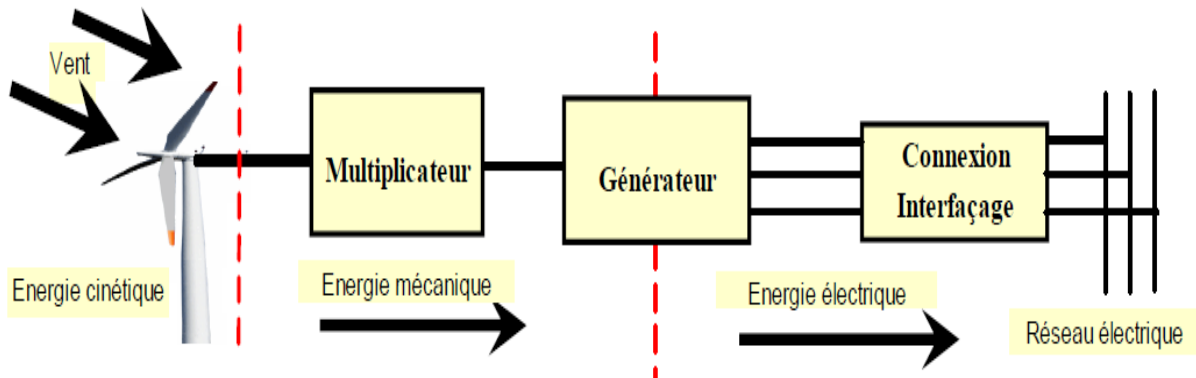


Figure I-1 : Structure générale d'un système de conversion de l'énergie éolienne.

I.1 Modèle de la turbine

Le modèle est basé sur les caractéristiques de puissance en état d'équilibre de la turbine. La rigidité de l'arbre d'entraînement est supposée infinie, le coefficient de frottement et l'inertie de la turbine doivent être combinés avec ceux du générateur couplé à la turbine. La puissance de sortie est donnée par l'équation suivante :

$$P_m = \frac{1}{2} C_p(\lambda) \rho \pi R^2 V^3 \quad (\text{I-1})$$

$$C_p = f(\lambda, \beta) = C_{1*} \left(\frac{C_2}{\lambda_i} - C_3 \beta - C_4 \right) \exp\left(-\frac{C_5}{\lambda_i}\right) + C_6 \lambda \quad (\text{I-2})$$

I.2 Modèle du multiplicateur

Le multiplicateur adapte la vitesse (lente) de la turbine à la vitesse (rapide) de la génératrice. Ce multiplicateur est considéré parfait, donc il se réduit à un simple gain de vitesse G . Par le principe de conservation de puissance mécanique échangée entre la turbine et la génératrice à travers le multiplicateur de vitesse, on le modélise mathématiquement par les équations suivantes :

$$C_g = \frac{C_{aer}}{G} \quad (\text{I-3})$$

$$\Omega_{mec} = G \cdot \Omega_{turbine} \quad (\text{I-4})$$

I.3 Modèle de l'arbre

Par le principe de conservation de l'énergie cinétique de rotation échangée via le multiplicateur de vitesse, entre le rotor de la turbine et le rotor de génératrice, l'inertie totale peut s'écrire sous la forme :

$$J = \frac{J_{\text{turbine}}}{G^2} + J_g \quad (\text{I-5})$$

$$J \cdot \frac{d\Omega_{\text{mec}}}{dt} = C_{\text{mec}} \quad (\text{I-6})$$

Le couple mécanique C_{mec} prend en compte le couple électromagnétique C_{em} produit par la génératrice, le couple de frottement visqueux C_{vis} et le couple moteur issu du multiplicateur C_g . (Figure I.2)

$$C_{\text{mec}} = C_g - C_{\text{em}} - C_{\text{vis}} \quad (\text{I-7})$$

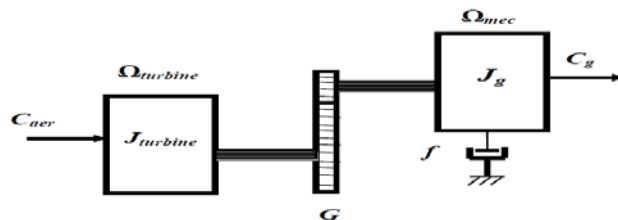


Figure I-2 : Modèle simplifié de la turbine

Le couple résistant dû aux frottements est modélisé par un coefficient de frottement visqueux f :

$$C_{\text{vis}} = f \cdot \Omega_{\text{mec}} \quad (\text{I-8})$$

I.4 Schéma bloc du modèle de la turbine

Les entrées de la turbine sont la vitesse du vent, l'angle d'orientation des pales et la vitesse de rotation de la turbine. Cette dernière génère le couple aérodynamique à appliquer au multiplicateur qui transforme la vitesse mécanique et le couple aérodynamique respectivement en vitesse de turbine mécanique et couple de multiplicateur. Le modèle décrit la dynamique de la vitesse mécanique, il a deux entrées qui sont le couple du multiplicateur et le couple électromagnétique opposé par la génératrice.

Le schéma bloc, figure (I-3) nous montre que la vitesse de rotation de la turbine est contrôlée, par action sur l'angle de calage des pales et sur le couple électromagnétique de la génératrice. La vitesse du vent est considérée comme une entrée perturbatrice à ce système.

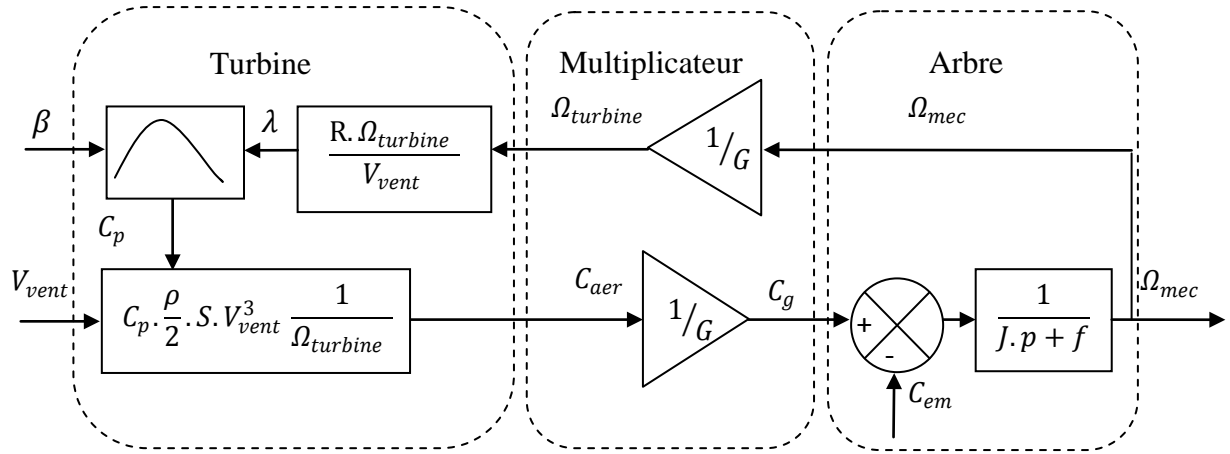


Figure I-3 : Schéma bloc du modèle de la turbine éolienne

II Stratégies de commande de la turbine éolienne

II.1 Extraction du maximum de puissance « MPPT »

Les techniques d'extraction du maximum de puissance consistent à déterminer la vitesse de la turbine qui permet d'obtenir le maximum de puissance générée.

Dans cette partie, nous présentons une stratégie pour contrôler le couple électromagnétique et indirectement la puissance électromagnétique afin de régler la vitesse mécanique de manière à maximiser la puissance générée[30].

De ce fait, nous nous limitons ici uniquement à la stratégie de commande sans asservissement de vitesse. Cette stratégie de commande repose sur l'hypothèse que la vitesse du vent varie très peu en régime permanent. Dans ce cas, à partir de l'équation dynamique de la turbine on obtient l'équation statique décrivant le régime permanent de la turbine :

$$J \frac{d\Omega_{mec}}{dt} = C_{mec} = 0 = C_g - C_{em} - C_{vis} \quad (II-1)$$

Ceci revient à considérer le couple mécanique C_{mec} développé comme étant nul et en négligeant l'effet du couple des frottements visqueux ($C_{vis} = 0$), on obtient :

$$C_{em} = C_g \quad (II-2)$$

Le couple électromagnétique de référence (réglage) est déterminé à partir d'une estimation du couple aérodynamique :

$$C_{em-ref} = \frac{C_{aer-est}}{G} \quad (II-3)$$

Le couple aérodynamique peut être déterminé à partir de la connaissance d'une estimation de la vitesse du vent et de la mesure de la vitesse mécanique :

$$C_{aer-est} = C_{p-max} \cdot \frac{\rho \cdot S}{2} \cdot \frac{1}{\Omega_{turbine-est}} \cdot V_{vent-est}^3$$

Une estimation de la vitesse de la turbine $\Omega_{turbine-est}$ est calculée à partir de la mesure de la vitesse mécanique :

$$\Omega_{turbine-est} = \frac{\Omega_{mec}}{G} \quad (II-4)$$

La mesure de la vitesse du vent apparaissant au niveau de la turbine étant délicate, une estimation de sa valeur peut être obtenue à partir de l'équation :

$$V_{vent-est} = \frac{\Omega_{turbine-est} \cdot R}{\lambda_{opt}} \quad (II-5)$$

En regroupant ces quatre équations, on obtient une relation globale de contrôle :

$$C_{em-ref} = \frac{C_{p-max}}{\lambda_{opt}^3} \cdot \frac{\rho \cdot \pi \cdot R^5}{2} \cdot \frac{\Omega_{mec}^2}{G^3} \quad (II-6)$$

L'expression du couple de référence est alors proportionnelle au carré de la vitesse de la génératrice.

Tel que :

$$C_{em-ref} = A \cdot \Omega_{mec}^2 \quad (II-7)$$

$$A = \frac{C_{p-max}}{\lambda_{opt}^3} \cdot \frac{\rho \cdot \pi \cdot R^5}{2} \cdot \frac{1}{G^3} \quad (II-8)$$

II.2 Schéma bloc de la turbine avec MPPT

Le schéma bloc correspondant à cette modélisation de la turbine avec MPPT se déduit à partir des équations précédentes, qui sont représentées sur la figure (I.13).

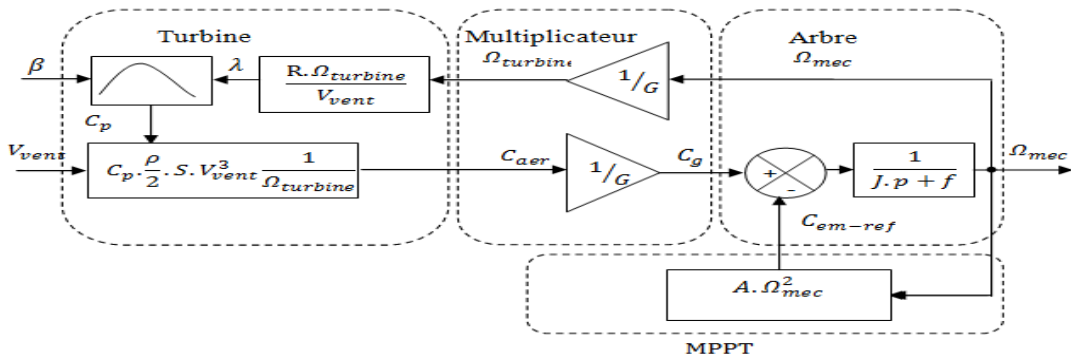


Figure II-1 : Schéma bloc fonctionnel de la turbine avec MPPT

II.3 Simulation et interprétation

Dans notre simulation d'une éolienne 6 kW, nous avons choisi un modèle tripale dont la longueur d'une pale est de 3m et le rapport du multiplicateur est de 5.

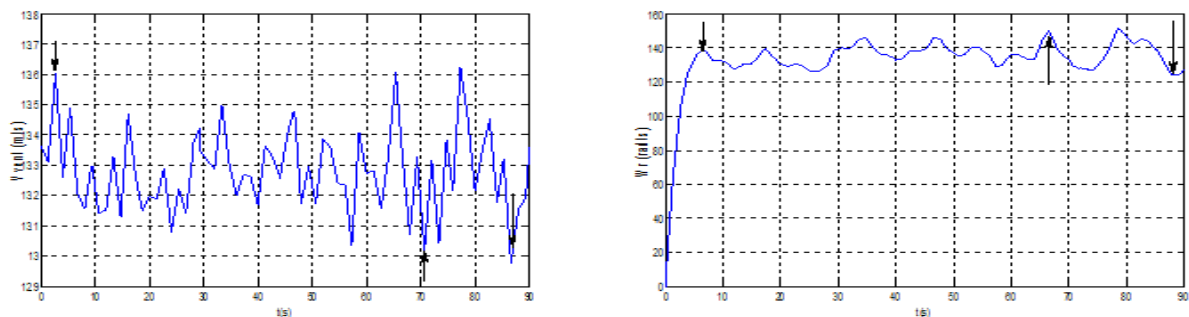


Figure II-2 : Résultat de simulation de la turbine éolienne

La figure suivante présente le profil du vent appliqué sur la turbine ainsi que l'allure de la vitesse du rotor. D'après la figure, on remarque que la vitesse du rotor suit les variations du vent comme l'indique les flèches.

III Modélisation en vue de la commande de la MADA

III.1 Description du fonctionnement de la MADA

III.1.1 Structure de la machine

La machine asynchrone à double alimentation présente un stator identique à celui des machines triphasées classiques, constitué le plus souvent de tôles magnétiques empilées munies d'encoches dans lesquelles viennent s'insérer les enroulements. Mais le rotor est radicalement différent car il n'est pas composé d'aimants ou d'une cage d'écureuil mais d'enroulements triphasés disposés de la même manière que les enroulements statoriques. [21], [22]

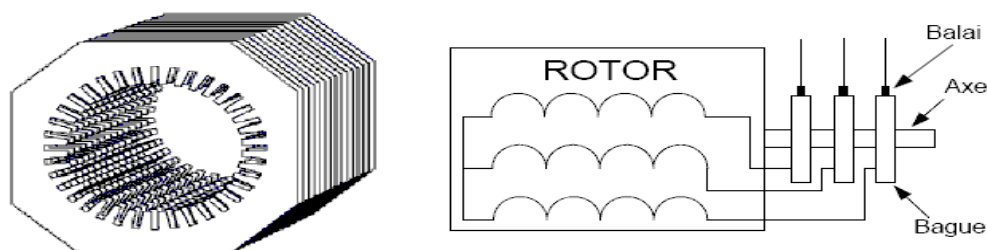


Figure III.1 : Structure du stator et contacts glissants d'une MADA.

III.1.2 Modes de fonctionnement de la MADA

On peut fonctionner la MADA en moteur ou en générateur comme les machines asynchrones classiques, mais la grande différence, pour la MADA ce n'est plus la vitesse de rotation qui impose le mode de fonctionnement moteur ou générateur [23].

Ainsi, le fonctionnement de la MADA se base sur le principe de contrôle de l'écoulement de puissance de glissement [13]. Au lieu de dépenser en pertes Joule la puissance rotorique, on peut la récupérer et l'injecter dans le réseau. La difficulté étant que la fréquence des courants rotoriques f_r est égale à g fois la fréquence du réseau. Durant des années, cette difficulté était surmontée grâce à un groupement de machines[22]. Avec l'apparition des semi-conducteurs, une solution plus pratique a été mise au point : Une interface électronique composée d'un redresseur et d'un onduleur permettrait le passage de la puissance de glissement vers le réseau.

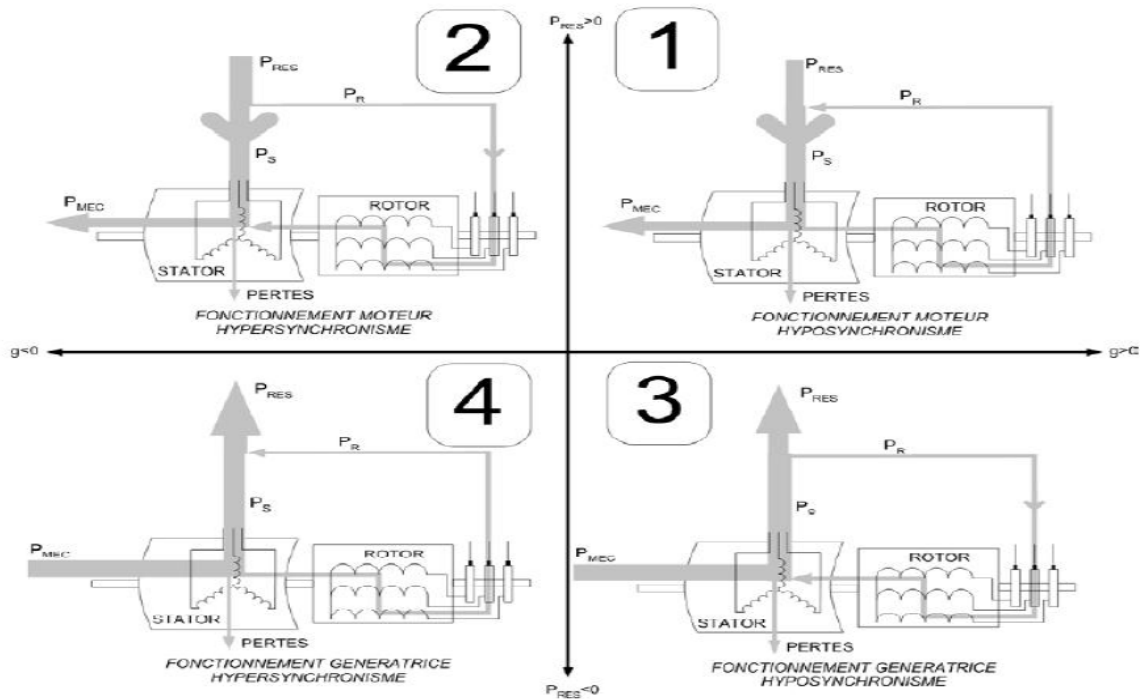


Figure III.2 : Modes de fonctionnement de la MADA

III.2 Modélisation de la MADA

La machine asynchrone à double alimentation dont nous allons étudier la mise en équations correspond à la structure de principe représenté sur la figure III.1 dans un plan perpendiculaire à l'axe de rotation, en hypothèse bipolaire [27].

Donc, on modélise la MADA en tenant compte de la répartition de ses enroulements, sa géométrie réelle est une tâche très complexe. Il est alors nécessaire d'adopter certaines hypothèses simplificatrices [25].

III.2.1 Hypothèses simplificatrices

On adopte les hypothèses simplificatrices suivantes [27], [26].

- On suppose que le circuit magnétique non saturé et parfaitement feuilleté.
- La constitution de la machine est symétrique.

- On ne considère que le premier harmonique d'espace de la distribution de forces magnétomotrices, créées par chaque phase du stator et du rotor.
- Les pertes par hystérésis et courant de Foucault sont négligeables.
- Conventions de signes :
 - Un courant positif crée à travers son propre enroulement un flux positif.
 - Une f.e.m positive fait circuler un courant positif.
 - Les angles et les vitesses de rotation sont comptés positivement dans le sens trigonométrique.

III.2.2 Les équations électriques

Sous les hypothèses précédentes, les équations électriques des tensions statoriques et rotoriques qui décrivent le fonctionnement de la MADA, peuvent être exprimées, en utilisant la notation matricielle :

$$\begin{cases} [V_s] = [R_s][i_s] + \frac{d}{dt}[\phi_s] \\ [V_r] = [R_r][i_r] + \frac{d}{dt}[\phi_r] \end{cases} \quad (\text{III.1})$$

Il est possible d'exprimer les flux en fonction des courants et des différentes inductances propres et mutuelles de la machine par :

$$\begin{cases} [\phi_s] = [L_{ss}][i_s] + [M_{sr}][i_r] \\ [\phi_r] = [L_{rr}][i_r] + [M_{sr}][i_s] \end{cases} \quad (\text{III.2})$$

On remplace (II.2) dans (II.1), et on applique la transformée de Laplace, on aura le système suivant :

$$\begin{cases} [V_s] = [R_s][i_s] + S[L_{ss}][i_s] + [M_{sr}][i_r] \\ [V_r] = [R_r][i_r] + S[L_{rr}][i_r] + [M_{sr}][i_s] \end{cases} \quad (\text{III.3})$$

S : operateur de Laplace.

III.2.3 Equation mécanique

L'équation générale du couple électromagnétique d'une machine asynchrone s'écrit :

$$C_{em} = P[i_s]^t \frac{d}{d\theta} ([M_{sr}][i_r]) \quad (\text{III.4})$$

Et l'équation mécanique :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} + C_r + f_r \Omega \quad (\text{III.5})$$

III.3 Modèle de la MADA dans la configuration de Park

La transformation de Park consiste à transformer un système triphasé en un système biphasé simplifié, fait correspondre aux variables réelles leurs composantes homopolaire(o), d'axe direct(d) et d'axe quadrature(q) [18].

Dans ce plan, les inductances mutuelles et propres sont indépendantes de la rotation.

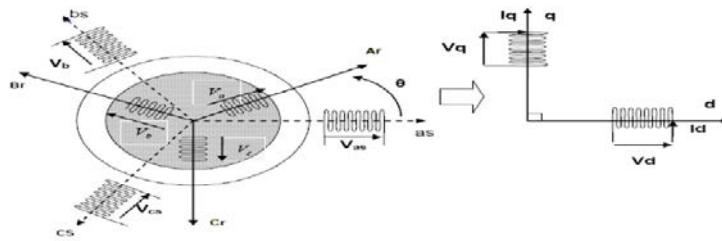


Figure III.3 : Passage d'un système triphasé à un système biphasé.

Après les calculs on aura les systèmes d'équations suivants :

Pour les tensions :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d}{dt} \phi_{ds} - \omega_s \phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d}{dt} \phi_{qs} + \omega_s \phi_{ds} \end{cases} \text{ et } \begin{cases} V_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} \phi_{dr} - (\omega_s - \omega) \phi_{qr} \\ V_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d}{dt} \phi_{qr} + (\omega_s - \omega) \phi_{dr} \end{cases} \quad (\text{III.6})$$

Pour les flux :

$$\begin{cases} \phi_{ds} = L_s i_{ds} + M i_{dr} \\ \phi_{qs} = L_s i_{qs} + M i_{qr} \end{cases} \text{ et } \begin{cases} \phi_{dr} = L_r i_{dr} + M i_{ds} \\ \phi_{qr} = L_r i_{qr} + M i_{qs} \end{cases} \quad (\text{III.7})$$

L'expression de couple électromagnétique après l'application de la transformation de Park s'exprime par la relation suivante, [21] :

$$C_{em} = P(i_{qr} \phi_{dr} - i_{dr} \phi_{qr}) \quad (\text{III.8})$$

III. 3.1 Modèle de la MADA lié au champ tournant

Pour faciliter la régulation, il faut connaître les grandeurs statoriques et rotoriques dans le régime permanent, et pour étudier l'alimentation des machines à fréquence variable ce qui nous intéresse, nous choisissons un référentiel lié au champ tournant [28].

Ce référentiel est caractérisé par :

$$\begin{cases} \frac{d}{dt}(\theta_s) = \omega_s \\ \frac{d}{dt}(\theta_r) = \omega_r \\ \omega_r = \omega_s - \omega = \omega_r = g \cdot \omega_s \end{cases}$$

Dans ce référentiel, les équations du système (III.6) s'écrivent comme suit :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d}{dt} \Phi_{ds} - \omega_s \Phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d}{dt} \Phi_{qs} + \omega_s \Phi_{ds} \end{cases} \text{ et } \begin{cases} V_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} (\Phi_{dr}) - (\omega_s - \omega) \Phi_{qr} \\ V_{qr} = R_r i_{qr} + \frac{d}{dt} (\Phi_{qr}) + (\omega_s - \omega) \Phi_{dr} \end{cases} \quad (\text{III.8})$$

Le couple et l'équation mécanique s'écrivent comme suite :

$$\begin{cases} C_{em} = P \frac{M}{L_s} (i_{qr} \Phi_{ds} - i_{dr} \Phi_{qs}) \\ J \frac{d\Omega}{dt} = C_{em} + C_r + f_r \omega \end{cases} \quad (\text{III.9})$$

III.4 Mise sous forme d'équations d'état

On sait que le modèle de la machine asynchrone à double alimentation est non linéaire, donc pour simplifier la commande de cette dernière il faut représenter son modèle ce forme des équations d'état.

Les tensions statoriques et rotoriques sont des variables de contrôle ($[V_{s,dq}], [V_{r,dq}]$). Les flux ainsi les courants rotoriques sont considérés comme des vecteurs d'état ($[\Phi_{R,dq}], [i_{R,dq}]$) [29].

Après les calculs on obtient les équations suivantes :

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

Avec :

$$\begin{cases} \alpha_s = \frac{R_s}{L_s} \\ \sigma_r = L_r \cdot \left(1 - \frac{M^2}{L_s L_r}\right) \end{cases} \text{ et } \begin{cases} \beta = \frac{M}{L_s \sigma_r} \\ \mu = \frac{3M}{2L_s} \end{cases}$$

IV Onduleur triphasé à trois niveaux

IV.1 Structure générale d'un onduleur à trois niveaux

On peut considérer l'onduleur de tension à trois niveaux comme une mise en série de deux onduleurs de tensions à deux niveaux, donc il existe plusieurs structures de l'onduleur triphasé à trois niveaux[30].

Dans le cadre de notre travail, nous présentons une structure de l'onduleur à trois niveaux de type N.P.C comme l'indique la figure (IV.1),qui est une nouvelle structure de conversion utilisée pour alimenter, à tension et fréquence variables, des machines à courant alternatif de forte puissance.

Cette structure se compose de trois bras symétriques constitué chacun de quatre interrupteurs en série et deux autres en parallèles, plus deux diodes permettant l'obtention de zéro de la tension V_{km} notées DD_{k0} et DD_{k1} . Chaque interrupteur bicommandable « transistor, GTE, IGBT,... » et d'une diode montée en tête bêche [18],[35].

Le point milieu de chaque bras est relié à une tension continue de valeur $U_{c1} + U_{c2}$. Ces deux générateurs ainsi que les diodes DD_{k0} et DD_{k1} se trouvent connectées entre eux en un point fictif "M".

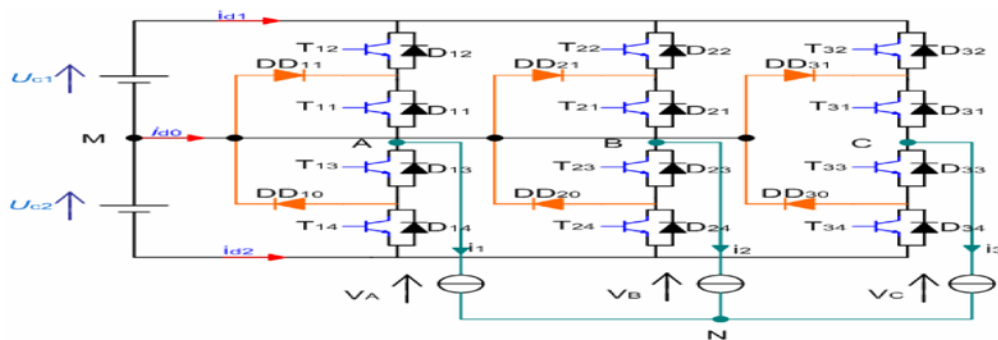


Figure IV-1 : Structure de l'onduleur à trois niveaux de types N.P.C.

D'après la représentation schématique de l'onduleur, on considère :

- U_{c1} et U_{c2} sont les tensions d'entrées.
- (V_A, V_B, V_C) et (i_1, i_2, i_3) sont respectivement les tensions et les courants de sorties.

Pour simplifier l'étude et la complexité de la structure de l'onduleur multi-niveaux (trois niveaux), on supposera que[18] :

- La commutation des interrupteurs est instantanée, c'est-à-dire on néglige l'empiètement anodique.
- La chute de tension aux bornes des interrupteurs est négligeable.

IV.2 Modélisation du fonctionnement de l'onduleur triphasé à trois niveaux

Vue la symétrie de l'onduleur triphasé à trois niveaux, la modélisation de ce dernier se fait par bras, et en suite on déduit celle de l'onduleur complet. Et chaque bras est équivalent à un interrupteur à trois positions permettant d'obtenir en sortie trois niveaux de tension U_{c1} , 0 et $-U_{c1}$ [30].

IV.2.1 Différentes configurations d'un bras d'onduleur

Une analyse topologique d'un bras de l'onduleur triphasé à trois niveaux montre qu'il existe cinq configurations possibles, figure (IV-2). Les grandeurs électriques caractérisant chacune de ces configurations sont représentées dans le tableau (IV-3) (avec M origine des potentiels et V_{K_m} le potentiel du nœud K du bras K). Pour la configuration E_0 le potentiel V_{K_m} dépend de la charge de l'onduleur [35].

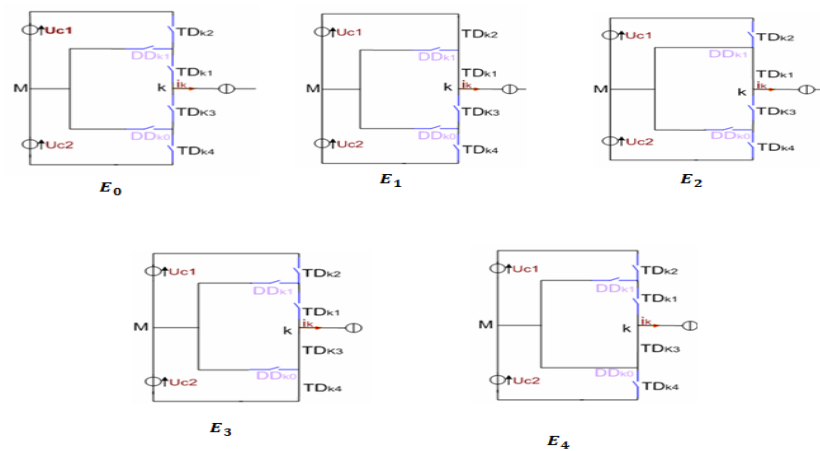


Figure IV-2 : Différentes configurations d'un bras d'onduleur

Configuration	Grandeur électrique
E_0	$i_K=0$
E_1	$V_K=U_{c1}$
E_2	$V_K = 0$
E_3	$V_K=-U_{c2}$
E_4	$V_K=0$

Tableau IV-3 : Grandeurs électriques pour chacune des configurations d'un bras k.

IV.3 Modèle de connaissance et de commande de l'onduleur à trois niveaux

IV.3.1 Commandabilité des convertisseurs statiques :

Un convertisseur statique est dit en mode commandable si les transitions entre les différentes configurations dépendent uniquement de la commande externe (commande des bases des semi-conducteurs) et non plus des commandes internes (grandeurs électriques)[32].

Nous supposons par la suite que cette condition est toujours vérifiée. De ce fait, nous pouvons définir les notions de fonction de connexion et de commutation.

➤ Hypothèses

-La charge est triphasée, couplée en étoile avec neutre isolé :

$$\begin{cases} V_A + V_B + V_C = 0 \\ i_1 + i_2 + i_3 = 0 \end{cases} \quad (\text{IV-1})$$

III.3.2 Commande complémentaire d'un onduleur à trois niveaux

Pour éviter les courts-circuits des sources de tensions par conduction des quatre interrupteurs d'un seul bras simultanément, ou une surtension dans le cas de l'ouverture des quatre interrupteurs, on adopte une commande complémentaire des différents semi-conducteurs d'un seul bras, il existe plusieurs commandes complémentaires pour un onduleur à trois niveaux. La commande la plus utilisée est la suivante [18], [32], [33] :

$$\begin{cases} B_{K1} = \overline{B_{K4}} \\ B_{K2} = \overline{B_{K3}} \end{cases} \quad (\text{IV-2})$$

Avec B_{Kk} est le signal de commande de la base de l'interrupteur TD_{Kk} d'un bras k .

Le tableau II.4 donne l'état d'excitation des interrupteurs d'un seul bras :

B_{K1}	B_{K2}	B_{K3}	B_{K4}	V_K
0	0	1	1	U_{c1}
0	1	0	1	
1	0	1	0	0
1	1	0	0	$-U_{c1}$

Tableau IV-4 :Etat d'excitation des interrupteurs d'un seul bras

IV.3.3 Fonction de connexion des interrupteurs

Chaque interrupteur on l'associé à une fonction de connexion F_{ki} , tel que cette dernière elle vaut 1 si l'interrupteur (i) est fermé et 0 dans le cas contraire [18].

$$\begin{cases} F_{Ki} = 1 \text{ si } TD_{Ki} \text{ est fermé} \\ F_{Ki} = 0 \text{ si } TD_{Ki} \text{ est ouvert} \end{cases} \quad (\text{IV-3})$$

En mode commandable, les fonctions de connexion de l'onduleur sont liées par la relation suivante [33] :

$$\begin{cases} F_{K1} = 1 - F_{K4} \\ F_{K2} = 1 - F_{K3} \end{cases} \quad (\text{IV-4})$$

Avec, $K=1,2$ ou 3 , représente le numéro de bras.

IV.3.4 Fonction de connexion d'un demi-bras

On définit une fonction de connexion du demi-bras, qu'on notera F_{kM}^b avec K indice du bras :

$$\begin{cases} F_{K1}^b = F_{K1} \cdot F_{K2} \\ F_{K0}^b = F_{K4} \cdot F_{K3} \end{cases} \quad (IV-5)$$

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

En introduisant ces fonctions dans le système des potentiels des nœuds, on aura le système suivant :

$$\begin{cases} V_{AM} = F_{11}^b \cdot U_{c1} - F_{10}^b \cdot U_{c2} \\ V_{BM} = F_{21}^b \cdot U_{c1} - F_{20}^b \cdot U_{c2} \\ V_{CM} = F_{31}^b \cdot U_{c1} - F_{30}^b \cdot U_{c2} \end{cases} \quad (IV-6)$$

Les équations des mailles d'un système composé de : source- onduleur-charge donnent :

$$V_{AM} + V_{BM} + V_{CM} = V_A + V_B + V_C + 3V_{NM} \quad (IV-7)$$

Et : ($V_A + V_B + V_C = 0$) car c'est un système triphasé équilibré.

Ce qui donne :

$$V_{NM} = \frac{1}{3}(V_{AM} + V_{BM} + V_{CM}) \quad (IV-8)$$

Les potentiels des points A, B et C de l'onduleur triphasé à trois niveaux par rapport au point N s'expriment comme suit :

$$\begin{cases} V_A = V_{AM} - V_{NM} = \frac{1}{3}(2V_{AM} - V_{BM} - V_{CM}) \\ V_B = V_{BM} - V_{NM} = \frac{1}{3}(-V_{AM} + 2V_{BM} - V_{CM}) \\ V_C = V_{CM} - V_{NM} = \frac{1}{3}(-V_{AM} - V_{BM} + 2V_{CM}) \end{cases} \quad (IV-9)$$

Après les calculs, les tensions simples peuvent s'écrire sous forme matricielle comme suit:

$$\begin{bmatrix} V_A \\ V_B \\ V_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \times \left\{ \begin{bmatrix} F_{11}^b \\ F_{21}^b \\ F_{31}^b \end{bmatrix} U_{c1} - \begin{bmatrix} F_{10}^b \\ F_{20}^b \\ F_{30}^b \end{bmatrix} U_{c2} \right\} \quad (IV-10)$$

Pour les courants d'entrée de l'onduleur i_{d1} et i_{d2} peuvent être exprimés en fonction des courants de la charge i_1, i_2, i_3 et les fonctions de connexion d'un demi bras des interrupteurs comme suit :

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

Le courant i_{d0} s'exprime en fonction des courants d'entrée et courants de charge par la relation :

$$i_{d0} = F_{11} \cdot F_{13} \cdot i_1 + F_{21} \cdot F_{23} \cdot i_2 + F_{31} \cdot F_{33} \cdot i_3 \quad (\text{IV-12})$$

D'après les relations précédentes, on déduit que le courant i_{d0} s'exprime par la relation suivante :

$$i_{d0} = (1 - F_{11}^b - F_{10}^b) i_1 + (1 - F_{21}^b - F_{20}^b) i_2 + (1 - F_{31}^b - F_{30}^b) i_3 \quad (\text{IV-13})$$

IV.4 Stratégie de commande de l'onduleur à trois niveaux à structure N.P.C

L'évolution technologique dans le domaine des semi-conducteurs a élargi le domaine d'application des techniques de modulation de largeur d'impulsion dans le contrôle de la tension de sortie des convertisseurs statiques.

Pour générer à la sortie de convertisseur statique une tension très proche de la sinusoïde, on distingue trois différentes stratégies de modulation de largeur d'impulsion [32], qui sont :

- La modulation calculée.
- Commande pleine onde.
- Commande triangulo-sinusoïdale à échantillonnage naturel.
- Modulation vectorielle.

Dans notre travail, on va étudier un seul type de stratégie de commande qui est la commande triangulo-sinusoïdale à deux porteuses.

IV.4.1 La commande triangulo-sinusoïdale à deux porteuses

Pour commander l'onduleur à trois niveaux par la modulation de largeurs d'impulsions (M.L.I), nous avons étudié une stratégie de commande qui permet de générer une source de tension se rapprochant d'une sinusoïde, et qui est la commande triangulo-sinusoïdale. 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 que l'on veut obtenir), avec deux porteuses. Deux paramètres caractérisent cette stratégie [34].

➤ L'indice de modulation m

C'est le rapport entre la fréquence de la porteuse f_p et la fréquence f de la référence.

$$m = \frac{f_p}{f}$$

➤ **Le taux de modulation**

Ou coefficient de réglage de tension r: égal au rapport de l'amplitude de la tension de référence sur la valeur crête de la porteuse: $r = \frac{V_m}{U_{pm}}$, avec $U_{pm} = 2U_c$

Pour améliorer le taux d'harmoniques de la tension de sortie, on choisit deux porteuses identiques diphasées d'une demi-période de hachage $\frac{1}{2f_p}$ l'une de l'autre [18], [32].

IV.4.2 Algorithme de commande

L'algorithme de génération des ordres de commande des interrupteurs avec cette stratégie peut être résumé en deux étapes :

- Etape 1 : La détermination des tensions intermédiaires V_{K1} et V_{K0} :

$$\begin{cases} V_{refk} \geq U_{p1} \Rightarrow V_{k1} = U_{c1} \\ V_{refk} < U_{p1} \Rightarrow V_{k1} = 0 \end{cases} \quad \text{Et} \quad \begin{cases} V_{refk} \geq U_{p2} \Rightarrow V_{k0} = 0 \\ V_{refk} < U_{p2} \Rightarrow V_{k0} = -U_{c2} \end{cases} \quad (IV-14)$$

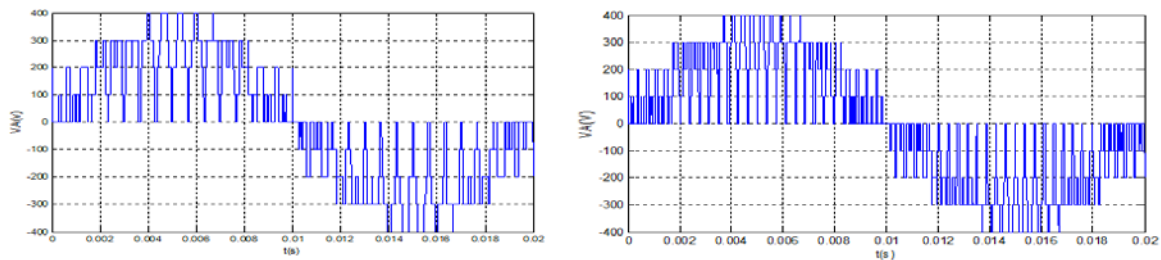
- Etape 2 : Détermination des tensions V_{K2} et des ordres de commande B_{Ks} des interrupteurs :

$$\begin{cases} V_{k2} = U_{c1} \Rightarrow B_{k1} = 1, B_{k2} = 1 \\ V_{k2} = -U_{c2} \Rightarrow B_{k1} = 0, B_{k2} = 0 \\ V_{k2} = 0 \Rightarrow B_{k1} = 1, B_{k2} = 0 \end{cases} \quad (IV-15)$$

Avec :

$$\begin{cases} V_{k2} = V_{k1} + V_{k0} \\ B_{k3} = \overline{B_{k2}} \\ B_{k4} = \overline{B_{k1}} \end{cases} \quad (IV-16)$$

IV.5 Simulation et interpretation



Figures IV-5 :Tensions de sortie de l'onduleur N.P.C triphasé à trois niveaux pour $m=15$ à gauche et pour $m=27$ à droite

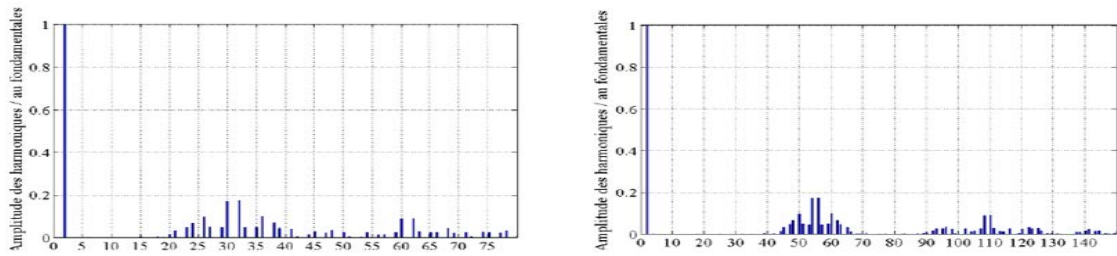


Figure IV6 : Rang d'harmonique pour $m=15$ à **gauche** et pour $m=27$ à **droite**

D'après les résultats obtenus par la simulation, on constate que :

- ✓ La tension V_{AM} représente les trois niveaux de tension ($0, U_{c1}$ et $-U_{c2}$).
- ✓ La tension composée représente cinq niveaux de tension ($2U_{c1}, U_{c1}, 0, -2U_{c2}, -U_{c2}$).
- ✓ Les harmoniques se regroupent en familles centrées autour des fréquences multiples de la fréquence de commutation $2mf$. La première famille centrée autour des fréquences multiples de $2mf$ est la plus importante du point de vue amplitude.
- ✓ La tension V_A se décompose seulement en harmonique impaires.
- ✓ Le positionnement des harmoniques dépend de la valeur de l'indice de modulation 'm'. Si m augmente, les harmoniques sont poussés vers des fréquences élevées, ce qui facilite leur filtrage par l'inductance de la machine.

V Stratégie de commande de la MADA

Nous avons vu dans les paragraphes précédents que l'intérêt d'utilisation de la MADA, outre la taille des convertisseurs, était de pouvoir fonctionner à vitesse variable en suivant la caractéristique de puissance optimale de l'éolienne. Cette caractéristique montre que pour chaque vitesse du vent, il existe une vitesse de rotation optimale (correspondant à la valeur maximale du coefficient de puissance) [5], permettant à l'éolienne d'avoir le meilleur rendement possible. Pour pouvoir tourner à cette vitesse optimale, à vitesse du vent donnée, la turbine doit avoir un couple mécanique résistant donné, c'est-à-dire une puissance active débitée par la MADA. C'est en utilisant cette référence de puissance que la machine peut alors être commandée.

V.1 Commande vectorielle en puissance active et réactive de la MADA

Le principe général de la commande vectorielle en puissances active et réactive est illustré sur la figure suivante :

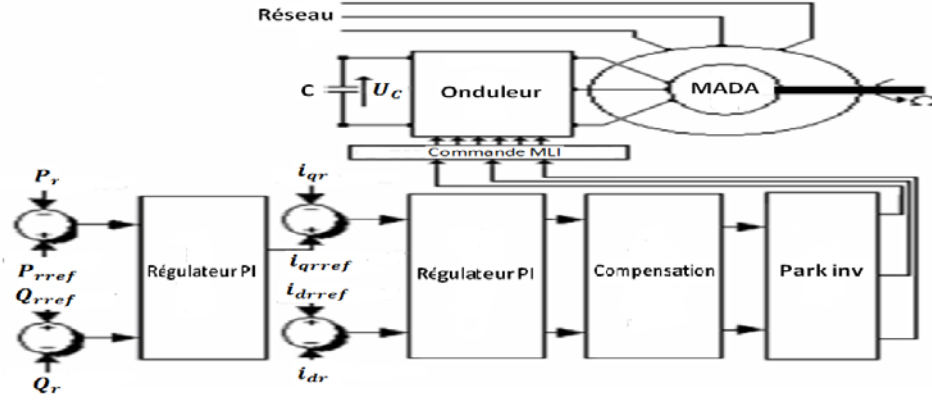


Figure V-1 Principe général de la commande vectorielle en puissances active et réactive rotorique de la MADA

Dans le cadre de ce mémoire, nous développons la commande vectorielle en puissances active et réactive de la génératrice asynchrone à double alimentation avec orientation du repère d-q suivant le flux rotorique, donc on aligne le vecteur flux rotorique suivant l'axe direct. Ce choix d'orientation est caractérisé par le système suivant :

$$\begin{cases} \phi_{qr} = 0 \\ \phi_{dr} = \phi_r \end{cases} \quad (IV-1)$$

L'expression du couple électromagnétique (II-9) devient alors comme suite :

$$C_{em} = P i_{qr} \phi_r \quad (V-2)$$

Cette relation montre bien que le modèle de la MADA est similaire à celui de la machine à courant continu.

Le modèle diphasé de la MADA se réécrit alors comme suite :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s i_{ds} + \frac{d}{dt} \phi_{ds} - \omega_s \phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s i_{qs} + \frac{d}{dt} \phi_{qs} + \omega_s \phi_{ds} \\ V_{dr} = R_r i_{dr} + \frac{d}{dt} (\phi_r) \\ V_{qr} = R_r i_{qr} + (\omega_s - \omega) \phi_r \end{cases} \quad (V-3)$$

$$\begin{cases} \phi_r = L_r i_{dr} + M i_{ds} \\ 0 = L_r i_{qr} + M i_{qs} \end{cases} \quad (V-4)$$

$$\begin{cases} i_{ds} = \frac{1}{M} (\phi_r - L_r i_{dr}) \\ i_{qs} = -\frac{L_r}{M} i_{qr} \end{cases} \quad (V-5)$$

On remplace i_{ds} et i_{qs} dans les équations électriques, et après les calculs on obtient le système final suivant :

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

α, β et σ sont des constantes en fonction des paramètres de la machine.

V.2 Structure d'alimentation en tension de la machine

Pour réaliser la commande en puissance de notre machine, afin de découpler les grandeurs réelles (couple, vitesse), on ressortie premièrement les variables de commande qui sont les deux tensions V_{dr} et V_{qr} qui sont générées par le bloc de découplage, qui a comme entrées les grandeurs de consignes P_{rref} et Q_{rref} [18], [5].

Cette commande en puissances active et réactive n'est valable qu'en régime permanent, car la mesure de la puissance au rotor sera erronée dès que le réseau subit à un défaut, pour cela il est recommandé de faire certaines hypothèses liées au mode de fonctionnement en ce régime à savoir la non dépendance des grandeurs électriques du temps.

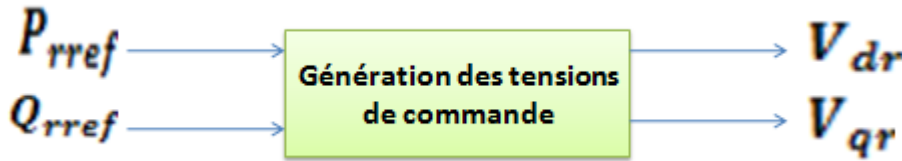


Figure V-2: Les tensions de commande

Pendant le régime permanent, on peut considérer (ϕ_r) est constant, et par suite $\frac{d}{dt} (\phi_r) = 0$. [4],[5], [18].

Les équations rotoriques deviennent :

$$\begin{cases} V_{dr} = R_r i_{dr} \\ V_{qr} = R_r i_{qr} + g \omega_s \phi_r \end{cases} \quad (V-7)$$

D'où

$$\phi_r = \frac{1}{g \omega_s} (V_{qr} - R_r i_{qr}) \quad (V-8)$$

En remplaçant l'équation (III.9) dans le système (III.6), on obtient les équations suivantes:

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

$$\text{Avec : } \begin{cases} \alpha_{r1} = \frac{R_s L_r + R_r L_s}{M} \\ \alpha_{r2} = \frac{R_s L_r + \frac{R_r L_s}{g}}{M} \\ \tau = \frac{L_s L_r}{M} \sigma \end{cases} \quad (\text{V-10})$$

Les puissances rotoriques :

$$\begin{cases} P_r = R_r \cdot i_{dr}^2 + R_r \cdot i_{qr}^2 + g \cdot \omega_s \cdot \phi_r \cdot i_{qr} \\ Q_r = g \cdot \omega_s \cdot \phi_r \cdot i_{dr} \end{cases} \quad (\text{V-11})$$

Les pertes Joules rotoriques :

$$P_{jr} = R_r (i_{qr}^2 + i_{dr}^2) \quad (\text{V-12})$$

Le stator de la MADA est connecté à un réseau équilibré, ce qui nous a permet de mettre l'hypothèse que le flux est maintenu constant, et égal à sa valeur nominale[4].

Sous cette hypothèse, le couple électromagnétique produit par la machine et la puissance active dépendant uniquement du courant rotorique d'axe quadrature. Ce qui veut dire que la puissance active est proportionnelle à i_{qr} [18].

Pour un point de fonctionnement donné caractérisé par la vitesse électrique ω , les puissances active et réactive rotoriques s'expriment comme suit :

$$\begin{cases} P_r - P_{jr} = k \cdot i_{qr} \\ Q_r = k \cdot i_{dr} \end{cases} \quad (\text{V-13})$$

$$\text{Avec : } k = g \cdot \omega_s \cdot \phi_r$$

V.2.1 Structure du bloc de découplage

A partir de système (V-9), le bloc de découplage est donné par les équations suivantes avec sa structure illustrée par la Figure(V-3) :

$$\begin{cases} i_{drref} = \frac{P_{rref}}{K} \\ i_{qrref} = \frac{Q_{rref}}{K} \end{cases} \quad (\text{V-14})$$

On pose V_{d1} et V_{d2} deux nouvelles grandeurs indépendantes, telles que :

$$\begin{cases} V_{d1} = \alpha_{r1} i_{dr} + \tau \frac{di_{dr}}{dt} \\ V_{q1} = \alpha_{r2} i_{dr} + \tau \frac{di_{qr}}{dt} \end{cases} \quad (\text{V-15})$$

Le système (III.10) devient :

$$\begin{cases} V_{ds} + V_{d1} = -\omega_s \tau i_{qr} + \frac{\beta}{g} V_{qr} + \frac{L_s}{M} V_{dr} \\ V_{qs} + V_{d2} = \omega_s \tau i_{dr} + \frac{L_s}{Mg} V_{qr} \end{cases} \quad (V-16)$$

V.2.2 Le schéma bloc de la structure de commande de la MADA alimentée en tension

Les équations (V-15) et (V-16) permettent d'établir un schéma bloc du système électrique à réguler (Figure V-3).

Ce schéma fait apparaître deux régulateurs pour chaque axe, le premier pour réguler le courant et l'autre pour réguler la tension. Mais dans notre cas, on a considéré que la MADA est connecté à un réseau stable ce qui veut dire que la tension statorique est maintenue constante, et par suite les régulateurs de tension sont inutiles[5].

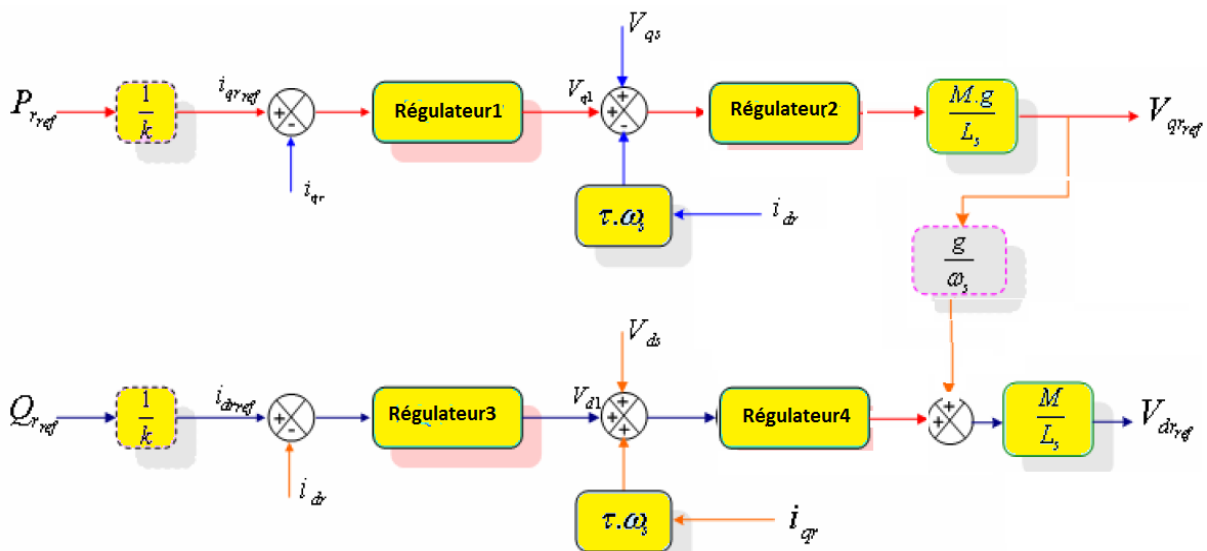


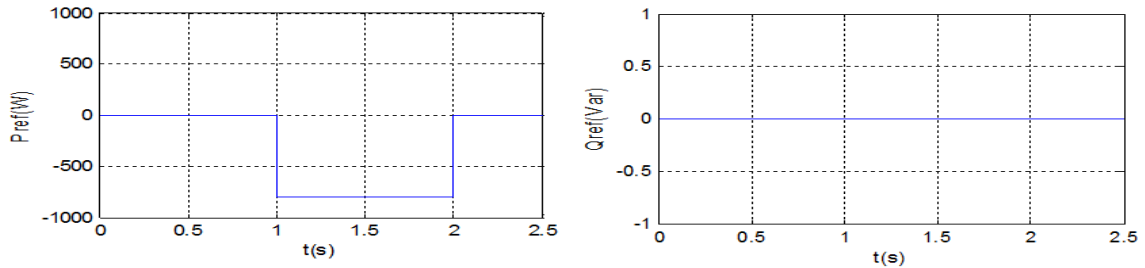
Figure V-3:schéma bloc de la structure de commande de la MADA alimentée en tension

La consigne de puissance réactive sera maintenue nulle de façon à garder un facteur de puissance unitaire coté stator. La consigne de puissance active permettra à la machine de fonctionner à la puissance maximale confèrent le meilleur rendement possible au système éolien. Les deux courants de référence sont obtenus à partir du contrôle des puissances active et réactive.

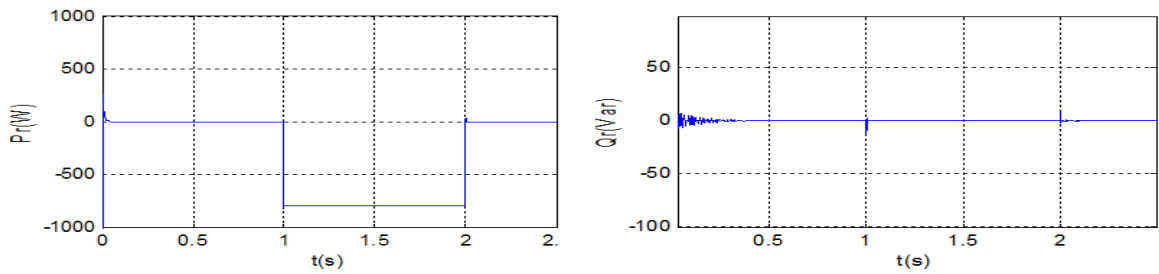
V.3 Simulation et interprétation

Les figures ci-dessous montrent les performances de la commande vectorielle en puissance active et réactive rotorique appliquée à la MADA, entraînée à une vitesse fixe et pilotée par un onduleur à trois niveaux inséré au rotor de la machine.

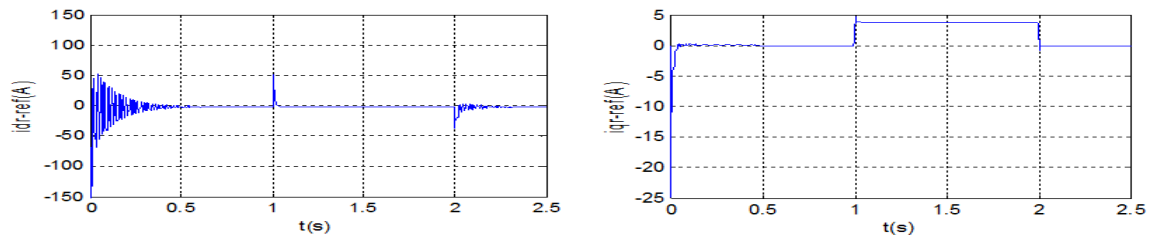
- Le générateur est entraîné à une vitesse constante.
- $Q_{rref} = 0$ Pendant tout l'essai.
- On applique un échelon négatif : $P_{rref} = -800W$ dans l'intervalle $[1,2]$ s.



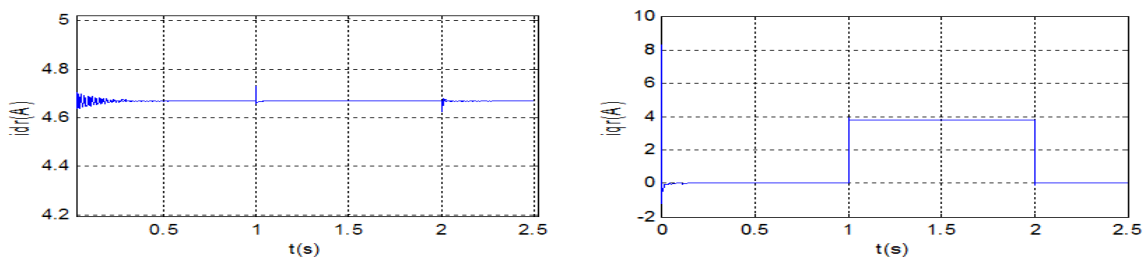
a) Les puissances rotorique de référence



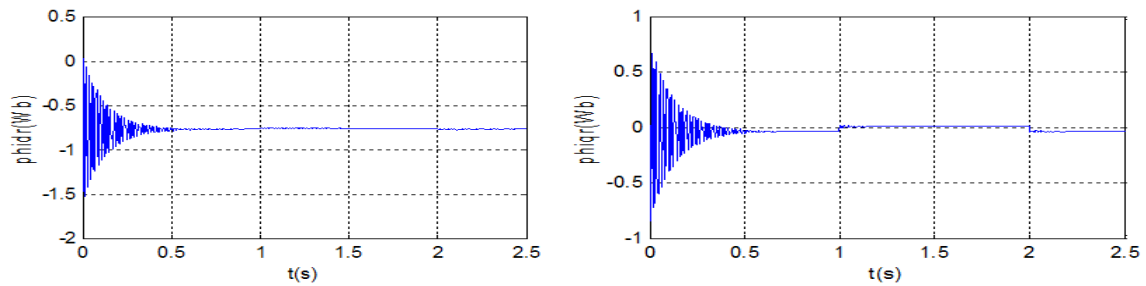
b) Les puissances rotorique



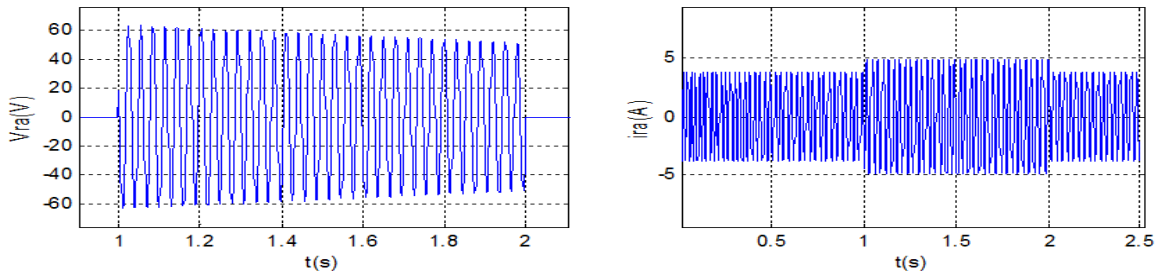
c) Les courants de référence



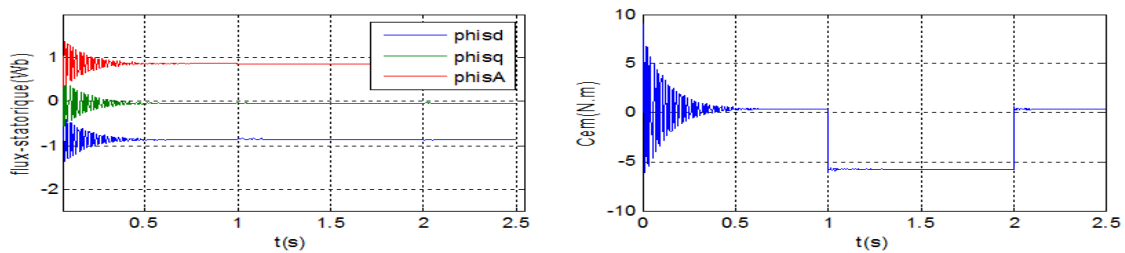
d) Les courants rotoriques



e) Les flux rotoriques



f) Tension et courant d'une phase rotorique



g) Flux statorique et couple électromagnétique

Figure III.7 : Résultats de simulation de la commande vectorielle en P et Q (a,b,c,d,e,f,g) de la MADA

D'après les résultats obtenues pour la commande vectorielle de la machine asynchrone à double alimentation (MADA), en puissances active et réactive rotoriques, on constate que :

- Les courants de références i_{dref} et i_{qref} représentent respectivement les images des puissances réactive et active.
- La tension V_{ra} présente une allure sinusoïdale.
- On remarque que le couple électromagnétique réagit spontanément quand il ya une demande en puissance active, indépendamment de la puissance réactive.
- La composante en quadrature du flux Φ_{qr} est presque nulle en régime permanent ce qui confirme les hypothèses de la commande vectorielle.
- On remarque l'effet du couplage entre les deux puissances P et Q , car dès que P_{ref} passe de (0 à -800) à $t=1s$, on observe une faible oscillation dans le graphe de la puissance réactive Q .

VI Redresseur triphasé à trois niveaux

VI.1 Modélisation du redresseur

Par la conception, la structure de l'onduleur à trois niveaux est réversible, donc c'est ce qui explique la possibilité du fonctionnement en redresseur. Il suffit juste d'adopter les conventions suivantes :

- Génératrice pour la source de courant.
- Récepteur pour la source de tension.

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

Le modèle de connaissance de ce redresseur est le même que celui élaboré pour l'onduleur triphasé 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 que les grandeurs de sorties U_{c1} et U_{c2} seront modulées pour générer les grandeurs d'entrées V_A , V_B et V_C .

Le redresseur de courant triphasé à trois niveaux est constitué de douze interrupteurs bidirectionnels et six diodes médianes entre chaque bras et le point milieu M.

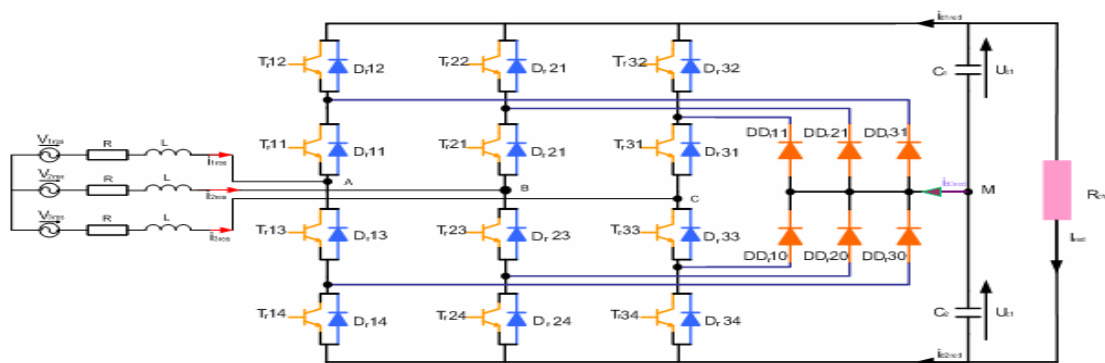


Figure VI-1 Redresseur de courant triphasé à M.L.I à trois niveaux à structure N.P.C

VI.1.1 Commande par hystérésis en courant appliquée au redresseur

Toutes les stratégies de commande possibles utilisées pour l'onduleur triphasé à trois niveaux, sont aussi utilisables pour la commande de notre redresseur triphasé à trois niveaux [20].

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 du réseau.

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

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

La valeur 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 la puissance [46], on aura pour une charge résistive (Figure IV.2) :

$$V_{1res} \cdot i_{1res} + V_{2res} \cdot i_{2res} + V_{3res} \cdot i_{3res} = \frac{(U_{c1} + U_{c2})^2}{R_{ch}} \quad (VI-2)$$

$$3V_e \cdot I_e \cdot \cos \varphi + 3 \cdot R \cdot I_e^2 = \frac{(U_{c1} + U_{c2})^2}{R_{ch}} \quad (VI-3)$$

V_e et I_e sont les valeurs efficaces des tensions et courants du réseau.

En supposant un facteur de puissance de réseau unitaire ($\cos \varphi = 1$) et en négligeant les pertes Joule dans le réseau, on aura :

$$I_e = \frac{(U_{c1} + U_{c2})^2}{3 \cdot V_e \cdot R_{ch}} \quad (VI-4)$$

VI.1.2 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 [46].

VI.1.3 Algorithme de la commande en courant par hystérésis

$$\begin{cases} [(\varepsilon_k \geq \Delta i) \text{ et } (\varepsilon_k \leq 2 \cdot \Delta i)] \text{ or } [(\varepsilon_k \leq -\Delta i) \text{ et } (\varepsilon_k \geq -2 \cdot \Delta i)] \\ \varepsilon_k > 2 \cdot \Delta i \\ \varepsilon_k < -2 \cdot \Delta i \end{cases}$$

D'où :

$$\begin{cases} B_{k1} = 1 \text{ et } B_{k2} = 0 \\ B_{k1} = 0 \text{ et } B_{k2} = 0 \\ B_{k1} = 1 \text{ et } B_{k2} = 1 \end{cases} \quad (VI-5)$$

Avec :

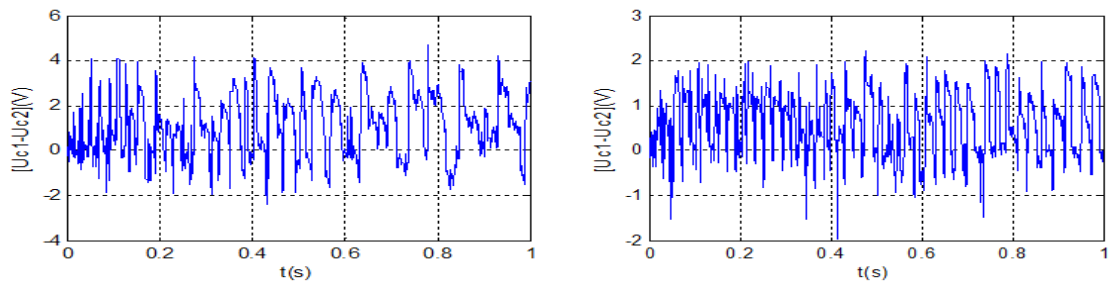
ε_k : L'écart entre le courant de référence i_{refk} et le courant réel i_{resk} tel que :

$$\varepsilon_k = i_{\text{ref}k} - i_{\text{res}k}; \quad k = (1, 2, 3)$$

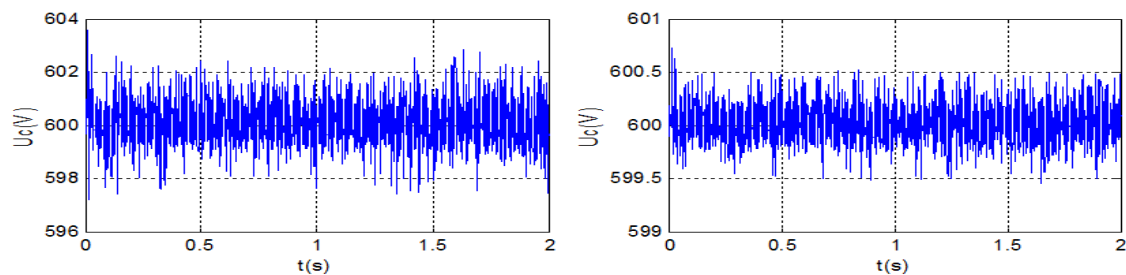
Δi : La largeur de la bande d'hystérésis.

VI.1.6 Simulation et interprétation

Les Figures (IV.1.6) représentent les résultats de simulation d'un redresseur triphasé à trois niveaux commandé par la stratégie d'hystérésis en courant ($\Delta i = 0.001$) lorsqu'il alimente une charge résistive. Ces simulations sont faites pour deux valeurs de capacité ($C_1 = C_2 = 10\text{mF}$) et ($C_1 = C_2 = 20\text{mF}$) avec $R_{ch} = 25\Omega$.



a) La différence des tensions U_{C1} et U_{C2}



b) La tension du bus continu

Figures VI-2 : Tensions et courants de sortie du redresseur triphasé à trois niveaux (a,b) avec ($C_1 = C_2 = 10\text{mF}$ et $R_{ch} = 25\Omega$) à gauche et ($C_1 = C_2 = 20\text{mF}$ et $R_{ch} = 25\Omega$) à droite.

D'après les résultats obtenus, on remarque :

- La différence des tensions ($U_{c1} - U_{c2}$) est plus importante dans le cas d'une capacité de faible valeur.
- Le courant $i_{\text{red}1}$ à une valeur moyenne positive, le courant $i_{\text{red}2}$ présente une allure opposée à celle de $i_{\text{red}1}$. Ceci est nécessaire pour que le courant $i_{\text{red}0}$ ait une valeur moyenne nulle. Comme on peut le constater, le courant $i_{\text{red}0}$ à une valeur moyenne pratiquement nulle. Et c'est le but recherché de cette alimentation pour assurer l'équilibre du pont capacitif [46].

VII Cascade redresseur N.P.C à trois niveaux- Onduleur N.P.C à trois niveaux- MADA-Turbine

Dans cette partie, on va étudier la cascade complète constituée :

- D'un redresseur de courant à structure N.P.C à trois niveaux, commandé par hystérésis.
- D'un onduleur de tension à structure N.P.C à trois niveaux, commandé par la stratégie triangulo-sinusoidale à deux porteuses.
- De la MAS à rotor bobiné commandée en puissance active et réactive (vectorielle).
- De la turbine éolienne commandée par la technique d'extraction de maximum de puissance du vent « commande MPPT ».

VII.1 Structure de la cascade

Cette cascade est constituée d'une Turbine-MADA connectée au réseau par son stator, le rotor de cette dernière est connecté à un redresseur à trois niveaux à structure N.P.C associé à un onduleur aussi à trois niveaux et à structure N.P.C. Cette interface électronique jouera le rôle d'un changeur de fréquence indirect, car elle permet, à partir des tensions de sorties du rotor de la MADA à fréquence et amplitude variables, d'avoir un système à fréquence et amplitude fixes.

L'onduleur est commandé en tension par la stratégie triangulo-sinusoidale à deux porteuses et le redresseur est commandé en courant par la stratégie en hystérésis.

Cette cascade est représentée dans la (figure V.2.1)

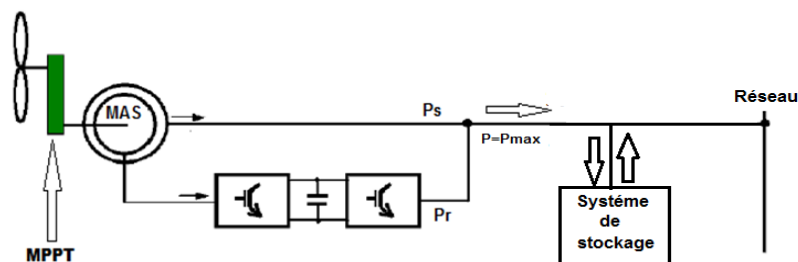


Figure VII-1 : Cascade d'un Redresseur de courant triphasé à trois niveaux-Onduleur de tension triphasé-MADA-Turbine.

VII.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 :

$$\begin{cases} C_1 \frac{dU_{c1}}{dt} = i_{d1red} - i_{d1ond} \rightarrow R_1 \\ C_2 \frac{dU_{c2}}{dt} = i_{d2red} - i_{d2ond} \rightarrow R_2 \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} U_{c1} = \frac{1}{C_1} \int (i_{d1red} - i_{d1ond}) dt \\ U_{c2} = \frac{1}{C_2} \int (i_{d2red} - i_{d2ond}) dt \end{cases} \quad (VII-1)$$

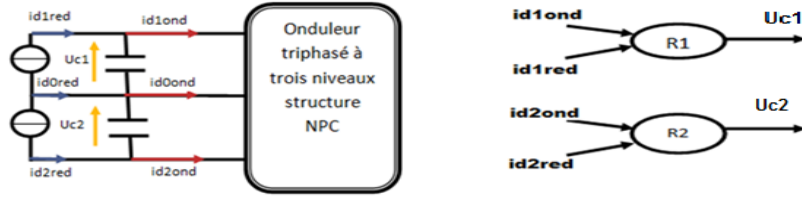


Figure VII-2 :Filtre intermédiaire de la cascade redresseur de courant triphasé à trois niveaux- onduleur triphasé à trois niveaux et son graphe informationnel.

D'après l'équation (IV.1), on constate que pour minimiser la différence entre les deux tensions U_{c1} et U_{c2} , en agissant sur les valeurs des capacités C_1 et C_2 .

On peut interpréter le système d'équation (IV.1) par le graphe informationnel de la figure (IV.5) en effet, les relations R_1 et R_2 de ce graphe représentent respectivement la première et la deuxième équation du système (IV.1).D'après la figure, on observe deux blocs indépendants, qui peuvent être commandés respectivement par i_{red1} et i_{red2} .Cependant, on doit noter que ces derniers sont par le même courant de réseau.

$$i_{d0} - i_{red0} = C \left(\frac{dU_{c1} - dU_{c2}}{dt} \right) \quad (VII-2)$$

Avec $C_1=C_2=C$

D'après cette dernière équation, on constate que pour avoir un potentiel du point milieu M plus stable, il faut avoir une valeur moyenne du courant i_{d0} nulle.

VII.3 Contrôle des courants côté réseau

Les puissances active et réactive transmises au réseau sont données dans le repère d, q comme suite [12] :

$$\begin{cases} P = V_{dr} \cdot i_{qr} + V_{qr} \cdot i_{dr} \\ Q = V_{qr} \cdot i_{dr} - V_{dr} \cdot i_{qr} \end{cases} \quad (VII-3)$$

En multipliant les équations du système (IV.10) respectivement par : V_{qrms} et V_{drms} , on aura :

$$\begin{cases} V_{qrms} \cdot P_{ref} = V_{drms} \cdot V_{qrms} \cdot i_{drref} + V_{qrms}^2 \cdot i_{qrref} \\ V_{drms} \cdot Q_{ref} = V_{qrms} \cdot V_{drms} \cdot i_{qrref} - V_{drms}^2 \cdot i_{drref} \end{cases} \quad (VII-4)$$

$$\begin{cases} V_{drms} \cdot P_{ref} = V_{drms}^2 \cdot i_{drref} + V_{drms} \cdot V_{qrms} \cdot i_{qrref} \\ V_{qrms} \cdot Q_{ref} = V_{qrms}^2 \cdot i_{qrref} - V_{qrms} \cdot V_{drms} \cdot i_{drref} \end{cases} \quad (VII-5)$$

A partir des systèmes d'équations précédents, on tire les courants de références i_{drref} et i_{qrref} tels que :

$$\begin{cases} i_{drref} = \frac{V_{drmes} \cdot P_{ref} + V_{qrmes} \cdot Q_{ref}}{V_{drmes}^2 + V_{qrmes}^2} \\ i_{qrref} = \frac{V_{qrmes} \cdot P_{ref} - V_{drmes} \cdot Q_{ref}}{V_{drmes}^2 + V_{qrmes}^2} \end{cases} \quad (VII-6)$$

Calcul des puissances de référence

On calcule la puissance active de référence à partir du bus continu, la puissance réactive de référence étant nulle.

Le but de système de commande est d'injecter au réseau des courants sinusoïdaux.

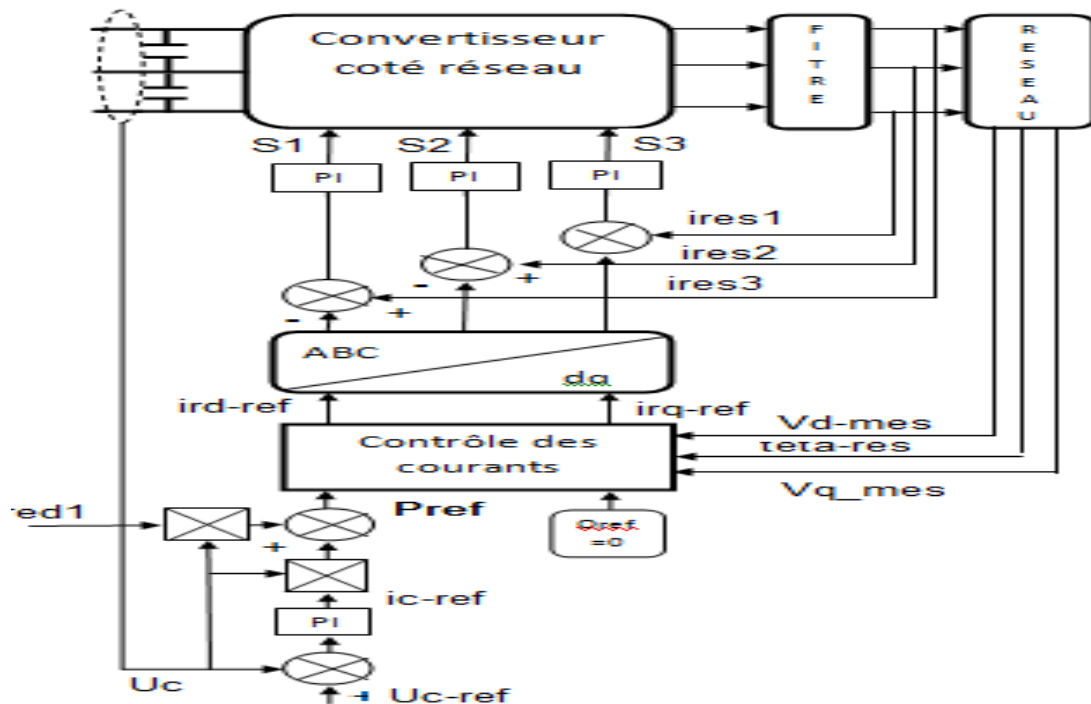


Figure VII-3 :Schéma global du contrôle de la liaison au réseau

VII.4 Simulation et interprétation

Nous allons procéder à la simulation de la cascade complète telle qu'on commande la machine en puissance active et réactive rotoriques dont le stator est relié directement au réseau, le rotor étant relié à ce dernier par l'intermédiaire d'une cascade redresseur et onduleur triphasés à trois niveaux, le redresseur est commandé en courant en hystérésis et l'onduleur en tension avec la stratégie triangulo-sinusoïdale à deux porteuses.

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

$$3.V_e \cdot I_e \cos \varphi = P_r \Rightarrow I_e = \frac{P_r}{3.V_e \cos \varphi} \quad (\text{VII-7})$$

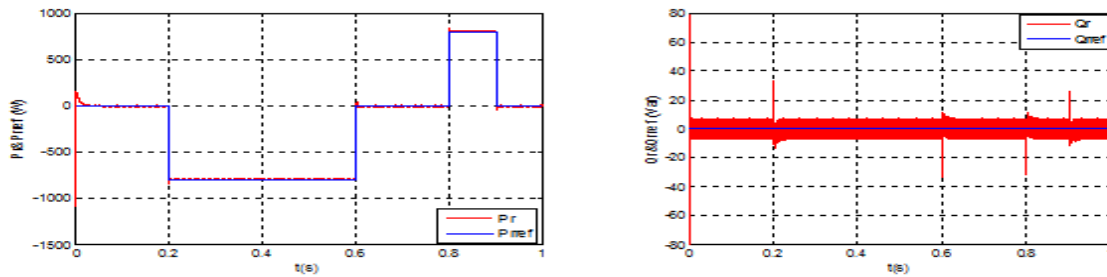
Avec

$$\cos \varphi = \frac{P_r}{\sqrt{P_r^2 + Q_r^2}} \quad (\text{VII-8})$$

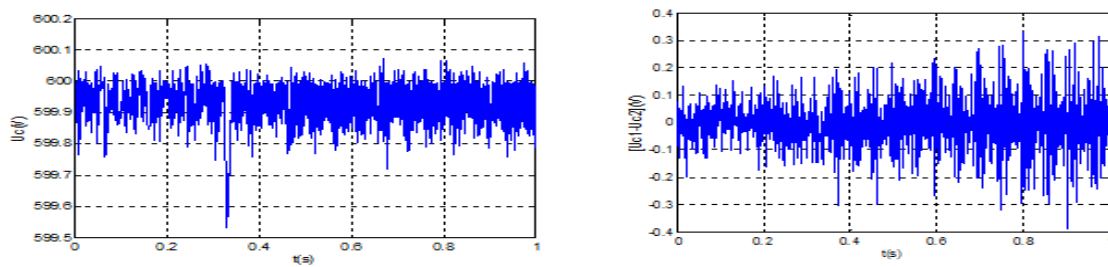
Les conditions d'essai

Nous allons faire des simulations pour deux cas de figures :

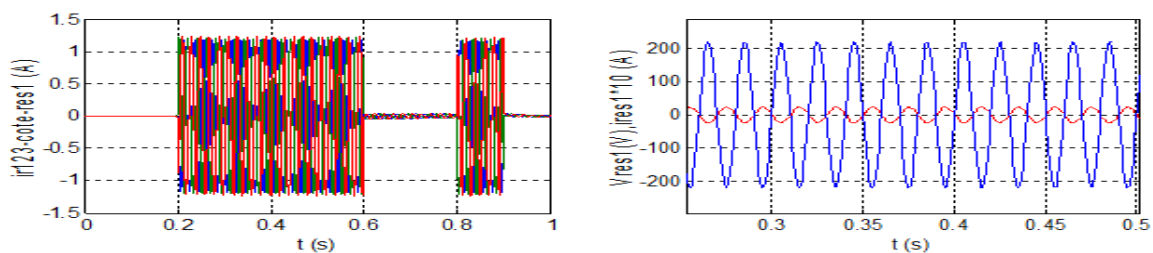
- Premier cas : $\left\{ \begin{array}{l} Q_{rref} = 0 \text{ Var} \\ P_{rref} = \begin{cases} -800 \text{ W} & \text{pour } t \in [0.2, 0.6] \text{ s} \\ +800 \text{ W} & \text{pour } t \in [0.8, 0.9] \text{ s} \end{cases} \end{array} \right.$



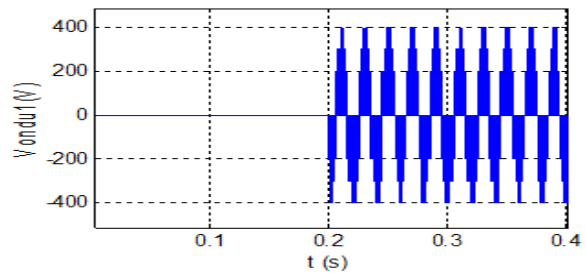
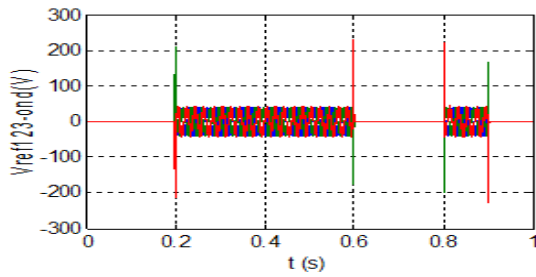
a) Puissances de références et puissances réelles



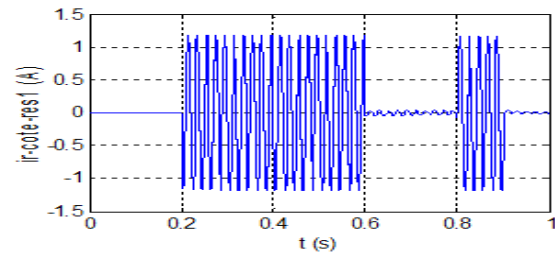
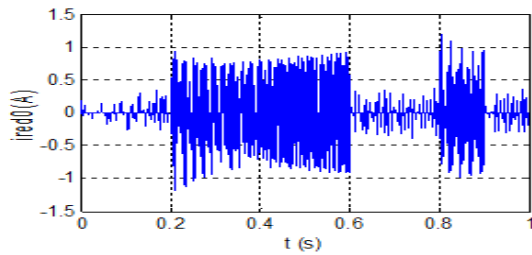
b) Tension du bus continu et différence des tensions



c) Courants côté réseau, tension et courant d'une phase du réseau



d) Tensions de références et tension ondulée d'une phase



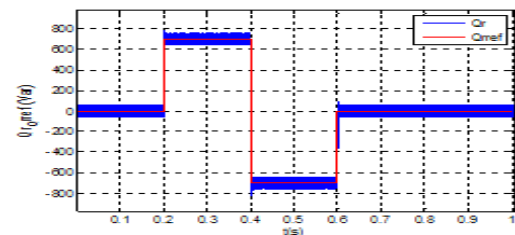
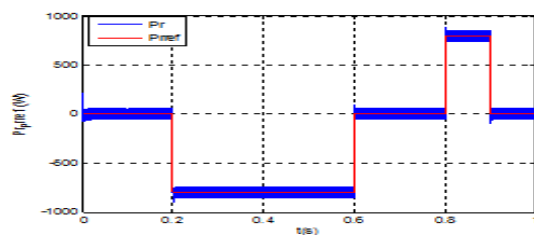
e) Courant redressé i_{red0} , courant rotorique côté réseau d'une phase

Figure VII-4.a Résultats de simulation de la cascade complète (a,b,c,d,e) avec $Q_{rref} = 0$

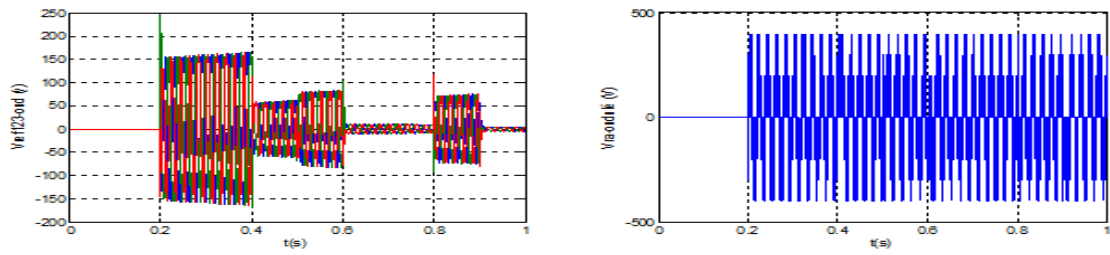
D'après les résultats obtenus, on constate que :

- Pour les caractéristiques de la MADA, on remarque bien que la puissance active et la puissance réactive rotorique suivent parfaitement leurs références,
- Le courant d'une phase rotorique côté réseau présente une sinusoïde de fréquence identique à celle du réseau, ce qui explique que le problème d'adaptation de la fréquence . idem pour les courants des deux autres phases, décalées respectivement de $\frac{2\pi}{3}$ et $\frac{4\pi}{3}$ par rapport à la première phase.
- a stabilité de la tension du bus totale U_c qui assure l'équilibre de la cascade totale, qui est une tension continue de 600 V.
- La charge continue est la stabilité de la tension continue du bus sont conséquences du bon choix de la valeur efficace imposée des courants de réseau.

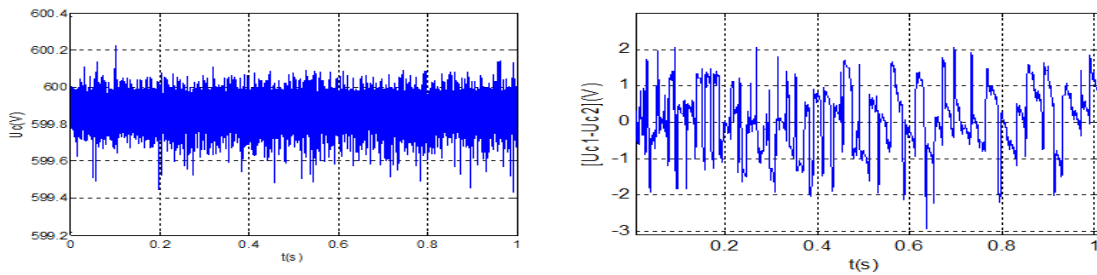
- Deuxième cas



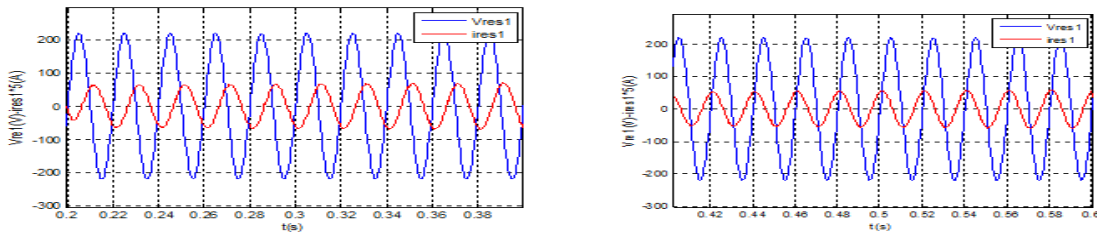
a) Les puissances rotoriques et leurs références



b) Tensions de référence et tension ondulée d'une phase



c) Les tensions du bus continu



d) Courants côté réseau et tension de réseau

Figure VII-4.b : Résultats de simulation de la cascade complète (a,b,c,d,e) avec $Q_{rref} \neq 0$.

D'après les résultats obtenus, on constate :

Dés qu'on applique un échelon de puissance réactive, on remarque que les courants côté réseau augmentent et suivent bien leur référence mais ils ne sont pas en phase avec la tension du réseau. Cela s'explique par le fait que le facteur de puissance n'est pas unitaire. Pour les caractéristiques de la MADA, on note que les puissances active et réactive rotoriques suivent parfaitement leurs références.

Conclusion

L'objectif de ce projet était l'étude d'une chaîne de production d'énergie électrique. Cette chaîne étant constituée de plusieurs éléments, nous avons étudié chacun séparément.

En premier lieu, nous avons fait la modélisation d'une turbine intégrant un système, basé sur la technique MPPT, qui permet l'extraction du maximum de puissance. Nous avons en suite, modélisé la machine asynchrone à double alimentation. On a constaté que le modèle d'état est non linéaire.

Une commande vectorielle a été utilisée afin de contrôler l'échange de puissances active et réactive entre le rotor de la machine et le réseau. Après, vient l'étude d'un convertisseur de fréquences constitué d'un redresseur et onduleur triphasés à trois niveaux. L'onduleur est commandé en utilisant la technique M.L.I triangulo-sinusoïdale, ce qui permet de minimiser l'effet des harmoniques. La commande du redresseur est basée sur la technique d'hystérésis en courant, cette dernière a permis d'avoir un courant côté réseau pratiquement sinusoïdal.

Nous avons ensuite étudié la cascade complète regroupant la turbine, la MADA, le redresseur et l'onduleur. Grâce à ce système, la forme de la tension et du courant fournies au réseau est sinusoïdale.

Face à ces observations et les résultats obtenus, des perspectives intéressantes envisageables pour améliorer le fonctionnement de notre système de production d'énergie électrique :

- L'application des convertisseurs de niveaux supérieurs.
- Amélioration de la stabilité des tensions du bus continu, par exemple en lui associant le pont de Clamping ou une technique de stockage.
- L'étude de l'influence de la production d'énergie éolienne sur le réseau électrique.

Bibliographie

Matlab/Simlink/R2007/bin/win32.

- [1] Thomas Ackermann , « Wind power in power system », Royal Institute of Technology Stockholm, Sweden, 2005.
- [2] A. Mirecki, « Etude Comparative de Chaînes de Conversion d'Énergie Dédiées à une Éolienne de Petite Puissance », thèse de doctorat, Institut Nationale Polytechnique de Toulouse, France, 2005.
- [3] Désiré Le Gouriere, « Énergie éolienne, Théorie, Conception et calcul pratique des installations », édition Eyrolles, 1982.
- [4] Frederic Poitiers, « Etude et Commande des Génératrices Asynchrones pour l'utilisation de l'Énergie Éolienne, Machine asynchrone à cage autonome ; Machine asynchrone à double alimentation reliée au réseau », Thèse de Doctorat de l'Université de Nantes, 2003
- [5] Y. Bencherif, « Alimentation et Commande d'une Machine Asynchrone à Double Alimentation (Application à l'énergie éolienne) », projet de fin d'études, ENP, 2008.
- [6] O . De Vries , « ON the theory of the horizontal axis wind turbine », Ann. Rev. Fluid. Mech. 1983, 15, pp. 77-96.
- [7] P. Leconte, M. Rapin, E. Szechenyi, « Éoliennes », Techniques de l'Ingénieur, traité de Génie mécanique, pp. BM 4 640 1 - BM 4 640 21.
- [8] Hingorani, N. G. High « Power Electronics wind », IEEE Power Engineering Review, pp. 3-4, July 1988.
- [9] Nick Jenkins & Coll, « Electrotechnique des énergies renouvelables et de la cogénération ».
- [10] Jean-Christian Lhomme, « Les énergies renouvelables ».
- [11] Corinne Dubois, « Le guide de l'éolien, techniques et pratiques ».
- [12] F. Merrahi, « Alimentation et Commande d'une Machine Asynchrone à double alimentation (Application à l'énergie éolienne) », thèse de magistère, ENP, 2007.
- [13] Michel Pluviose, « Conversion d'énergie par turbomachines : Éoliennes, turbines à gaz, cogénération, cycles combines gaz-vapeur... »
- [14] Khettache Laid, « Etude et commande d'un système éolien à base d'une machine électrique double alimentée », thèse de Magistère, Université de Batna, 2007.
- [15] Bernard Multon, Equipe SETE « Aérogénérateurs électriques », Master recherche STS IST SPEE Paris11-ENS Cachan 2009, Ecole Normale Supérieure de Cachan.
- [16] EDF, « L'énergie éolienne », 2007.
- [17] B. François, « Intégration de l'énergie éolienne au réseau », Séminaire 'Le développement des énergies éoliennes en Tunisie', 19 Novembre 2009.
- [18] M. Machmoum, F. Poitiers, L. Moreau et M.E. Zaim, R. Le.Doeuff, « Etude d'éoliennes à vitesse variable basées sur des machines asynchrones (MAS, MADA) », Université de NANTES.

- [19] Paul-Etienne Vidal, «Commande non linéaire d'une machine asynchrone à double alimentation », Thèse Doctorat, Institut National Polytechnique de TOULOUSE, 2004.
- [20] 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.
- [21] Salma El Aïmani, «Modélisation de différentes technologies d'éoliennes intégrées dans un réseau de moyenne tension », Thèse Doctorat, Ecole Centrale de LILLE, 2004.
- [22] LeonFreris, David Infield, «Les énergies renouvelables pour la production d'électricité », Dunod, Paris, 2009.
- [23] A.Mericki, «Etude comparative de chaînes de conversion d'énergie dédiée à une éolienne de petite puissance », Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique de TOULOUSE, Avril 2005.
- [24] I. Merzouk, « Commande d'un convertisseur AC/DC en régime déséquilibré » mémoire de magister, Ecole militaire polytechnique, 2008.
- [25] M.Abbas, M.Michentec, «Modélisation et commande d'une MADA alimentée par une cascade à trois niveaux appliquée à l'énergie éolienne », pfe ENP, 2006.
- [26] MICHEL PINARD, «Commande électronique des moteurs électriques ».
- [27] DESIRE LE GOURIERES, « Energie éolienne : Théorie, conception et calcul pratique des installations ».
- [28] M .Aïssani, « Commande numérique d'un convertisseur triphasé à quatre bras par MLI vectorielle à trois dimensions (application au filtrage actif) »Mémoire de magister, Ecole Militaire Polytechnique (EMP),Alger,2009.
- [29] MesbahiTedjani, « Gestion des flux énergétiques dans un système de conversion éolienne »Mémoire de magister, Ecole Militaire Polytechnique ,Alger , 2011.
- [30] Armand Boyette, « Contrôle-commande d'un générateur asynchrone à double alimentation avec système de stockage pour la production éolienne », thèse doctorale, université Henry Poincaré, Nancy 1,2006.
- [31] D. Ould Abdeslam, « Technique neurométrique pour la commande dans les systèmes électriques : application au filtrage actif parallèle dans les réseaux basse tension »,Thèse de Doctorat d'Etat, Université de Haut Alsace, décembre 2005, France.
- [32] P. Ferracci, « La Qualité de l'énergie électrique », Cahier technique de Schneider Electric CT 199, édition février 2001.
- [33] P.Deflandre&P.Mouras, « Les harmoniques sur les réseaux électriques »Edition. Eyrolles, 1998.
- [34] K. Eftichios, K. Kostas, « design of a maximum power tracking system for wind energy - conversion applications »,*IEEE transaction on industrial electronics*, vol. 53, no. 2, April 2006.

- [35] K. Tan & S. Islam, « Optimum control strategies in energy conversion of PMSG wind turbine system without mechanical sensors », *IEEE Transaction on energy Conversion*, vol. 19, no. 2, pp. 392-399, June 2004.
- [36] A. G. Abo-Khalil , D.C. Lee, « MPPT Control of wind generation Systems based on estimated wind speed using SVR », *IEEE Transaction on industrial electronics*, vol. 55, no. 3, Mars 2008.
- [37] Tarak Ghennam, « Supervision d'une ferme éolienne pour on intégration dans la gestion d'un réseau électrique, Apport des convertisseurs multi niveaux au réglage des éoliennes à base de machine asynchrone double alimentation », Thèse de doctorat, Ecole Militaire polytechnique d'Alger, Ecole Centrale de LILLE,2011.
- [38] E. Bettega&J.N.Fiorina« Harmoniques : convertisseurs propres et composteurs actifs », Cahier technique de Schneider Electric CT 183.
- [39] C .Collonobet&J.M.Lupin&J.Shcnoek, « Perturbation harmoniques dans les réseaux pollués et leur traitement l », Cahier technique de Schneider Electric CT 152,édition février 2001.
- [40] C. Preve, « Les réseaux électriques industriels 2 », collection Lavoisier, 2005.
- [41] R. Calva, « Les perturbations électriques en BT », Cahier technique de Schneider Electric CT 141.
- [42] D. Fulchiron, « Surtension et coordination de l'isolement », Cahier technique de Schneider Electric CT 151, édition décembre 1992.
- [43] R. Wierda, « flicker ou scintillement des sources lumineuses », Cahier technique de Schneider Electric CT 151, édition décembre 1992.
- [44] CEI 61000-4-15, Compatibilité électromagnétique, partie 4 « Flicker mètre spécification fonctionnement et conception », Septembre 1998.
- [45] M.Allali, « Contribution à l'Etude des Compensateurs Actifs des Réseaux électriques Basse tension », Thèse de Doctorat, Université de Luis Pasteur-Strasbourg, 2002.
- [46] M. Allouane& 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.