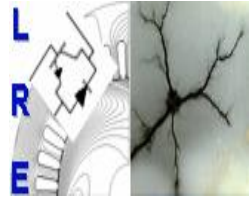




Ecole Nationale Polytechnique
Département d'Electrotechnique
Laboratoire de Recherche en Electrotechnique



Mémoire de Master en Electrotechnique

Présenté par :
BOUCHENE Lyes

Intitulé

Etude de l'effet du creux de tension sur la machine asynchrone à double alimentation en régime saturé

Directeurs du mémoire :

MEKHTOUB Saïd	Professeur	Ecole Nationale Polytechnique
IMADOUCHE Malika	MA	UMM Tizi-Ouzou

Président du jury :

BOUBAKEUR Ahmed	Professeur	Ecole Nationale polytechnique
-----------------	------------	-------------------------------

Examineurs :

NEZLI Lazhari	Professeur	Ecole Nationale Polytechnique
TAHMI Redouane	Docteur	Ecole Nationale Polytechnique

Promotion 2013

تقدم هذه الأطروحة دراسة تأثير انخفاضات التوتر الكهربائي على المولد الكهربائي اللامتزامن المزدوج التغذية. بعد تذكير يشمل نموذج المولد الكهربائي اللامتزامن المزدوج التغذية، سنقدم نتائج المحاكاة. اجريت المحاكاة على المولد ذات طاقات 3kW. اجريت المحاكاة في النظام المشبع.

الكلمات المفتاح: طاقة هوائية. انخفاض التوتر. مولد. لامتزامن. مزدوج تغذية. نظام مشبع.

Résumé

Ce mémoire porte sur l'étude de l'effet du creux de tension sur la machine asynchrone à double alimentation. Après des rappels concernant la modélisation de la machine asynchrone à double alimentation, les résultats de simulation sont présentés. Le travail a porté sur une machines asynchrone à double alimentation de 3.5kW. Nous avons considéré le cas saturé.

Mots clés : Eolienne. Creux de tension. MADA. Génératrice. Asynchrone. Double alimentation. Régime saturé.

Abstract

This thesis focuses on the study of doubly fed asynchronous generators during voltage dips. Therefore, the doubly fed asynchronous machine model has been presented. Following that, we expose our simulation results showing the effects of voltage dips on the DFIG. Simulations have been run for a machine of 3.5kW. The study has been done in the saturated case.

Key words: Wind turbine. Voltage dip. DFIG. Generator. Asynchronous. Doubly fed. Saturated state.

CONTENTS

Introduction Générale.....	3
Chapitre 1 : Modélisation de la machine asynchrone à double alimentation	4
Introduction	7
1.1 Modélisation de la MADA.....	7
1.1.1 Hypothèses simplificatrices	7
1.1.2 Equations DES tensions.....	8
1.1.3 Equations des flux.....	9
1.1.4 Equations mécaniques	10
1.2 Modélisation de Park de la machine asynchrone à double alimentation.....	10
1.2.1 Concept	10
1.2.2 Réalisation.....	11
1.2.3 Equations dans un repère quelconque	12
1.2.4 Choix du repère dq	13
1.2.5 Schémas équivalents de la machine selon les axes d et q	15
1.3 Modélisation de la MADA en régime saturé	16
1.3.1 Concept.....	16
1.3.2 Expression des flux.....	17
1.3.2.1 Représentation du flux	17
1.3.2.2 Inductances saturables.....	19
Conclusion.....	20
Chapitre 2: Effet des creux de tension sur la machine asynchrone à double alimentation	19
Introduction	22
2.1 Simulations et interprétations	22
2.1.1 Simulations pour des creux de courte durée.....	22
2.1.1.1 Creux de tension de 30%-10ms.....	22
2.1.1.2 Creux de tension de 80%-10ms.....	23
2.1.2 Simulations pour des creux de profondeur variable.....	24
2.1.3 Comparaison des essais en régime linéaire/saturé.....	26
Conclusion.....	28
Conclusion générale et perspectives.....	27
paramètres des machines	30

LISTE DES SYMBOLES

g : glissement

Ω : vitesse de rotation

θ : Angle entre les enroulements statoriques et rotoriques

V_s : Tension simple statorique

R_s : Résistance statorique

I_s : Courant statorique

Φ_s : Flux statorique

V_r : Tension simple rotorique

R_r : Résistance rotorique

I_r : Courant rotorique

Φ_r : Flux rotorique

L_s : Inductance propre statorique

L_r : Inductance propre rotorique

L_{ss} : Matrice des inductances statoriques

L_{rr} : Matrice des inductances rotoriques

M_{sr}, M_{rs} : Matrices des inductances mutuelles

Γ_e : Couple électromagnétique

P_e : Puissance électromagnétique

Γ_r : Couple résistant

J : Moment d'inertie

θ_s : Abscisse angulaire du référentiel de Park par rapport à l'axe de la phase statorique (A)

θ_r : Abscisse angulaire du référentiel de Park par rapport à la phase rotorique (a).

θ : Angle entre le repère statorique et rotorique

$V_{d,q,s,r}$: Tensions statorique et rotorique simples directe et en quadrature dans le repère de Park

$\Phi_{d,q,r,s}$: Flux statorique et rotorique direct et en quadrature dans le repère de Park

$I_{d,q,s,r}$: Courant statoriques et rotorique direct et en quadrature dans le repère de Park

ω : Pulsation mécanique

ω_s : Pulsation statorique

ω_r : Pulsation rotorique

Φ_m : Flux magnétisant

I_m : Courant magnétisant

M_{st} : Inductance mutuelle statique

M_{dy} : Inductance mutuelle dynamique

INTRODUCTION GENERALE

L'énergie, sous toutes ses formes, est indispensable à toute activité humaine. La demande augmente constamment et fortement depuis la révolution industrielle. En effet, entre 1973 et 2013, la consommation d'énergie a doublé.

Pour répondre à cette demande, les énergies fossiles (pétrole, gaz naturel,...) ont été largement exploitées et représentent 80,4% de la consommation mondiale en énergie. Ces énergies fossiles sont soit utilisées directement (Combustible pour les moyens de transport par exemple) soit pour la production d'énergie électrique (68% de la production électrique mondiale). Cependant, ces ressources souterraines sont limitées et leur utilisation a un impact très néfaste sur l'environnement (Emission de gaz à effet de serre) ce qui n'en fait pas une option viable à long terme.

Pour répondre à ce double challenge, l'énergie nucléaire a été avancée mais présente de très grands risques liés aux déchets radioactifs, au démantèlement d'anciennes centrales, et surtout, à des populations de plus en plus méfiantes au lendemain de catastrophes nucléaires qui remettent en cause son utilisation (Tchernobyl, Fukushima). L'alternative la plus viable est donc l'utilisation d'énergies renouvelables non polluantes qui permettent la production directe d'électricité et donc de remplacer les énergies fossiles.

Ces énergies renouvelables présentent l'avantage d'être très diversifiées, elles ont une origine hydraulique, solaire, géothermique, éolienne ou de biomasse. Cette diversité est aussi source de défis technologiques pour l'extraction et l'exploitation de ces nouvelles énergies. Il faut obtenir des systèmes plus fiables et optimiser leurs coûts pour qu'on puisse se permettre de reposer largement sur la production d'électricité renouvelable (objectif de 30% d'énergies renouvelables à l'horizon 2030 proposé par l'ONU en 2011).

Dans ce contexte, nous nous intéressons à l'étude de la machine asynchrone à double alimentation qui s'impose comme la génératrice la plus utilisée pour la production d'électricité éolienne. Après des rappels concernant la modélisation de la machine, notre étude portera sur la conséquence d'un défaut sur le réseau, l'apparition de creux de tension, sur la machine afin de mieux comprendre les phénomènes qui s'y produisent. L'étude se fera en régime saturé avec à la fin une comparaison avec les résultats obtenus en linéaire. Cela a une grande importance pour la qualité de l'énergie.

CHAPITRE 1 : MODELISATION DE LA MACHINE ASYNCHRONE A DOUBLE ALIMENTATION

INTRODUCTION

Nous allons commencer par développer les équations qui décrivent la machine asynchrone à double alimentation afin de pouvoir les implémenter et effectuer des simulations. Globalement, les équations sont les mêmes que pour une machine asynchrone classique mais avec des tensions rotoriques non nulles. Cela est dû à la connexion du rotor au réseau à travers la cascade hyposynchrone.

Nous commençons par écrire les équations générales de la machine en régime linéaire avant de prendre en compte la saturation.

1.1 MODELISATION DE LA MADA

Il est nécessaire d'établir un modèle mathématique rigoureux, mais assez simple afin de faciliter les calculs de simulation, pour cela nous introduirons quelques hypothèses simplificatrices qui ne nous éloignent pas beaucoup du comportement réel de la machine.

1.1.1 HYPOTHESES SIMPLIFICATRICES

Pour notre étude nous considérerons les hypothèses suivantes [1,2]

- L'entrefer est supposé d'épaisseur uniforme et l'effet d'encoche négligeable.
- Les flux sont des fonctions linéaires des courants.
- Les pertes par hystérésis et courants de Foucault sont négligées.
- Les résistances ne varient pas avec la température et supposées constantes, l'effet de peau est négligé.
- La répartition des forces magnétomotrices est sinusoïdale.
- La machine est symétrique, l'addition des courants et tensions est nulle.

Parmi les conséquences de ces simplifications :

- L'additivité des flux.
- La constance des inductances propres.
- La loi de variation sinusoïdale des inductances mutuelles entre les enroulements du stator et du rotor en fonction de l'angle électrique et de leurs axes magnétiques.

Le schéma ci-dessous représente la disposition des enroulements statoriques et rotoriques, où la position du rotor par rapport au stator est en fonction de la vitesse de rotation Ω , tel

que $\Omega = \frac{d\theta}{dt}$

Où θ représente l'angle entre les enroulements statoriques et rotoriques.

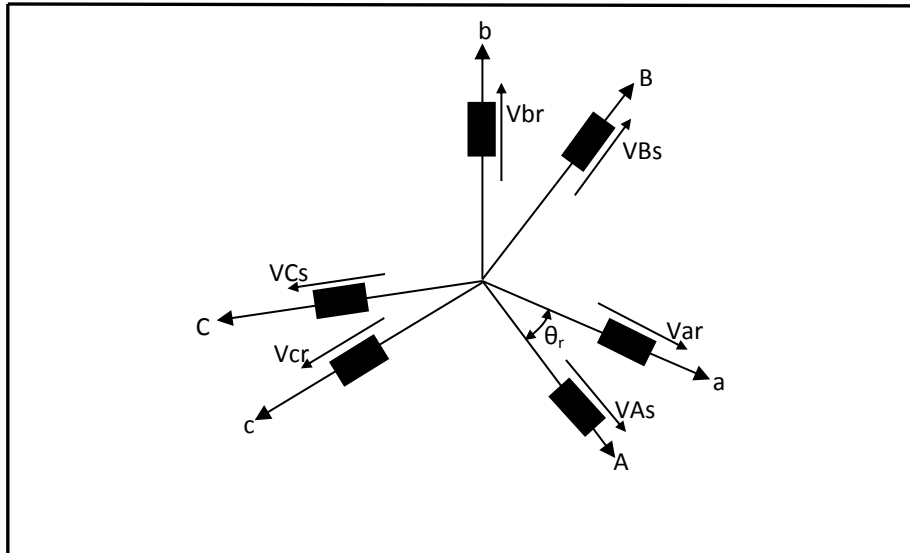


Fig.1.1 Représentation des enroulements triphasés statorique et rotorique et leurs positions relatives

Par application des lois d'ohm et de faraday et en tenant compte des hypothèses simplificatrices le comportement de la machine peut être décrit par les équations différentielles suivantes développées ci-dessous [3].

1.1.2 EQUATIONS DES TENSIONS

Les équations du modèle s'écrivent sous forme matricielle respectivement pour le stator et le rotor de la façon suivante :

$$\begin{aligned} V_s &= [R_s] \cdot [I_s] + \frac{d}{dt} [\Phi_s] \\ V_r &= [R_r] \cdot [I_r] + \frac{d}{dt} [\Phi_r] \end{aligned} \quad (1.1)$$

Avec :	$[V_s] = [V_{sa} \ V_{sb} \ V_{sc}]^T$	Vecteur tension statorique.
	$[I_s] = [i_{sa} \ i_{sb} \ i_{sc}]^T$	Vecteur courant statorique.
	$[V_r] = [V_{ra} \ V_{rb} \ V_{rc}]^T$	Vecteur tension rotorique.
	$[I_r] = [i_{ra} \ i_{rb} \ i_{rc}]^T$	Vecteur courant rotorique.
	$[\Phi_s] = [\Phi_{sa} \ \Phi_{sb} \ \Phi_{sc}]^T$	Vecteur flux statorique.
	$[\Phi_r] = [\Phi_{ra} \ \Phi_{rb} \ \Phi_{rc}]^T$	Vecteur flux rotorique

$$[R_s] = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad \text{matrice résistance statorique}$$

$$[R_r] = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix} \quad \text{matrice résistance rotorique}$$

Les équations statorique et rotorique sont écrites respectivement dans les repères liés au stator et rotor de la machine, ce qui justifie l'absence de tensions dues au mouvement.

1.1.3 EQUATIONS DES FLUX

De la même manière que pour les équations générales, on retrouve les équations donnant les flux :

$$[\Phi_s] = [L_{ss}] \cdot [I_s] + [M_{sr}] \cdot [I_r] \quad (1.2)$$

$$[\Phi_r] = [L_{rr}] \cdot [I_r] + [M_{rs}] \cdot [I_s]$$

Où $[L_{ss}]$: Matrice d'inductance statorique.

$[L_{rr}]$: Matrice d'inductance rotoriques.

$[M_{rs}]$ Et $[M_{sr}]$: Matrices d'inductance mutuelle.

Tel que $[M_{rs}] = [M_{sr}]$

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

$$[M_{sr}] = M \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta - \frac{4\pi}{3}) & \cos(\theta) \end{bmatrix}$$

M_s, M_r : Inductances mutuelles statoriques et rotoriques

L_s, L_r : Inductances propres statorique et rotoriques

1.1.4 EQUATIONS MECANIQUES

L'expression générale du couple électromagnétique est donnée par :

$$\Gamma_e = \frac{1}{2} \cdot \begin{bmatrix} I_s \\ I_r \end{bmatrix}^t \cdot \frac{d}{dt} [M_{sr}] \cdot \begin{bmatrix} I_s \\ I_r \end{bmatrix} \quad (1.3)$$

L'équation du mouvement est régie par :

$$J \frac{d\Omega}{dt} = \Gamma_e - \Gamma_r - f_g \cdot \Omega \quad (1.4)$$

1.2 MODELISATION DE PARK DE LA MACHINE ASYNCHRONE A DOUBLE ALIMENTATION

1.2.1 CONCEPT

La modélisation de la MADA en utilisant les équations présentées ci-dessus rend très complexe l'implémentation des simulations. En effet, on est en présence d'un nombre d'équations fortement couplées en plus d'un nombre de variables très important.

La solution la plus communément utilisée pour contourner ce problème est un changement de variable exprimant les grandeurs triphasées dans un repère diphasé tournant et à axes orthogonaux dans un repère dq mobile. Cette transformation s'appelle : Transformation de Park [24].

Cette transformation revient à substituer, conceptuellement, des enroulements biphasés selon les axes d et q aux enroulements triphasés réels de la machine. On a donc au final quatre enroulements : ds, qs, dr et qr .

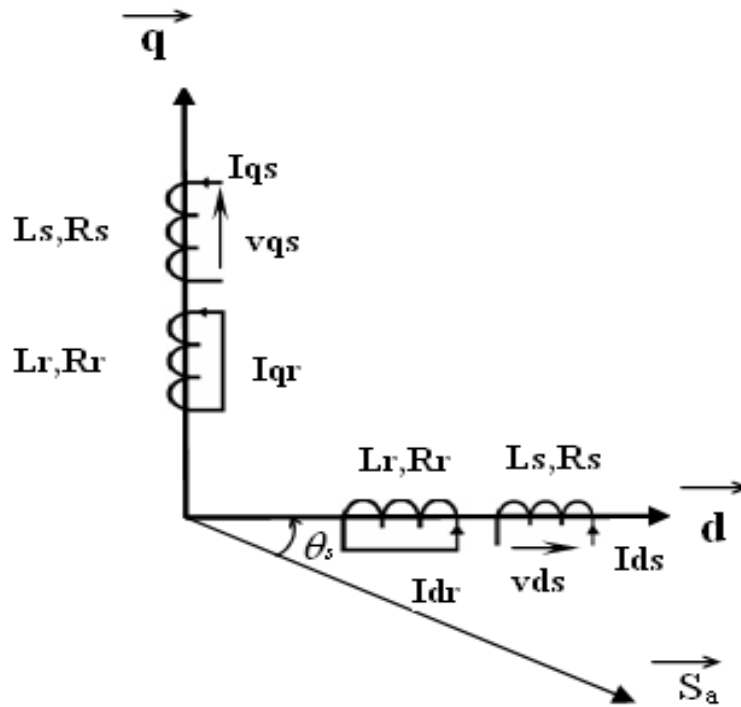


Fig.1.2 Représentation des enroulements fictifs selon d et q

1.2.2 REALISATION

Cette transformation se fait en deux étapes :

- L'écriture des grandeurs statoriques et rotoriques chacune dans un repère diphasé fixe (Repères $\alpha\beta_s$ et $\alpha\beta_r$ respectivement),
- L'expression de ces grandeurs transformées dans un repère commun dq mobile.

Ce repère dq commun nous permet de simplifier le modèle final en faisant coïncider les repères de transformation des grandeurs statoriques et rotoriques grâce à une relation simple entre les angles que leurs repères respectifs forment avec le repère dq commun (angles θ_s et θ_r respectivement) [4].

$$\theta_s = \theta + \theta_r.$$

Il faut noter que le repère dq forme un angle quelconque avec les repères $\alpha\beta_s$ et $\alpha\beta_r$.

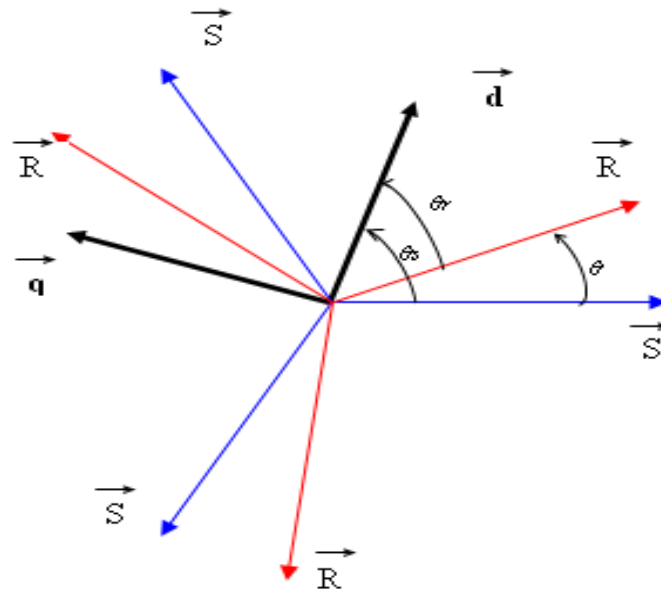


Fig.1.3 Représentation des axes d et q au stator et au rotor avec les angles θ , θ_s et θ_r

La matrice de passage du référentiel du triphasé fixe vers le référentiel diphasé mobile dq est :

$$P(\alpha) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\alpha) & \cos(\alpha - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\alpha + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\alpha) & -\sin(\alpha - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\alpha + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$$

L'angle α étant égal à θ_s pour les grandeurs statoriques et à θ_r pour les grandeurs rotoriques.

1.2.3 EQUATIONS DANS UN REPERE QUELCONQUE

- **Tensions**

$$\begin{cases} [V_{dq,s}] = [P(\theta_s)] * [V_{sabc}] \\ [V_{dq,r}] = [P(\theta_r)] * [V_{rabc}] \end{cases} \quad (1.5)$$

- **Courants**

$$\begin{cases} [I_{dq,s}] = [P(\theta_s)] * [I_{sabc}] \\ [I_{dq,r}] = [P(\theta_r)] * [I_{rabc}] \end{cases} \quad (1.6)$$

- **Flux**

$$\begin{cases} [\Phi_{dq,s}] = [P(\theta_s)] * [\Phi_{sabc}] \\ [\Phi_{dq,r}] = [P(\theta_r)] * [\Phi_{rabc}] \end{cases} \quad (1.7)$$

Le développement de ces écritures matricielles nous donne :

- **Les tensions statoriques**

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s * I_{ds} + \frac{d}{dt} \Phi_{ds} - \omega a * \Phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s * I_{qs} + \frac{d}{dt} \Phi_{qs} + \omega a * \Phi_{ds} \end{cases} \quad (1.8)$$

- **Les tensions rotoriques**

$$\begin{cases} V_{dr} = R_r * I_{dr} + \frac{d}{dt} \Phi_{dr} - (\omega a - \omega) * \Phi_{qr} \\ V_{qr} = R_r * I_{qr} + \frac{d}{dt} \Phi_{qr} + (\omega a - \omega) * \Phi_{dr} \end{cases} \quad (1.9)$$

- **Les flux de la machine**

$$\begin{cases} \Phi_{dq,s} = L_s * I_{dq,s} + M_{sr} * I_{dq,r} \\ \Phi_{dq,r} = M_{sq} * I_{dq,s} + L_r * I_{dq,r} \end{cases} \quad (1.10)$$

Ces équations se résument à cette écriture matricielle :

$$\begin{bmatrix} \Phi_{dq,s} \\ \Phi_{dq,r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_s & 0 \\ 0 & M & 0 & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{dq,s} \\ I_{dq,r} \end{bmatrix} \quad (1.11)$$

1.2.4 CHOIX DU REPERE DQ

Bien que le modèle de la machine présenté dans les équations précédentes soit simplifié, il est encore possible de fixer les angles θ_s et θ_r [5].

Trois choix « évidents » s'offrent à nous :

- Lier le repère dq au champ tournant
- Lier le repère dq au stator
- Lier le repère dq au rotor

Dans chacun de ces référentiels, les équations de la machine s'écrivent plus simplement que dans un repère dq quelconque. Nous présentons ci-après les différentes possibilités :

- **Référentiel dq lié au stator**

C'est un référentiel pratique pour étudier les variations importantes de la vitesse instantanée.

En pratique, cela s'écrit : $\omega_a=0$, $\omega_s=0$ et $\omega_r=-\omega$

Le système précédent s'écrira comme suit :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s * I_{ds} + \frac{d}{dt} \Phi_{ds} \\ V_{qs} = R_s * I_{qs} + \frac{d}{dt} \Phi_{qs} \end{cases} \quad (1.12)$$

$$\begin{cases} V_{dr} = R_r * I_{dr} + \frac{d}{dt} \Phi_{dr} + \omega * \Phi_{qr} \\ V_{qr} = R_r * I_{qr} + \frac{d}{dt} \Phi_{qr} - \omega * \Phi_{dr} \end{cases} \quad (1.13)$$

- **Référentiel dq lié au rotor**

C'est un référentiel pratique pour l'étude des régimes transitoires électriques pendant lesquels la vitesse est considérée comme constante.

En pratique, cela s'écrit : $\omega_a=\omega$, $\omega_s=0$ et $\omega_r=\omega$.

Le système précédent s'écrira comme suit :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s * I_{ds} + \frac{d}{dt} \Phi_{ds} - \omega * \Phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s * I_{qs} + \frac{d}{dt} \Phi_{qs} + \omega * \Phi_{ds} \end{cases} \quad (1.14)$$

$$\begin{cases} V_{dr} = R_r * I_{dr} + \frac{d}{dt} \Phi_{dr} \\ V_{qr} = R_r * I_{qr} + \frac{d}{dt} \Phi_{qr} \end{cases} \quad (1.15)$$

- **Référentiel dq lié au champ tournant**

C'est un référentiel pratique pour la régulation de la machine car il offre l'avantage de donner des grandeurs constantes en régime permanent

En pratique, cela s'écrit : $\omega_a=\omega_s$, $\omega_s=\omega$ et $\omega_r=\omega$

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s * I_{ds} + \frac{d}{dt} \Phi_{ds} - \omega_s * \Phi_{qs} \\ V_{qs} = R_s * I_{qs} + \frac{d}{dt} \Phi_{qs} + \omega_s * \Phi_{ds} \end{cases} \quad (1.16)$$

$$\begin{cases} V_{dr} = R_r * I_{dr} + \frac{d}{dt} \Phi_{dr} - \omega_r * \Phi_{qr} \\ V_{qr} = R_r * I_{qr} + \frac{d}{dt} \Phi_{qr} + \omega_r * \Phi_{dr} \end{cases} \quad (1.17)$$

C'est ce système qui sera adopté lors de la conception des systèmes de simulation pour l'étude de la machine asynchrone à double alimentation, étant donné les simplifications qu'il apporte.

Expression du couple électromagnétique

Comme la transformation de Park conserve la puissance instantanée, l'expression de la puissance électrique totale est :

$$P_e = (V_{ds} \cdot I_{ds} + V_{qs} \cdot I_{qs}) + (V_{dr} \cdot I_{dr} + V_{qr} \cdot I_{qr}) \quad (1.18)$$

$$P_e = \omega_s(\varphi_{ds} \cdot I_{qs} - \varphi_{qs} \cdot I_{ds}) + (\omega_s - \omega_r)(\varphi_{dr} \cdot I_{qr} - \varphi_{qr} \cdot I_{dr}) \quad (1.19)$$

Les expressions des flux nous donnent :

$$(\varphi_{ds} \cdot I_{qs} - \varphi_{qs} \cdot I_{ds}) = -(\varphi_{dr} \cdot I_{qr} - \varphi_{qr} \cdot I_{dr}) \quad (1.20)$$

On sait aussi que :

$$\Gamma_e = P_e / \Omega_s$$

D'où l'expression finale du couple

$$\begin{aligned} \Gamma_e &= p \cdot (\varphi_{ds} \cdot I_{qs} - \varphi_{qs} \cdot I_{ds}) \\ \Gamma_e &= p \cdot M \cdot (I_{dr} \cdot I_{qs} - I_{qr} \cdot I_{ds}) \\ \Gamma_e &= p \cdot \frac{M}{L_r} \cdot (\varphi_{dr} \cdot I_{qs} - \varphi_{qr} \cdot I_{ds}) \\ \Gamma_e &= p \cdot \frac{M}{L_r} \cdot (\Phi_{dr} I_{qs} - q_s I_{dr}) \end{aligned} \quad (1.21)$$

1.2.5 SCHEMAS EQUIVALENTS DE LA MACHINE SELON LES AXES D ET Q

Les schémas équivalents suivant les axes d et q ainsi obtenus pour la MADA sont donc en tous points identiques à ceux de la machine asynchrone. La différence résidera dans le fait que ses tensions rotoriques sont non nulles [1].

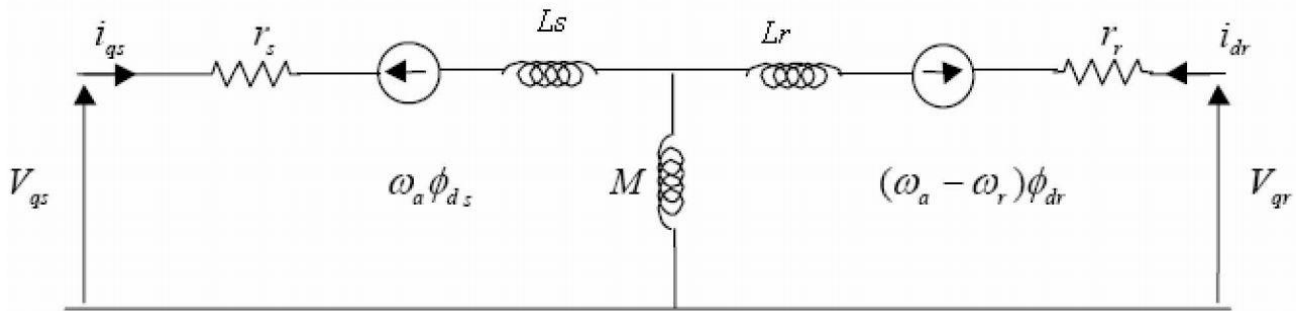


Fig.1.4 Schéma équivalent suivant l'axe d

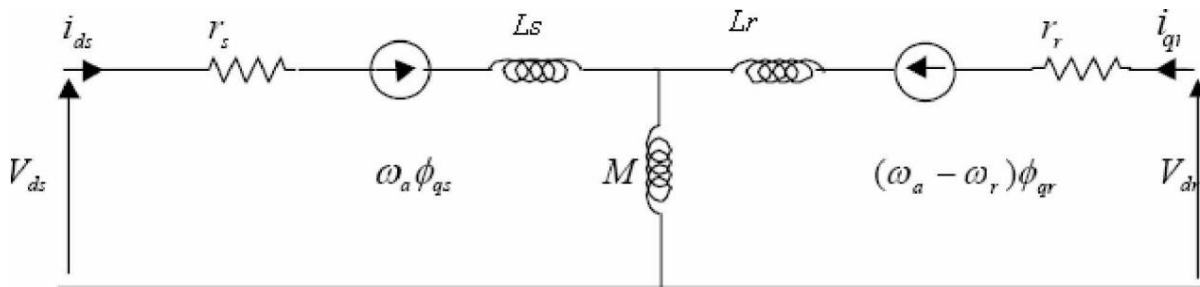


Fig.1.5 Schéma équivalent suivant l'axe q

Ces deux schémas équivalents sont valables pour tout repère dq qui tourne à une vitesse ω_a . Il suffit de remplacer la valeur de ω_a lorsque l'on définit les axes dq pour avoir les schémas équivalents correspondants.

Après avoir développé les équations de la machine en régime linéaire, nous allons développer une méthode de prise en compte de la saturation. La considération de ce phénomène est importante car la MADA en fonctionnement génératrice à un point nominal qui se trouve dans la zone de saturation.

1.3 MODELISATION DE LA MADA EN REGIME SATURE

1.3.1 CONCEPT

La saturation est un phénomène complexe qui a pour effet un accroissement non linéaire de l'induction magnétique lorsque le courant augmente. Cette saturation ne nous permet plus de considérer la valeur de l'inductance magnétisante comme étant constante. On doit donc adapter le modèle pour trouver les nouvelles valeurs de cette inductance afin de mieux refléter les phénomènes qui se produisent dans la machine. [6]

La littérature fait généralement état de trois méthodes qui permettent de prendre en compte la saturation. Ces méthodes sont :

- La modélisation par éléments finis de la machine. Cette méthode permet l'obtention de résultats très précis mais demande des temps de calcul très longs.

- Le réseau de perméances qui permet de découper la machine en un grand nombre d'éléments homogènes d'un point de vue magnétique et de leur associer leurs perméances respectives. Elle présente des temps de calcul corrects mais la représentation de l'entrefer par cette méthode est complexe.
- La prise en compte de la variation de l'inductance magnétisante en utilisant la courbe associant les valeurs de l'inductance au courant.

Cette dernière méthode est celle qui a été utilisée pour l'élaboration du modèle de simulation. Nous allons présenter les équations qui régissent la machine en régime saturé.

1.3.2 EXPRESSION DES FLUX

Les flux dans la machine ont deux composantes : le flux de fuite et le flux de magnétisation. Ils s'expriment au stator et au rotor par les expressions suivantes :

$$\begin{cases} \Phi_{ds} = \Phi_{\sigma ds} + \Phi_{dm} = L_{\sigma s} * I_{ds} + \Phi_{dm} \\ \Phi_{qs} = \Phi_{\sigma qs} + \Phi_{qm} = L_{\sigma s} * I_{qs} + \Phi_{qm} \end{cases} \quad (1.22)$$

$$\begin{cases} \Phi_{dr} = \Phi_{\sigma dr} + \Phi_{dm} = L_{\sigma r} * I_{dr} + \Phi_{dm} \\ \Phi_{qr} = \Phi_{\sigma qr} + \Phi_{qm} = L_{\sigma r} * I_{qr} + \Phi_{qm} \end{cases} \quad (1.23)$$

Les tensions de la machine s'écrivent donc :

$$\begin{cases} V_{ds} = R_s * I_{ds} + L_{\sigma s} \frac{dI_{ds}}{dt} + \frac{d\Phi_{dm}}{dt} \\ V_{qs} = R_s * I_{qs} + L_{\sigma s} \frac{dI_{qs}}{dt} + \frac{d\Phi_{qm}}{dt} \end{cases} \quad (1.24)$$

$$\begin{cases} V_{dr} = R_r * I_{dr} + L_{\sigma r} \frac{dI_{dr}}{dt} + \frac{d\Phi_{dm}}{dt} + \omega r * \Phi_{qr} \\ V_{qr} = R_r * I_{qr} + L_{\sigma r} \frac{dI_{qr}}{dt} + \frac{d\Phi_{qm}}{dt} - \omega r * \Phi_{dr} \end{cases} \quad (1.25)$$

Afin de pouvoir modéliser notre machine en prenant en compte la saturation, il faut trouver les expressions des flux dans ce cas.

1.3.2.1 REPRESENTATION DU FLUX

Ci-dessous une représentation du flux et du courant magnétisants. Nous allons nous appuyer sur cette représentation pour exprimer le flux magnétisant dans le repère dq .

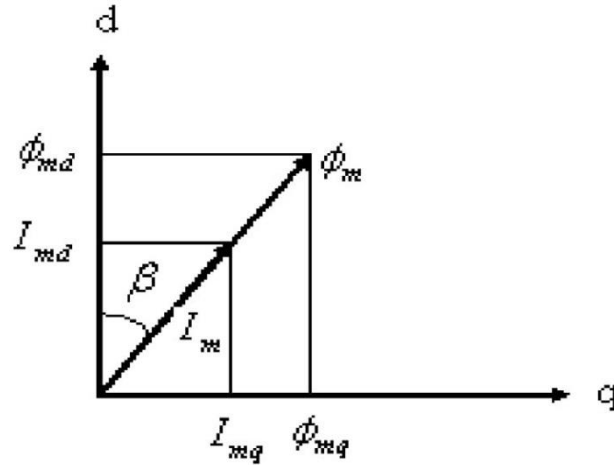


Fig.1.6 Représentation du flux et du courant magnétisants suivant les axes d et q

C'est ainsi que nous exprimons $d\Phi_{dm}/dt$:

$$\frac{d\Phi_{dm}}{dt} = \frac{d(\Phi_m * \cos(\beta))}{dt} = \frac{d\Phi_m}{dt} \cos(\beta) - \frac{d\beta}{dt} \Phi_m * \sin(\beta) \quad (1.26)$$

Sachant que :

$$\begin{aligned} \frac{d\Phi_m}{dt} \cos(\beta) &= \frac{d\Phi_m}{dI_m} \frac{dI_m}{dt} \cos(\beta) = \frac{d\Phi_m}{dI_m} \cos(\beta) * \frac{d}{dt} \left(\frac{I_{dm}}{\cos(\beta)} \right) \\ \frac{d\Phi_m}{dI_m} \cos(\beta) &= \frac{d\Phi_m}{dI_m} \left[\frac{dI_m}{dt} + I_{dm} * \operatorname{tg}(\beta) \frac{d\beta}{dt} \right] \end{aligned} \quad (1.27)$$

Et que :

$$\frac{d\beta}{dt} = \frac{d}{dt} \left[\arctan \left(\frac{I_{qm}}{I_{dm}} \right) \right] = \frac{\cos(\beta)}{I_m} \left[\frac{dI_{qm}}{dt} - \operatorname{tg}(\beta) \frac{dI_{dm}}{dt} \right] \quad (1.28)$$

On obtient l'expression finale de $d\Phi_{dm}/dt$, et, par un raisonnement analogue, celle de $d\Phi_{qm}/dt$:

$$\begin{cases} \frac{d\Phi_{dm}}{dt} = \left[\frac{d\Phi_m}{dI_m} + \sin(\beta)^2 \left(\frac{\Phi_m}{I_m} - \frac{d\Phi_m}{dI_m} \right) \right] \frac{dI_{md}}{dt} + \left[\left(\frac{\Phi_m}{I_m} - \frac{d\Phi_m}{dI_m} \right) \sin(\beta) \cos(\beta) \right] \frac{dI_{mq}}{dt} \\ \frac{d\Phi_{qm}}{dt} = \left[\frac{d\Phi_m}{dI_m} + \cos(\beta)^2 \left(\frac{\Phi_m}{I_m} - \frac{d\Phi_m}{dI_m} \right) \right] \frac{dI_{mq}}{dt} + \left[\left(\frac{\Phi_m}{I_m} - \frac{d\Phi_m}{dI_m} \right) \sin(\beta) \cos(\beta) \right] \frac{dI_{md}}{dt} \end{cases} \quad (1.29)$$

Ces expressions font apparaître deux termes importants qui permettent de prendre en compte la saturation dans le modèle de la machine :

- L'inductance mutuelle statique $M_{st} = \frac{\Phi_m}{I_m}$
- L'inductance mutuelle dynamique $M_{dy} = \frac{d\Phi_m}{dI_m}$

On explique dans ce qui suit la manière d'obtenir ces deux inductances pour la machine considérée.

1.3.2.2 INDUCTANCES SATURABLES

La courbe caractéristique de magnétisation d'une machine asynchrone est relevée lors d'un essai à vide. Elle nous permet de calculer les inductances saturées de la machine pour chaque point de fonctionnement. [6]

On utilise des tangentes à la courbe de magnétisation pour faire le calcul. Elles sont illustrées dans le schéma qui suit :

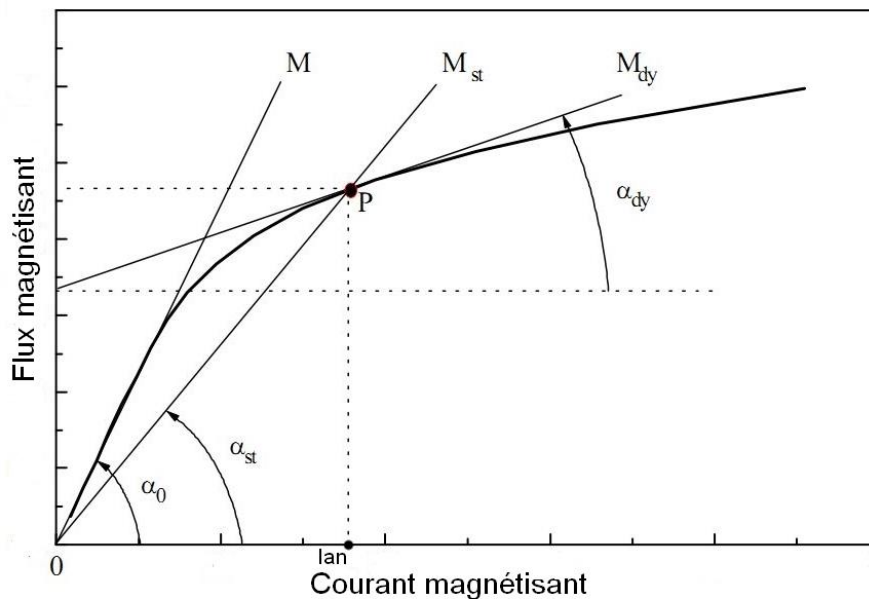


Fig.1.7 Représentation d'une courbe de magnétisation avec les paramètres qui permettent d'extraire les inductances saturées

Ce schéma montre la tangente au point initial qui permet de trouver l'inductance linéaire de la machine M , et deux droites qui passent par le point de fonctionnement P pour lequel on veut calculer nos inductances saturées.

La droite OP nous permet de trouver l'inductance mutuelle statique M_{st} et la tangente à la courbe de magnétisation au même point P l'inductance mutuelle dynamique M_{dy} .

Les expressions de ces trois inductances sont les suivantes :

$$M = tg(\alpha_0)$$

$$M_{st} = \frac{\Phi_{mP}}{I_{mP}} = tg(\alpha_{st})$$

$$M_{dy} = tg(\alpha_{dy})$$

En posant :

$$\begin{aligned}
 L_d &= \frac{d\Phi_m}{dI_m} + \sin(\beta)^2 \left(\frac{\Phi_m}{I_m} - \frac{d\Phi_m}{dI_m} \right) \\
 L_q &= \frac{d\Phi_m}{dI_m} + \cos(\beta)^2 \left(\frac{\Phi_m}{I_m} - \frac{d\Phi_m}{dI_m} \right) \\
 L_{dq} &= \left(\frac{\Phi_m}{I_m} - \frac{d\Phi_m}{dI_m} \right) \sin(\beta) \cos(\beta)
 \end{aligned} \tag{1.30}$$

On parvient à écrire les équations en tension de la machine sous la forme suivante :

$$\begin{cases}
 V_{ds} = R_s * I_{ds} + L_{\sigma s} \frac{dI_{ds}}{dt} + L_d \frac{dI_{dm}}{dt} \\
 V_{qs} = R_s * I_{qs} + L_{\sigma s} \frac{dI_{qs}}{dt} + L_q \frac{dI_{qm}}{dt}
 \end{cases} \tag{1.31}$$

$$\begin{cases}
 V_{dr} = R_r * I_{dr} + L_{\sigma r} \frac{dI_{dr}}{dt} + L_d \frac{dI_{dm}}{dt} + \omega r (M_{st} + L_{\sigma s}) I_{qr} \\
 V_{qr} = R_r * I_{qr} + L_{\sigma r} \frac{dI_{qr}}{dt} + L_q \frac{dI_{qm}}{dt} - \omega r (M_{st} + L_{\sigma s}) I_{dr}
 \end{cases} \tag{1.32}$$

Il faut noter qu'on retrouve les équations de la machine en régime linéaire si on pose $M = M_{st} = M_{dy}$.

CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous nous sommes intéressés à la modélisation en régime linéaire puis saturé de la machine asynchrone à double alimentation. Les équations de la machine ont été développées dans le repère triphasé puis diphasé selon le modèle de Park.

Ce modèle sera ensuite implémenté sur le logiciel MATLAB SIMULINK en vue d'étudier l'effet des creux de tension sur la machine asynchrone à double alimentation.

CHAPITRE 2 : EFFET DES CREUX DE TENSION SUR LA MACHINE ASYNCHRONE A DOUBLE ALIMENTATION

INTRODUCTION

Dans le présent chapitre, nous allons nous intéresser à l'effet des creux de tension sur la machine asynchrone à double alimentation. L'étude se fera sur un modèle saturé de la machine sur le logiciel SIMULINK.

Nous allons commencer la partie consacrée aux simulations par l'observation des courants statoriques et rotoriques de la machine pour des creux de courte durée avant de nous intéresser à l'influence de la profondeur des creux de tension. Enfin, nous comparons les résultats de ces simulations faites en régime saturé avec les courants obtenus grâce à un modèle linéaire.

2.1 SIMULATIONS ET INTERPRETATIONS

2.1.1 SIMULATIONS POUR DES CREUX DE COURTE DUREE

Nous allons simuler les régimes transitoires de la machine lorsqu'un creux de tension d'une profondeur de 30% et d'une durée de 10ms lui est appliqué. La même chose sera faite pour un creux de 80% de profondeur et d'une durée de 10ms.

2.1.1.1 CREUX DE TENSION DE 30%-10MS

Nous commençons par appliquer un creux de tension d'une profondeur de 30% et d'une durée de 10ms à la machine.

Courants statoriques

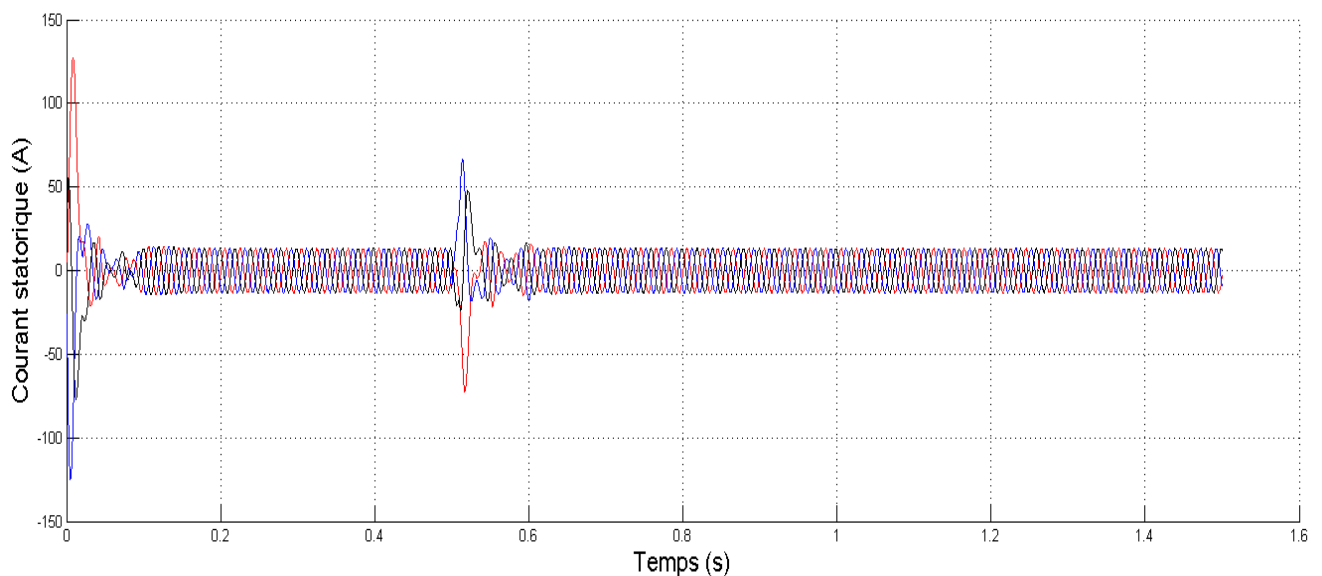


Fig.2.1 Représentation du courant statorique pour un creux de tension de 30%-10ms pour la machine de 3.5kW en régime saturé

Courants rotoriques

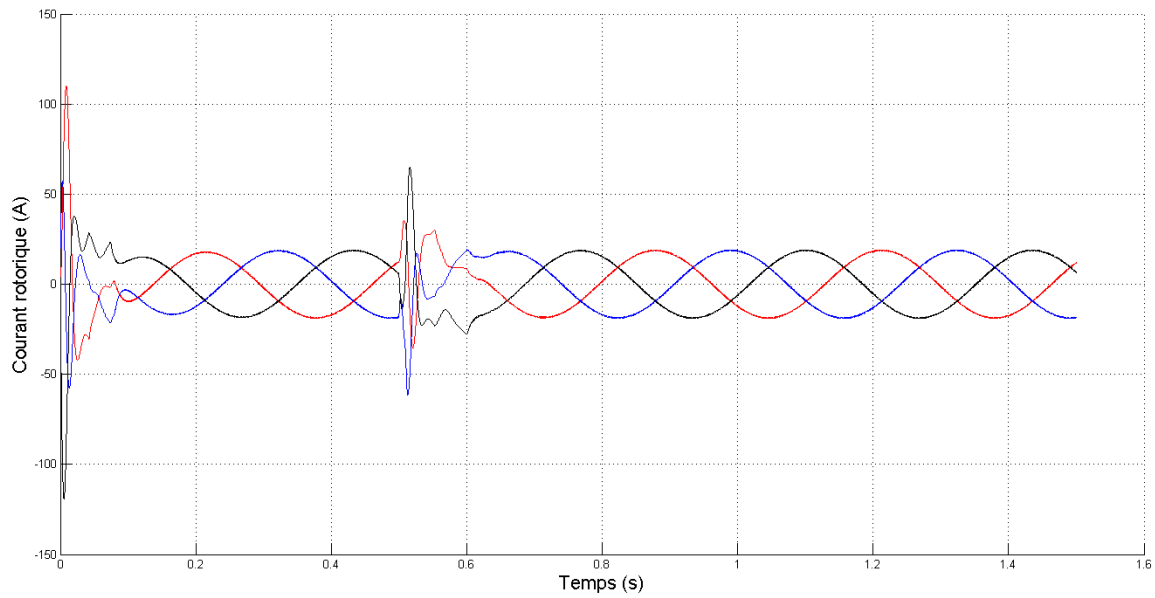


Fig.2.2 Représentation du courant rotorique pour un creux de tension de 30%-10ms pour la machine de 3.5kW en régime saturé

2.1.1.2 CREUX DE TENSION DE 80%-10MS

Nous allons maintenant simuler les courants de la machine pour un creux de 80%-10ms

Courants statoriques

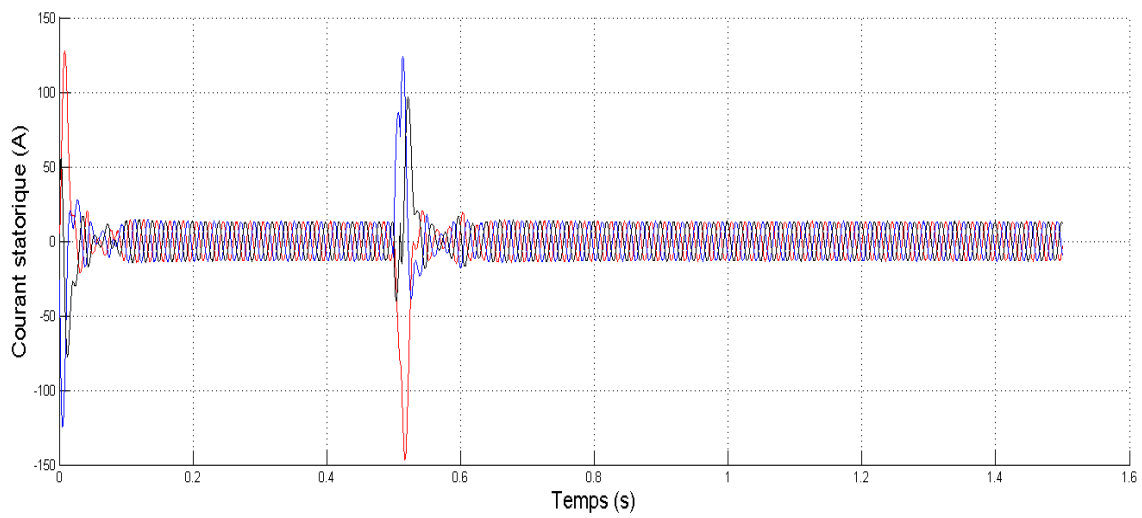


Fig.2.3 Représentation du courant statorique pour un creux de tension de 80%-10ms pour la machine de 3.5kW en régime saturé

Courants rotoriques

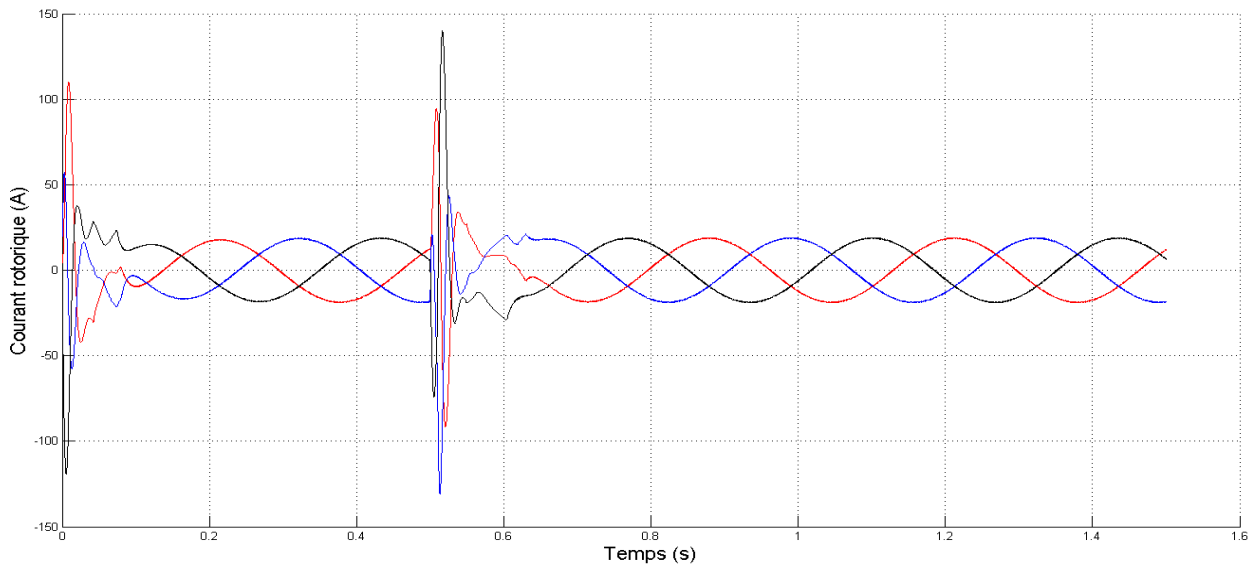


Fig.2.4 Représentation du courant rotorique pour un creux de tension de 80%-10ms pour la machine de 3.5kW en régime saturé

Observations

Des régimes transitoires forts sont observés dans la machine lorsque les deux creux sont appliqués. Le même comportement est observé au stator et au rotor.

Nous allons maintenant étudier l'influence de la profondeur du creux de tension sur le régime transitoire que la machine subit.

2.1.2 SIMULATIONS POUR DES CREUX DE PROFONDEUR VARIABLE

Les creux de tension ont tous été appliqués à l'instant $t=0.8s$, pour une même durée d'application de 20ms et des amplitudes de 10%,30%,50%,80%,100%, pour la machine de 3.5kW.

Courants statoriques

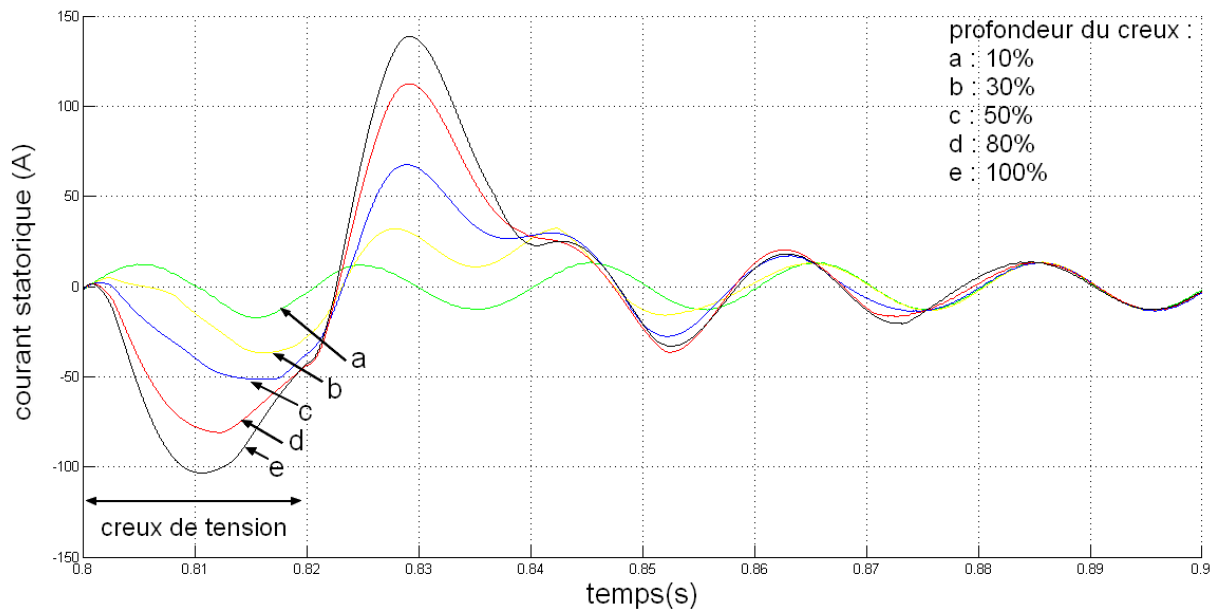


Fig.2.5 Représentation du courant statorique pour des creux de tension allant de 10% à 100% pour la machine de 3.5kW en régime saturé

Courants rotoriques

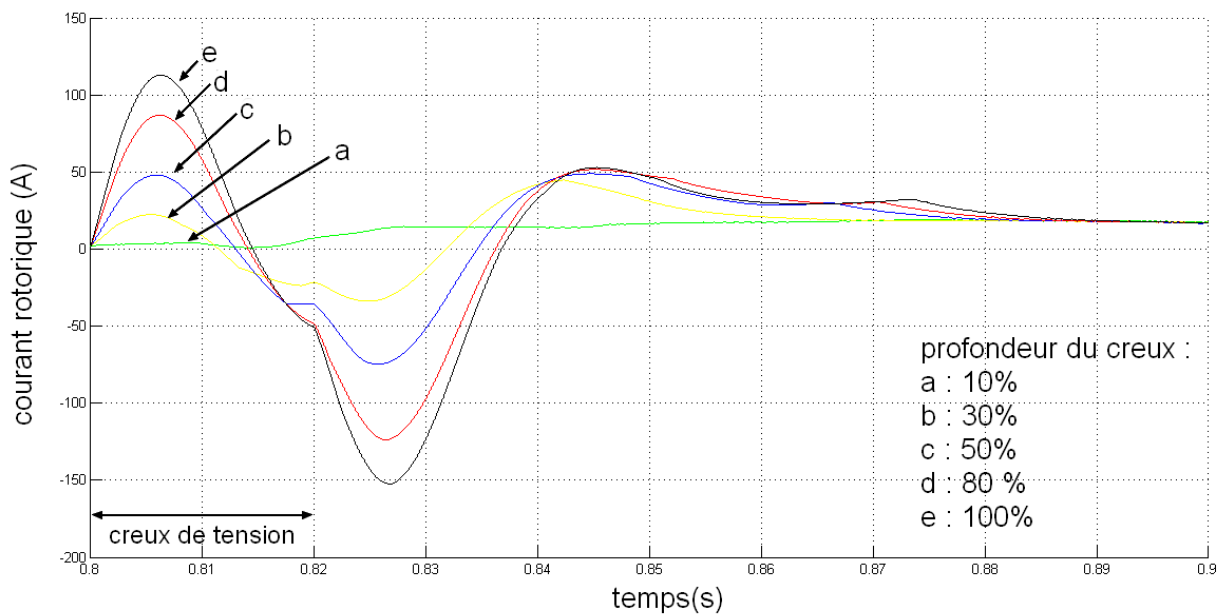


Fig.2.6 Représentation du courant rotorique pour des creux de tension allant de 10% à 100% pour la machine de 3.5kW en régime saturé

Couples

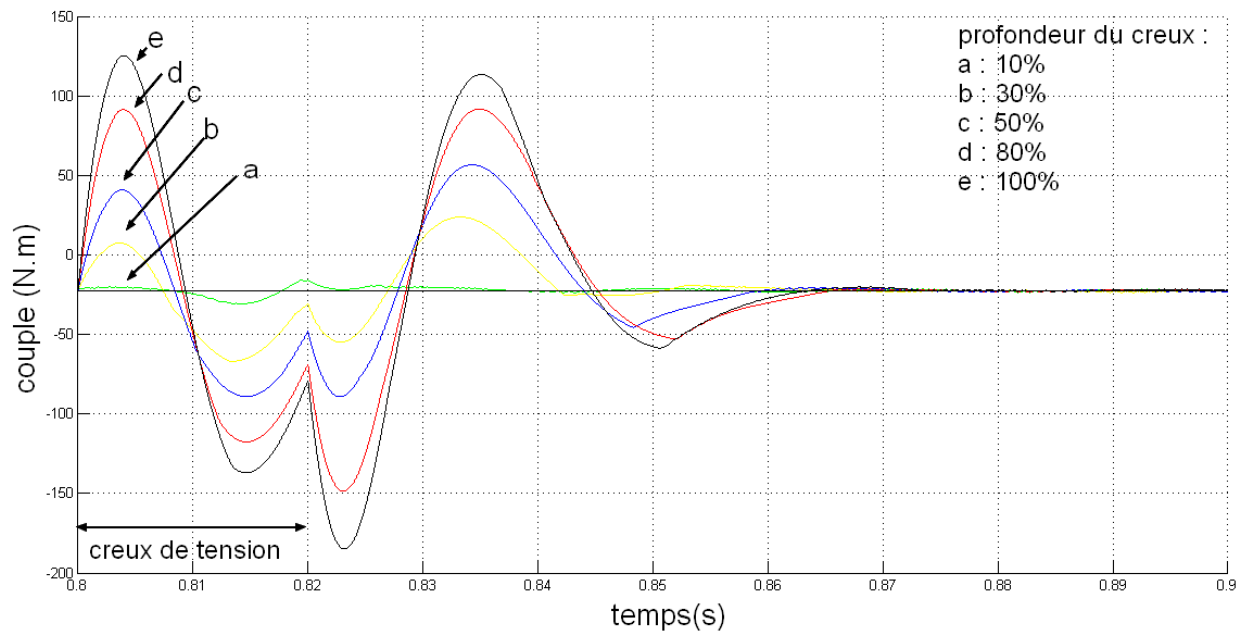


Fig.2.7 Représentation du couple pour des creux de tension allant de 10% à 100% pour la machine de 3.5kW en régime saturé

Observations

Le comportement global de la machine est semblable à celui observé en régime linéaire :

- Il y a apparition de deux pics, le premier juste après 0.8s (instant d'application du creux, 1^{er} régime transitoire) et le second juste après 0.82s (instant de disparition du défaut, 2nd régime transitoire).
- Les pics les plus importants sont ceux qui se produisent lors du rétablissement de la tension nominale.
- Une discontinuité dans l'évolution des courants apparaît à 0.82 seconde et amorce le second pic du 2nd régime transitoire.
- Nous constatons que plus l'intensité des creux de tension augmente plus l'amplitude des pics de courant augmente.
- Le couple s'annule pour un creux de tension de 100 % (coupure), cela jusqu'à la disparition du creux pour les deux machines.

2.1.3 COMPARAISON DES ESSAIS EN REGIME LINEAIRE/SATURE

Nous avons superposé les courants statoriques et rotoriques d'une même phase pour des essais effectués en régime linéaire et saturé pour des creux de tension de 30% et 70%, Les creux de tension ont tous été appliqués à l'instant $t=0.8s$, pour une même durée d'application de 20ms.

Courant statorique

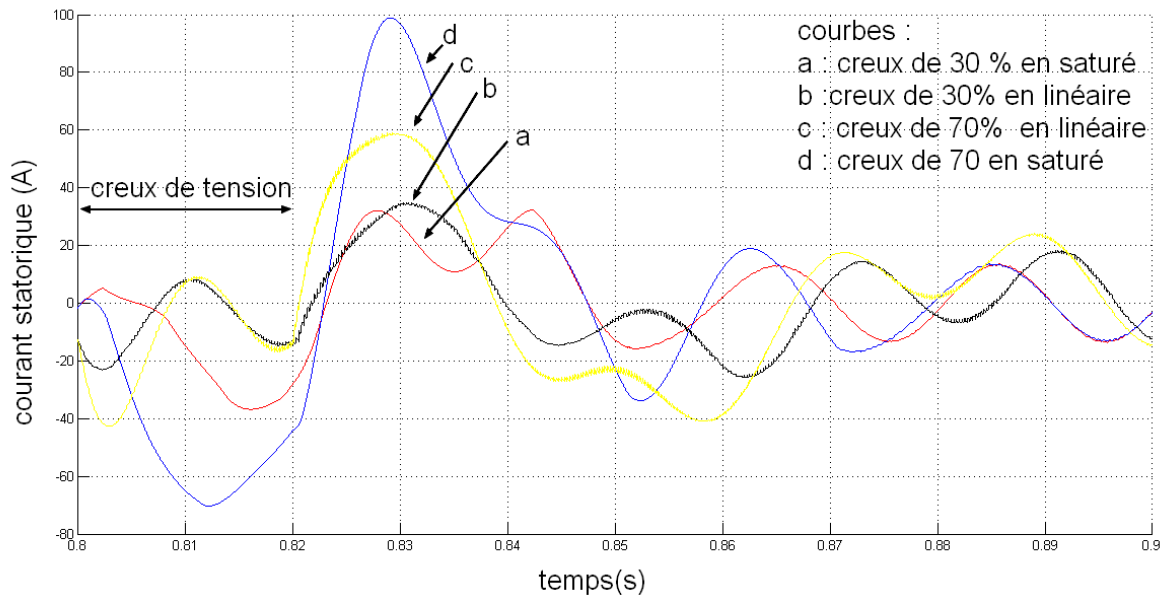


Fig.2.8 Représentation des courants statoriques en régime linéaire et saturé pour des creux de tension allant de 10% à 100%

Courants rotoriques

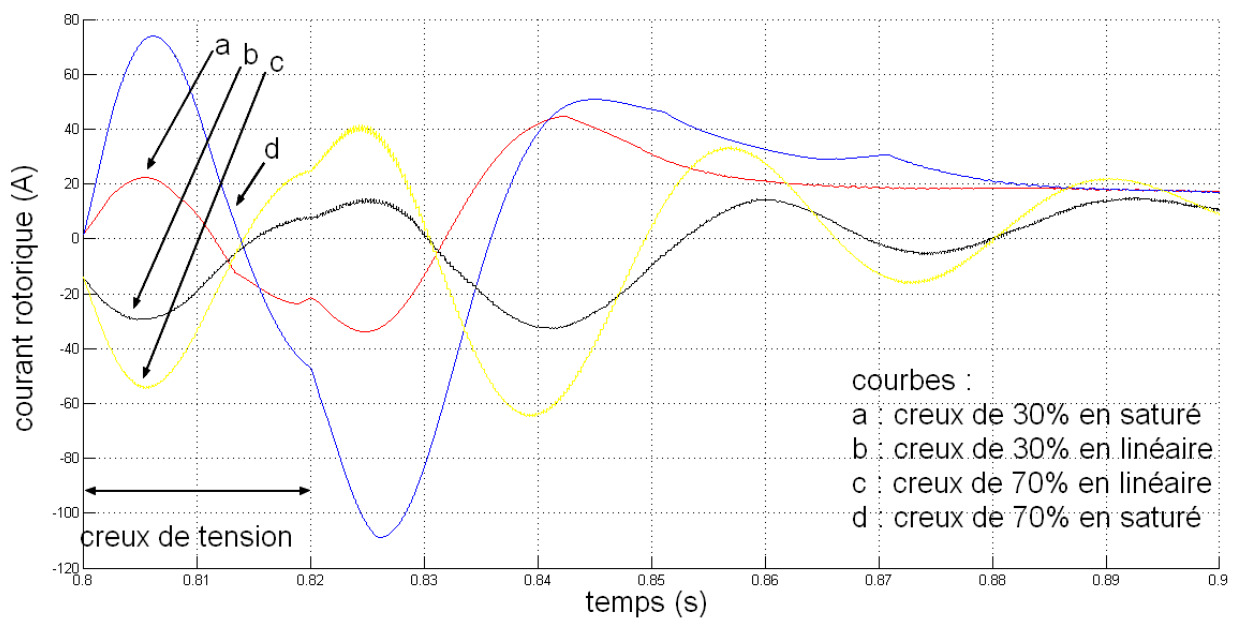


Fig.2.9 Représentation des courants rotoriques en régime linéaire et saturé pour des creux de tension allant de 10% à 100%

Observations

- Les pics de courants sont plus importants en régime saturé.
- Les signaux représentant la même phase, ils se confondent après retour au régime nominal, le retour au nominal est beaucoup plus rapide en régime saturé.

CONCLUSION

Dans ce chapitre, nous avons pu observer l'effet des creux de tension sur une MADA modélisée en régime saturé avant de le comparer aux résultats de simulation précédemment obtenus en régime linéaire.

Des régimes transitoires importants apparaissent dans la machine lorsque des creux de tension lui sont imposés. La profondeur de ces creux a une influence directe sur les pics de courant observés.

En ce qui concerne la comparaison avec le régime linéaire, l'effet est globalement le même : apparition de pics de courant. Ces pics sont toujours plus importants lors du rétablissement de la tension en comparaison avec le moment où la tension baisse.

Quelques différences sont cependant observées avec les simulations faites en régime linéaire. Le modèle nous montre des pics de courant plus importants en régime saturé. Les régimes transitoires y sont aussi plus courts qu'en linéaire.

CONCLUSION GENERALE ET PERSPECTIVES

Dans ce travail, nous avons développé les modèles de la machine asynchrone à double alimentation en régimes linéaire et saturé avant d'exploiter le modèle saturé de la machine asynchrone de 3.5kW utilisée en MADA pour étudier l'effet des creux de tension sur la machine. Notre étude a montré que des régimes transitoires très importants apparaissent.

Nous nous sommes ensuite intéressés à l'influence de la profondeur des creux sur les pics de courant que la machine subit. Une influence directe sur la valeur des pics de courant qui se produisent dans la machine a été mise en évidence.

Par ailleurs, nous avons aussi effectué une comparaison avec des résultats obtenus grâce à des simulations sur le modèle linéaire de la machine. Les simulations en régime saturée présentent un comportement semblable à celui observé en régime linéaire mais avec des régimes transitoires plus courts et des pics de courant plus importants. La génératrice asynchrone à double alimentation fonctionnant constamment en régime saturé, il demeure intéressant de modéliser le système en régime saturé pour avoir des résultats plus proches de la réalité.

Au final, les creux de tension font subir à la machine asynchrone à double alimentation des régimes transitoires sévères qui peuvent l'endommager. Il est ainsi nécessaire de développer des techniques efficaces de protection des installations utilisant des MADA pour nous assurer d'avoir des systèmes fiables.

ANNEXE

PARAMETRES DES MACHINES

La machine utilisée est une machine asynchrone à rotor bobiné dont les paramètres sont les suivants :

Paramètres de la machine de 3.5kW :

Paramètre	Valeur numérique
Puissance nominale Pn	3.5kW
Tension nominale Vn	220/380 V
Résistance statorique Rs	0.76Ω
Résistance rotorique Rr	0.74Ω
Inductance statorique Ls	0.077H
Inductance rotorique Lr	0.077H
Inductance Magnétisante M	0.074H
Nombre de paires de pôles	2
Courant nominal statorique Isn	14A
Courant nominal rotorique Irn	9A
Vitesse nominale	1410 tr/mn

REFERENCES BIBLIOGRAPHIQUES

- [1]: F. MERRAHI. "Alimentation et commande d'une machine asynchrone à doublealimentation (application à l'énergie éolienne)", école nationale polytechnique,2007.
- [2] : R. KRISHNAN. "*Electric motor drives modeling, analysis and control*". Prentice Hall,2001.
- [3] O. Chee-Mun. "*Dynamic simulation of electric machinery using matlab/Simulink*". Printice hall, 1998.
- [4] Frédéric POITIERS, Etude et Commande de Génératrices Asynchrones pour l'utilisation de l'énergie Eolienne, Machine asynchrone à cage autonome ; Machine asynchrone à double alimentation reliée au réseau, Thèse de Doctorat de l'Université de Nantes, 2003
- [5] A. Petersson, Analysis, modeling and control of doubly-fed induction generators for wind turbines, Chalmers Univ., Göteborg, Sweden, 2003.
- [6] Luigi Piegari', Member. IEEE, Renato Rizzo, Member, IEEE, Study of saturation phenomenon asynchronous generators used in wind farms, Electrical Engineering Department, University of Naples "Federico II", Via Claudio 21, Naples, Italy.