

R représente la résistance de charge ramenée du côté continu et C est la capacité de filtrage en sortie redresseur.

III. MODELE DE LA GENERATRICE ASYNCHRONE

Le modèle utilisé pour la simulation du fonctionnement de la machine asynchrone tient en compte l'effet de la saturation des matériaux. En effet, l'entrefer des machines asynchrones étant généralement faible, la non linéarité des matériaux magnétiques a un effet non négligeable [1], [15]. Cet effet est difficile à appréhender dans le cas des modèles triphasés classiques. Par conséquent, on adopte généralement des modèles diphasés pour en tenir compte d'une manière globale. Cela suppose évidemment que l'induction est homogène dans la totalité de la structure. Dans notre approche, nous adoptons le modèle de Park d-q de la machine asynchrone. L'effet de la saturation est pris en compte par l'intermédiaire d'une inductance de magnétisation L_m . Cette dernière est approximée par un polynôme en fonction du courant de magnétisation i_m . Les différents développements aboutissent alors au système matriciel suivant [15] :

$$\begin{bmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & -\omega_a L_s & 0 & -\omega_a L_m \\ \omega_a L_s & R_s & \omega_a L_m & 0 \\ -R_r & \omega_r L_r & R_r & -\omega_r (l_r + L_m) \\ -\omega_r L_r & -R_r & \omega_r (l_r + L_m) & R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{md} \\ i_{mq} \end{bmatrix}$$

$$+ \begin{bmatrix} l_s & 0 & L_m + L_m' \cdot \frac{i_{md}^2}{|i_m|} & L_m' \cdot \frac{i_{md} i_{mq}}{|i_m|} \\ 0 & l_s & L_m' \cdot \frac{i_{md} i_{mq}}{|i_m|} & L_m + L_m' \cdot \frac{i_{mq}^2}{|i_m|} \\ -l_r & 0 & l_r + L_m + L_m' \cdot \frac{i_{md}^2}{|i_m|} & L_m' \cdot \frac{i_{md} i_{mq}}{|i_m|} \\ 0 & -l_r & L_m' \cdot \frac{i_{md} i_{mq}}{|i_m|} & l_r + L_m + L_m' \cdot \frac{i_{mq}^2}{|i_m|} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{di_{sd}}{dt} \\ \frac{di_{sq}}{dt} \\ \frac{di_{md}}{dt} \\ \frac{di_{mq}}{dt} \end{bmatrix} \quad (1)$$

Avec :

$$\omega_r = \omega_a - p \cdot \Omega \quad (2)$$

$$i_{md} = i_{sd} + i_{rd} \quad (3)$$

$$i_{mq} = i_{sq} + i_{rq} \quad (4)$$

$$|i_m| = \sqrt{i_{md}^2 + i_{mq}^2} \quad (5)$$

$$L_m' = \frac{dL_m}{di_m} \quad (6)$$

Ce modèle de la machine asynchrone peut être exploité dans un repère lié au champ tournant ($\omega_a = \omega_s$) pour l'application de la commande vectorielle et dans un repère lié au stator ($\omega_a = 0$) pour celle du contrôle direct du couple.

L'évolution de l'inductance de magnétisation de la machine étudiée en fonction du courant i_m est représentée sur la figure suivante [15] :

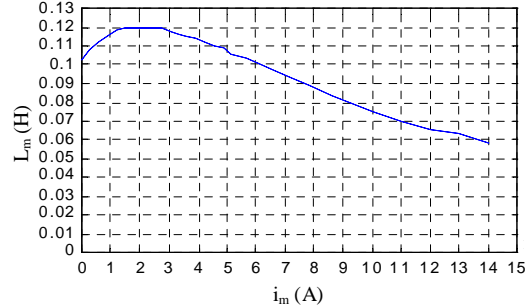


Fig. 2. Courbe de magnétisation

IV. CONTROLE DE LA GENERATRICE ASYNCHRONE

L'objectif des commandes proposées est de contrôler la tension continue en entrée de l'onduleur V_{dc} . A partir de la valeur désirée de la tension continue, il est possible d'exprimer celle de la puissance de référence par :

$$V_{dc \text{ réf}} \cdot i_{dc} = P_{\text{réf}} \quad (7)$$

Où i_{dc} représente le courant de sortie du redresseur.

En négligeant les différentes pertes, on obtient alors directement l'expression du couple électromagnétique par :

$$T_{em} = \frac{P_{\text{réf}}}{\Omega} \quad (8)$$

Le contrôle de la tension V_{dc} peut donc s'effectuer par l'intermédiaire du réglage du couple électromagnétique, ce qui revient à la même démarche que celle utilisée dans le cas d'une commande classique en fonctionnement moteur.

A. Commande vectorielle

Le modèle de la machine asynchrone pris pour l'élaboration de la commande est le modèle linéarisé dans un repère lié au champ tournant et la commande est une commande vectorielle à flux rotorique orienté classique de la machine asynchrone : l'orientation du repère est choisie de telle sorte que $\Phi_{rd} = \Phi_r$ et on commande le flux Φ_r pour le maintenir constant.

La mise en œuvre de la commande nécessite d'estimer le couple électromagnétique, le flux rotorique et la pulsation statorique ω_s .

Le couple électromagnétique s'exprime à partir du courant i_{sq} par :

$$T_{em} = p \cdot \frac{L_m}{L_r} \cdot \Phi_r \cdot i_{sq} \quad (9)$$

Le flux rotorique est, quant à lui, fonction du courant i_{sd} et la constante de temps rotorique $T_r = L_r / R_r$:

$$\Phi_r = \frac{L_m \cdot i_{sd}}{1 + T_r \cdot s} \quad (10)$$

La connaissance de ω_s permet d'assurer la validité des équations car le référentiel « dq » doit suivre constamment le champ tournant. Pour cela, on se sert de la relation angulaire interne $\omega_s = \omega_r + \omega$, avec $\omega = p \cdot \Omega$. La vitesse de rotation de la machine est mesurée et celle du champ rotorique est estimée. On obtient alors pour ω_s :

$$\omega_s = \frac{L_m \dot{i}_{sq}}{T_r \cdot \Phi_r} + p \cdot \Omega \quad (11)$$

Le flux est donc réglable par l'intermédiaire du courant i_{sd} , et le couple par i_{sq} .

La mise en œuvre de la commande nécessite la connaissance de différents paramètres de la machine asynchrone (L_m , L_s et T_r). Ces derniers ne sont pas constants de part la non linéarité des matériaux. Néanmoins, dans le cas où le flux est contrôlé à une valeur constante, ces paramètres peuvent être considérés constants pour cet état magnétique. On peut alors déterminer la valeur prise par l'inductance magnétisante L_m pour le flux de référence et, en supposant que cet état magnétique est maintenu à cette valeur, on détermine les autres paramètres du modèle de commande. Les valeurs obtenues ne sont pas précises en régime transitoire mais cela permet de simplifier la commande et de ne pas avoir recours à des correcteurs adaptatifs.

Ainsi, en considérant le régime permanent commandé, le flux rotorique est uniquement porté par l'axe d et maintenu à la valeur Φ_{rd-ref} . En introduisant l'expression du module du courant magnétisant, on peut alors écrire :

$$L_m \approx \frac{\Phi_{rd-ref}}{i_{md}} = \sqrt{\frac{2}{3}} \frac{\Phi_{r-ref}}{|i_m|} \quad (12)$$

L'intersection entre la caractéristique $L_m(|i_m|)$ et la courbe définie par (12), permet de déterminer la valeur de l'inductance magnétisante L_m à considérer pour la commande.

La figure 3 résume l'algorithme de la commande vectorielle adoptée :

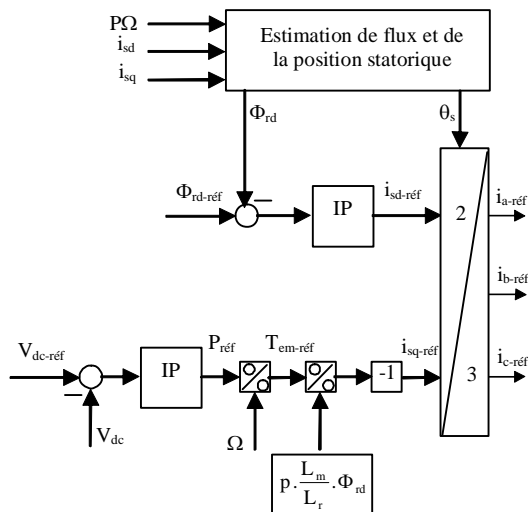


Fig. 3. Algorithme de la commande vectorielle

Il est à noter que la puissance de référence étant calculée en convention récepteur sur la charge, nous inversons le signe du courant i_{sq-ref} pour assurer un fonctionnement générateur.

B. Contrôle direct du couple

Classiquement, la commande par un contrôle direct du couple est élaborée à partir des expressions du modèle de la machine asynchrone exprimées dans le repère statorique [16]. Ainsi, l'amplitude du flux statorique est estimée à partir de ses composantes suivant les axes α et β [16], [17]:

$$\left\{ \begin{array}{l} \Phi_{s\alpha}(t) = \int_0^t (V_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha}) dt \\ \Phi_{s\beta}(t) = \int_0^t (V_{s\beta} - R_s i_{s\beta}) dt \end{array} \right. \quad (13)$$

$$\Phi_s = \sqrt{\Phi_{s\alpha}^2 + \Phi_{s\beta}^2} \quad (14)$$

Le couple électromagnétique s'obtient ensuite par :

$$T_{em} = p(\Phi_{s\alpha} i_{s\beta} - \Phi_{s\beta} i_{s\alpha}) \quad (15)$$

Le correcteur de flux a pour but de maintenir l'extrémité du vecteur Φ_s dans une bande circulaire autour de la valeur de référence. Le correcteur de couple remplit la même fonction pour ce dernier. Dans le cas d'un fonctionnement en générateur, la référence du couple est négative.

La figure 4 donne la structure du contrôle direct du couple adoptée pour l'application étudiée.

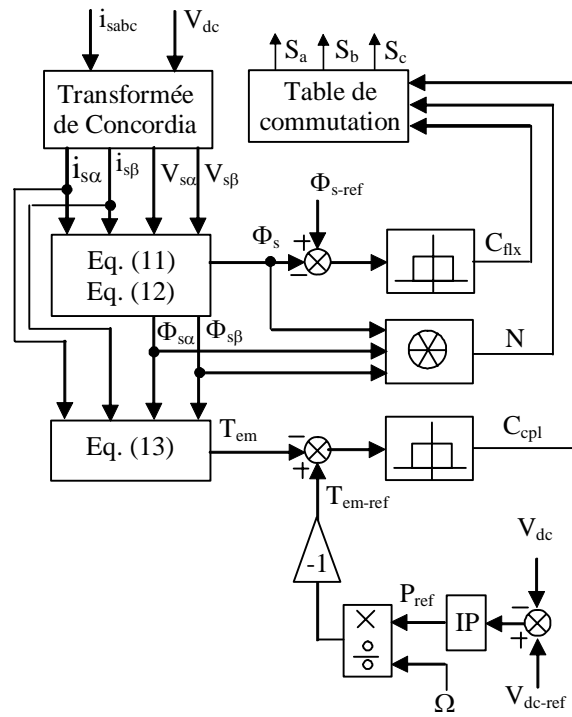


Fig. 4. Algorithme du contrôle direct du couple

La table de commande donnée ci-dessous est construite en fonction de l'état des variables C_{flx} du correcteur de flux et C_{cpt} , du correcteur du couple et de la zone N de la position de

Φ_s . C'est une table standard pour un fonctionnement 4 quadrants.

N		1	2	3	4	5	6
$C_{fix}=1$	$C_{cpl} = 1$	V_2	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1
	$C_{cpl} = 0$	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0
	$C_{cpl} = -1$	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4	V_5
$C_{fix}=0$	$C_{cpl} = 1$	V_3	V_4	V_5	V_6	V_1	V_2
	$C_{cpl} = 0$	V_0	V_7	V_0	V_7	V_0	V_7
	$C_{cpl} = -1$	V_5	V_6	V_1	V_2	V_3	V_4

TABLEAU I. TABLE DE COMMUTATION

Avec :

$V_0=[0 \ 0 \ 0]$; $V_1=[1 \ 0 \ 0]$; $V_2=[1 \ 1 \ 0]$; $V_3=[0 \ 1 \ 0]$; $V_4=[0 \ 1 \ 1]$; $V_5=[0 \ 0 \ 1]$; $V_6=[1 \ 0 \ 1]$; $V_7=[1 \ 1 \ 1]$;

Les vecteurs V_0 et V_7 sont choisis alternativement de manière à minimiser le nombre de commutations dans les bras de l'onduleur.

Il est à noter que dans le cas de la commande directe du couple, l'effet de la non linéarité des matériaux est implicitement pris en compte étant donné que les grandeurs d'état électriques sont constituées par les flux.

V. RESULTATS DE SIMULATION

Le fonctionnement du dispositif complet a été simulé sous l'environnement MATLAB®-SIMULINK® avec un pas de calcul de $10\mu s$. Dans un premier temps, le modèle de la machine, tenant compte de la saturation, a été validé pour différents points de fonctionnements non commandés [15].

Les deux stratégies introduites précédemment ont alors été testées dans le cas de variations de la vitesse rotorique. Dans ce qui suit, nous détaillons les aspects relatifs à chacune des deux stratégies et nous comparons des résultats de simulation.

Dans les deux stratégies, la référence de la tension à la sortie du redresseur est prise égale à $V_{dc-ref} = 465V$. Par ailleurs, les mêmes variations de vitesses, données à la figure 5, sont testées.

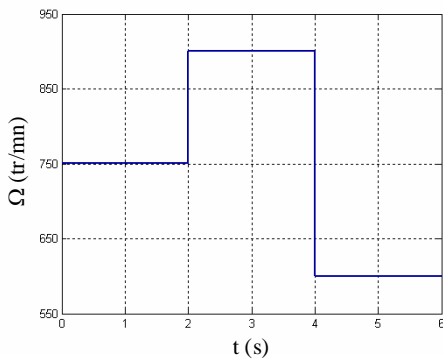


Fig. 5. Vitesse d'entraînement

A. Commande vectorielle

Dans le cas de la commande vectorielle la valeur du flux

de référence, rotorique, est choisie à $\Phi_{rd-ref} = 0.7Wb$. L'allure du flux rotorique est donnée par la figure. 6. et celle de la tension continue à la sortie du redresseur par la figure. 7. On peut constater que les deux grandeurs sont bien régulées et que le flux est insensible aux variations de la vitesse. Dans le cas de la tension, la réponse à une variation de vitesse est relativement rapide et ne dépasse pas 5 % de la valeur de référence lors des deux perturbations.

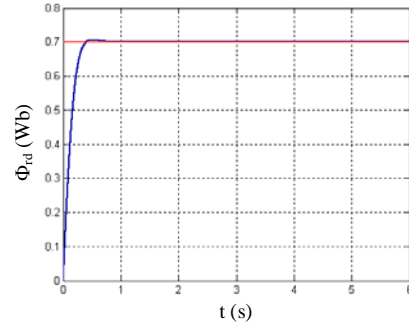


Fig. 6. Flux rotorique

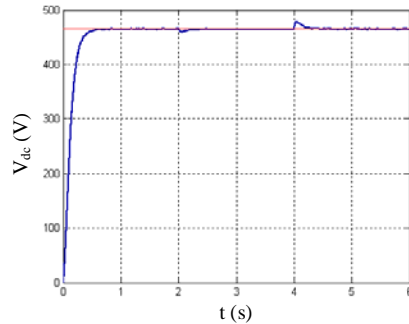


Fig. 7. Tension redressée

Sur la figure 8 nous représentons les évolutions des courants i_{sd} et i_{sq} . Comme escompté, l'allure du courant i_{sd} est similaire à celle du flux rotorique. Ce dernier est bien régulé et insensible aux variations de la vitesse. Le courant i_{sq} , quant à lui, répond à ces dernières pour adapter le couple pour que la tension, et donc la puissance générée, demeurent constantes égales aux valeurs de référence.

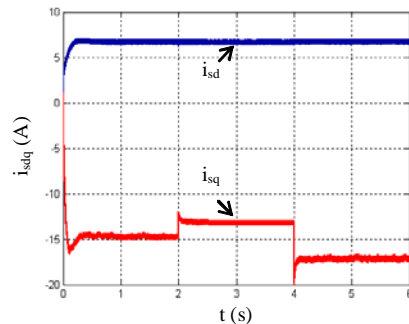


Fig. 8. Courants suivant les axes direct et en quadrature

La figure 9 montre un agrandissement de l'évolution temporelle d'un courant de phase statorique. L'amplitude ainsi que la fréquence s'adaptent suite à la variation de la vitesse.

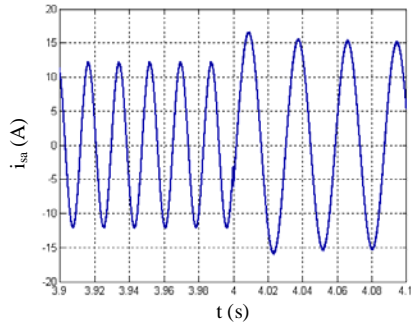


Fig. 9. Courant statorique

B. Contrôle direct du couple

Dans le cas de la commande directe du couple, la référence du flux, statorique, est également prise égale à $\Phi_{sref} = 0.7\text{Wb}$. La figure 10 montre l'évolution des deux composantes du flux. Une fois le régime transitoire dépassé, la valeur du module du flux reste proche de celle de référence et n'est pas influencée par les variations de la vitesse.

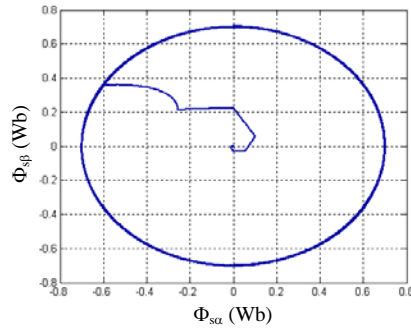


Fig. 10. Flux statorique

La réponse de la tension redressée est approximativement aussi rapide que dans le cas de la commande vectorielle (Fig. 11). Cela est également le cas de la rejection des perturbations. Constituées dans notre cas par les variations de la vitesse.

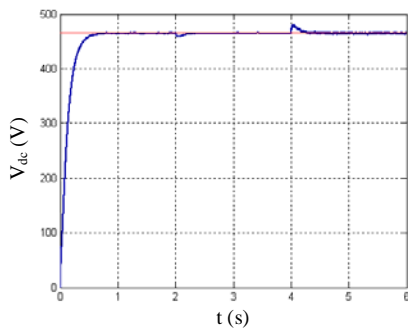


Fig. 11. Tension redressée

Sur les figures suivantes, nous présentons les allures des flux et des courants suivant les axes α et β statoriques. Dans les deux cas, nous remarquons nettement la variation de la fréquence due à celle de la vitesse. En revanche, les amplitudes du flux demeurent constantes suite à la régulation de ce dernier (Fig. 10).

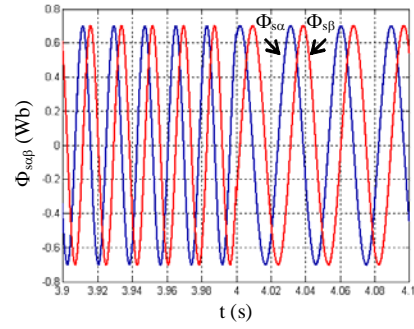


Fig. 12. Flux dans le repère de Concordia

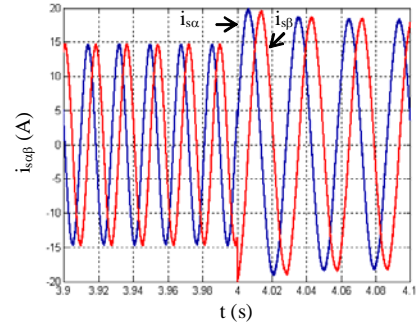


Fig. 13. Courants statorique dans le repère de Concordia

Un agrandissement temporel d'un courant de phase lors d'une variation de vitesse est également montré à la figure 14. Là encore, nous constatons l'effet de la variation de la vitesse sur la fréquence des courants. L'évolution du courant de phase est très proche de celle obtenue par la commande vectorielle.

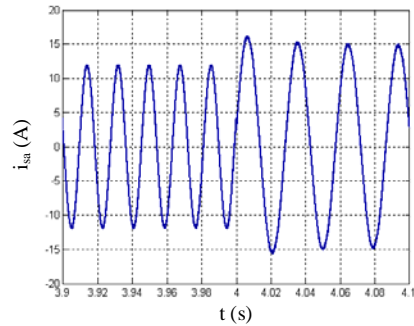


Fig. 14. Courant statorique

Sur le tableau 2, nous présentons d'une manière synthétique, les fréquences des signaux statoriques obtenues par les deux stratégies de commande lors des différentes vitesses de rotation.

VITESSE D'ENTRAÎNEMENT	FREQUENCE STATORIQUE	
	COMMANDE VECTROIELLE	CONTROLE DIRECT DU COUPLE
750 tr/mn	46,0829 Hz	45,4545 Hz
900 tr/mn	56,1798 Hz	55,5556 Hz
600 tr/mn	35,2113 Hz	34,2466 Hz

TABLEAU 2. FREQUENCES STATORIQUES

Au travers des résultats de simulation obtenus, les deux stratégies de commande semblent donner des résultats très proches en termes de dynamique et de réjection de perturbation. Néanmoins, étant donné que la commande directe du couple induit des pertes, par commutation et fer, qui sont plus élevées de part la fréquence aléatoire et relativement élevée du convertisseur, des études plus approfondies sur la qualité de l'énergie et sur le rendement du dispositif commandé par les deux stratégies feront l'objet des futurs travaux.

VI. CONCLUSION

Dans cette communication, nous avons présenté l'étude du contrôle de la tension continue d'un système constitué d'une génératrice asynchrone débitant sur un redresseur à MLI. Deux stratégies de commande sont proposées. La première est basée sur la commande vectorielle à flux rotorique orienté et la seconde sur la commande directe du couple. En utilisant un modèle analytique tenant compte de la saturation, les deux stratégies ont été étudiées à l'aide de simulations effectuées sous l'environnement MATLAB®-SIMULINK®. Nous avons testé leurs réponses lorsque la vitesse du rotor varie. Les résultats obtenus montrent que les deux stratégies peuvent être utilisées pour ce contrôle. Ces résultats devront être complétés par une analyse des pertes générées par chacune des deux stratégies.

VII. ANNEXE

Le tableau 3 donne les paramètres de la machine étudiée.

PARAMETRE	VALEUR	PARAMETRE	VALEUR
P_N	5,5 kW	J	0,230 kg.m ²
U_N	230/240 V	d	0,0025 Nm/rads ⁻¹
I_N	23,8/13,7 A	R_s	1,07131 Ω
F	50 Hz	R_r	1,29511 Ω
N_N	690 tr/mn	p	4

TABLEAU 3. PARAMETRE DE LA MACHINE

REFERENCES

- [1] A. Nesba, R. Ibtouen and O. Touhami, "Dynamic performance of self-excited induction generator feeding different static loads," *Elec. Eng. Serbian J.*, vol. 3, no. 1, Jun. 2005, pp. 63–76.
- [2] R. Pena, J.C. Clare and G. M. Asher, "Doubly fed induction generator using back-to-back PWM converters and its application to variable-speed wind-energy generation," *IEE Pvoc. Electr. Power Appl.*, Vol. 143, No. 3, May 1996, pp. 231–241.
- [3] C. Dufour and J. Belanger, "A Real-Time Simulator for Doubly Fed Induction Generator based Wind Turbine Applications," 35th Annual Conf. IEEE Power Electr. Specialists, Aachen, Germany, 2004, pp. 3597–3603.
- [4] A. Petersson, L. Harnfors and T. Thiringer, "Comparison Between Stator-Flux and Grid-Flux-Oriented Rotor Current Control of Doubly-Fed Induction Generators," 35th Annual Conf. IEEE Power Electr. Specialists, Aachen, Germany, 2004, pp. 482–486.
- [5] I. de Alegria, J. Andreu, P. Ibariez, J. L. Villate and I. Gabiola, "Novel Power Error Vector Control for Wind Turbine with Doubly Fed Induction Generator," The 30th Annual Conf. IEEE Ind. Electr. Society, November 2–6, 2004, Eusan, Korea, pp. 1218–1223.
- [6] D. Seyoum and C. Grantham, "Terminal voltage of a wind turbine driven isolated induction generator using stator oriented field control," *IEEE Trans. Ind. App.*, pp. 846–852, 2003.
- [7] E. Levi and Y. W. Liao, "Rotor flux oriented induction machine as a DC power generator," in Proc. 8th Eur. Conf. Power Electric and Application, Lausanne, 1999, pp. 1–8.
- [8] S. N. Bhadra, K. Venkata Ratnam, and A. Manjunath, "Study of voltage build up in a self-excited, variable speed induction generator/static inverter system with D.C. side capacitor," in Proc. Intern. Conf. Power Electronics, Drives and Energy System, Vol. 2, 1996, pp. 964–970.
- [9] M. S. Miranda, R. O. Lyra and S. R. Silva, "An alternative isolated wind electric pumping system using induction machines," *IEEE Trans. Energy Conversion*, Vol. 14, No. 4, December 1999, pp. 1611–1616.
- [10] S. S. Murthy, C. Parabhu, A. K. Tandon and M. O. Vaishya "Analysis of series compensated self-excited induction generators for autonomous power generation," IEEE Conf. Power Electronics, Drives and Energy Systems for Industrial Growth, 1996, pp. 687–693.
- [11] S. M. Alghuwainew, "Steady-state analysis of a self-excited induction generator self-regulated by shunt saturable reactor," IEEE Int. Conf. Electrical Machines and Drives, 1997, pp. 101–103.
- [12] R. Bonert and R. Rajakaruna, "Self-excited induction generator with excellent voltage and frequency control," *IEE Proc.-Gen. Transm. Distrib.* Vol. 145, N° 1, January 1998, pp. 33–39.
- [13] E. G. Marra and J.A. Pomilio Grantham, "Self excited induction generator controlled by a VS-PWM bi-directional converter for rural applications," *IEEE Trans. Ind. App.*, Vol. 1, 1998, pp. 116–122.
- [14] V. N. Nandakumar, K. Yadukumar, T. Sureshkumar, S. Ragupathi and R. K. Hegde, "A Wind Driven Self-Excited Induction Generator with Terminal Voltage Controller and Protection Circuits," IEEE Power Conv. Conf., 1993, pp. 484–489.
- [15] D. Rekioua, K. Idjdarene T. Rrekioua, and A. Tounzi, "An approach for the modelling of an autonomous induction generator taking into account the saturation effect," *Emer. Elec. Pow. Syst. Int. J.*, vol. 4, no. 1, pp. 1–25, Dec. 2005.
- [16] Y. A. Chapuis, "Contrôle Direct du couple d'une machine Asynchrone par l'orientation de son flux statorique," Thèse de Doctorat, Institut National Polytechnique, Grenoble, France, 1996.
- [17] D. Rekioua, T. Rekioua and S. Alloune, "Switching Strategies in direct torque control of induction machine: Modelling and simulation," in *Proc. 8th Int. Conf. Modelling and simulation*, Lyon, France, July 4-7, 2004, pp. 318–321.